

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

5



ARGENTINA	Pesos 135	FRANCIA	Fr. Fr. 4,70	PARAGUAY	Guar. 120
AUSTRALIA	Sh. 12,10	GERMANIA	D. M. 3,85	PERÙ	Sol. 42,85
AUSTRIA	Sc. 24,90	GIAPPONE	Yen. 346,80	PO-TOGALLO	Esc. 27,60
BELGIO	Fr. Bg. 48	INGHILTERRA	Sh. 6,10	SPAGNA	Pts. 57,70
BRASILE	Crs. 1,200	ISRAELE	L. I. 3,30	SUD - AFRICA	R. 0,80
CANADA	\$ Can. 1,20	JUGOSLAVIA	Din. 725	SVIZZERA	Fr. S. 4,15
CILE	Esc. 1,35	LIBIA	L. Lib. 0/345	TURCHIA	L. T. 8,70
DANIMARCA	Kr. D. 6,65	MALTA	Sh. 6,10	URUGUAY	Pesos 10,45
EGITTO	Leg. 0/420	NORVEGIA	Kr. N. 6,90	U.S.A.	\$ 1,60
ETIOPIA	\$ Et. 2,35	OLANDA	Fol. 3,50	VENEZUELA	Bs. 6,60

N. 5 - MAGGIO 1966

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350

Filze S



Quarzi piezoelettrici per tutte le applicazioni

Polidi di ogni tipo e potenza per applicazioni trasmettenti ed industriali

Ignitrons e thyratrons per applicazioni industriali

Tubi ad onde progressive e klystrons

Tubi a raggi catodici per televisione

Valvole sub-miniatura e altri tubi speciali

Valvole termoioniche riceventi per radio e televisione

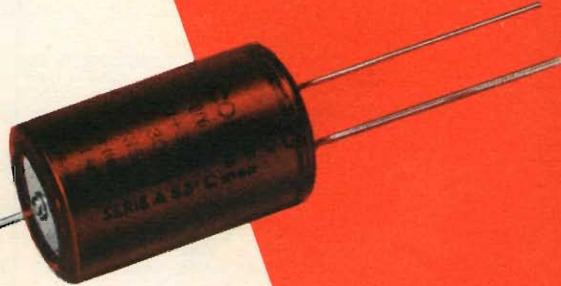
Condensatori ad alto vuoto

PAVIA
VIA FABIO FILZI, 1
TEL. 31144/5
23636/7/8
26791

per le più severe
esigenze di impiego
la nuova serie di

condensatori elettrolitici

FACON
per temperature
di funzionamento
fino a + 70°C
e a + 85°C



Una nuova
produzione con
nuovi e moderni
impianti,
caratterizzata
da lunga durata
e da alta
stabilità di
caratteristiche
elettriche

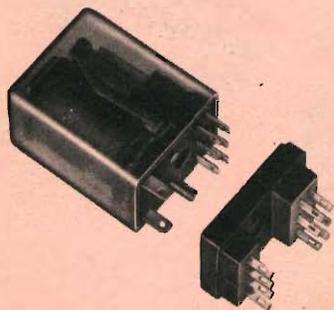


FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI

VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501

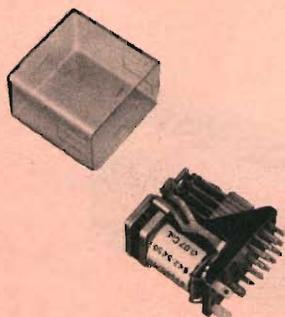
relè Siemens

sensibilità
stabilità
sicurezza



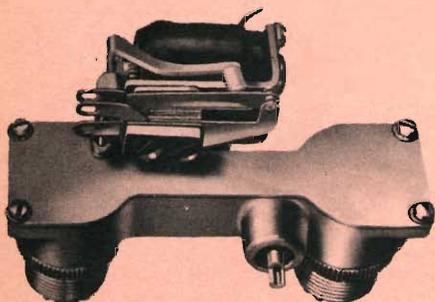
microrelè T rls 154 non polarizzato

con 2 oppure 4 contatti di scambio per potenze di commutazione da 30 a 100 W. Fornibile anche in esecuzione con contatti in oro per carichi estremamente bassi. Disponibile per una vasta gamma di tensioni di alimentazione e adatto per inserzione in circuiti stampati.



microrelè "P" a ritenuta magnetica

per funzionamento ad impulsi, rimane cioè nello stato di commutazione anche al cessare dell'impulso di eccitazione; non è pertanto necessaria un'eccitazione continuativa per cui si realizza un notevole risparmio di energia. Particolarmente adatto dove siano richiesti lunghi periodi di commutazione.



relè RA a contatti coassiali

per la commutazione di segnali ad alta frequenza fino a 150 MHz e per potenze di commutazione fino a 75 W. Alimentazione da 6 a 115 V, shock 30 g. Indicato per apparecchiature radiotrasmettenti mobili e fisse. Può essere equipaggiato con contatti ausiliari normali fino ad un massimo di 2 scambi.
Produzione: Allied Control Company

Direttore Responsabile:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - Milano - Tel. 92.89.391
Amministrazione:
Piazza Castello, 22 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
numero 5 maggio 1966
rivista mensile edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione.

Autorizzazione alla pubblicazione:
Tribunale di Milano
numero 4261 dell'1-3-1957

Stampa:
S.Ti.E.M.
S. Donato Milanese
Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:

SODIP
Via Zuretti, 25 - Milano
Telefono 68.84.251

Spedizione in abbonamento Postale
Gruppo III

Prezzo della rivista L. 350
numero arretrato L. 700
Abbonamento annuo L. 3.500
per l'Estero L. 7.000.

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio TV
Viale Matteotti, 66
Cinisello Balsamo - 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.

SELEZIONE
RADIO - TV di tecnica

N. 5 Maggio 1966

S O M M A R I O

IN COPERTINA

Fabbricazione dei diodi al silicio per auto
(da riv. Siemens)

- 631 Insegne luminose elettroniche (I parte)**
- 639 Trasmissione di immagini a colori (II parte)**
- 645 Termometro elettronico**
- 647 Alimentatore a transistor per trenini**
- 651 Il decibel (I parte)**
- 659 Tre alimentatori stabilizzati a transistor**
- 663 Tre contagiri per auto**
- 669 Amplificatori RF**
- 673 Sistemi di polarizzazione dei transistor**
- 677 Convertitori CC/CC di potenza a transistor**
- 685 Caricabatterie automatico**
- 691 Tecnica di trasmissione televisiva**
- 697 Sintonizzatore UHF a transistor**
- 707 Le valvole termoioniche (X parte)**
- 721 Amplificatore 5 W a simmetria complementare**
- 725 L'elettronica illustrata**
- 735 Rassegna delle riviste estere**
- 745 I lettori ci scrivono**

PREVISIONI ECONOMICHE SULLA TV A COLORI

Dunque, la TV a colori tiene desta tutta l'Europa: essa è come un embrione già irrequieto nel grembo materno. È legittimo che, tanti quanti siamo ad occuparci di televisione, ne attendiamo la nascita e ci prepariamo a riceverla. È saggio che i massimi organi intorno ai quali si raggruppano le industrie, e gli enti preposti alle telecomunicazioni, radunino i propri membri e discutano. Ma, mettiamoci nei panni dell'uomo della strada e chiediamoci: — Che cosa faremo quando i programmi televisivi saranno trasmessi a colori? Dovremo cambiare tutti gli apparecchi? —

La domanda, ripetiamo, è formulata secondo la spontaneità del pubblico, ma non ha un contenuto tanto ingenuo come può apparire a prima vista. E poichè noi, e i nostri lettori, siamo al servizio del pubblico, riteniamo di raggiungere uno scopo costruttivo se, per un momento, ci mettiamo dalla parte di chi vuol sapere come vanno le cose.

Procediamo con ordine. Dal 7 al 9 dicembre 1965 si è svolta a Roma la decima riunione « Ad Hoc Group » della E.B.U. con la partecipazione di Francia, Germania Occ., Italia, Olanda, Regno Unito, Svizzera, con qualcosa come nove articoli all'ordine del giorno, di cui facciamo grazia ai nostri lettori: basti dire che la maggioranza, RAI compresa, si è dichiarata favorevole al sistema PAL. Frattanto, il gruppo ANIE ha indetto un referendum fra i propri aderenti sulle preferenze dei tre sistemi, e le risposte sono state le seguenti:

- Sistema PAL: voti N. 66 espressi da N. 13 ditte che occupano complessivamente N. 6668 dipendenti.
- Sistema NTSC: voti N. 46 espressi da N. 19 ditte che occupano complessivamente N. 2737 dipendenti.
- Sistema SECAM: voti N. 22 espressi da N. 5 ditte che occupano complessivamente N. 1775 dipendenti.

Fra i motivi di preferenza sono da citare i seguenti:

Per il sistema PAL: L'assieme del sistema (trasmissione-propagazione-ricezione), tenuto soprattutto conto della configurazione fisica dell'Italia, consente indiscutibilmente di ottenere il migliore risultato tecnico.

Per il sistema NTSC: È il sistema più sperimentato; negli USA sono stati già costruiti più di tre milioni di esemplari con ottimi risultati.

Per il sistema SECAM: Indipendenza da errori di trasmissione (rispetto a NTSC). Semplicità di progettazione (rispetto a PAL).

Per riassumere, sia in campo internazionale, sia nell'ambito dei nostri confini, il sistema PAL è, per ora, in vantaggio. Il fatto nuovo, internazionale, consiste nel distacco dell'Unione Sovietica dalla Francia, poichè oltre cortina si sta studiando un nuovo sistema.

Ciò che, invece, interessa noi, e con noi l'uomo della strada il quale è sempre avido di notizie, è la dichiarazione della RAI alla riunione di Roma del 7-9 dicembre, di essere pronta per iniziare le trasmissioni nell'autunno 1967, ma che la decisione spetta all'Amministrazione.

Ecco fatto. In teoria avremmo poco più di un anno a disposizione per mettere sul mercato i televisori a colori. Ma i televisori a colori — ci sia perdonata l'ingenuità dell'espressione — non sono frittelle per le quali basta un po' di farina un po' di lievito e un po' di olio.

I TV a colori sono tuttora complessi costosi che, nè quest'anno nè l'anno prossimo, possono affrontare un mercato popolare: basti pensare che il solo cinescopio costa più di un intero apparecchio funzionante in bianco e nero.

Chi, dunque, s'imbarcherebbe da noi in una astronomica spesa di nuovi impianti e di produzione per una limitata clientela di gente che può spendere, affinché nel 1967 la RAI abbia i suoi utenti del colore? Nessuno.

Data la fretta della RAI, la conseguenza sarà una sola: uscita di valuta pregiata per importare televisori a colori e loro parti più importanti che non si costruiscono in Italia (vedi tubo a raggi catodici) onde soddisfare le richieste che, per l'industria saranno insufficienti dati gli alti costi, ma per il commercio costituiranno premessa necessaria e sufficiente per smuovere gli scambi.

Allo stato attuale delle cose, queste sono le previsioni economiche della nascita della TV a colori in Italia.

CORA
BOSCA
VERMUT SPUMANTE
KALODERMA
INSEGNE
LUMINOSE

Facis
CONFEZIONI
ELETTRONICHE

I Parte

Portiamo a conoscenza dei nostri lettori un interessante sistema elettronico per l'accensione delle insegne luminose. Ciascuna lettera che forma il testo della scritta luminosa è formata da una lampadina che viene accesa da un interruttore elettronico anziché da un relé. L'interruttore elettronico è formato a sua volta da una piccola lampadina che proietta la sua luce sulla superficie sensibile di una fotoreistenza. Il sistema, a differenza di quelli azionati da relé, è completamente silenzioso e consente di formare sia testi fissi che variabili. Descriveremo due circuiti capaci di accendere in successione rispettivamente 33 e 65 lampade al secondo.

Le insegne luminose sono azionate nella maggior parte dei casi, da relé elettromeccanici oppure mediante contatti fissi disposti su un tamburo girevole. Il sistema di funzionamento delle insegne luminose che ci accingiamo a descrivere è il primo che impiega **relé fotoelettrici**, e cioè dispositivi silenziosi e senza parti in movimento, formati ciascuno da una fotoreistenza al solfuro di cadmio e da una piccola lampada incandescente montata nello stesso contenitore metallico dove si trova la fotoreistenza.

Questa tecnica sviluppata nei nostri laboratori possiede le seguenti caratteristiche:

1) Il sistema consente di presentare testi pubblicitari, annunci, nomi di società, ecc., le cui lettere, luminose e facili da leggere, sono ottenute mediante lampadine colorate. L'effetto di scrittura ottenuto con le lampade che si accendono una dopo l'altra è veramente efficace e attira l'attenzione.

2) Il sistema consente di impiegare testi fissi o testi variabili a piacimento. Quest'ultima possibilità riveste particolare interesse per i cinema e per i teatri per i quali vi è la necessità di annunciare periodicamente nuovi programmi. Anche per altri scopi pubblicitari questa possibilità di variare i testi riveste particolare interesse.

3) I commutatori e i relé elettromeccanici producono interferenze sia nella ricezione radio che in quella TV. Siccome nei relé fotosensibili non ci sono contatti meccanici, simili interferenze sono da escludere nel modo più assoluto.

4) I relé fotosensibili, essendo di ridotte dimensioni, possono essere montati su circuiti stampati e consentono quindi di realizzare un sistema di controllo avente dimensioni molto ridotte rispetto a quelle dei sistemi convenzionali. Ciò può assumere grande importanza in quei casi dove lo spazio è limitato o estremamente costoso.

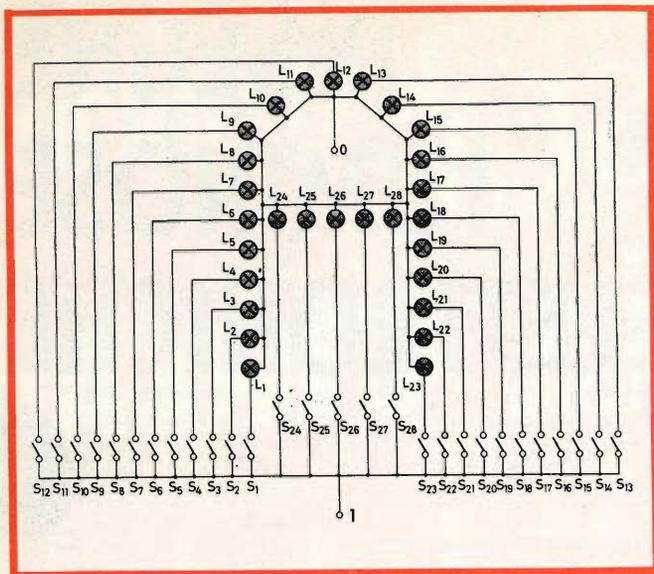


Fig. 1 - Lettera iniziale di un'insegna « scritta » ottenuta con interruttori convenzionali. 1 = alimentazione.

5) L'elevata sicurezza di funzionamento del sistema elettronico riduce al minimo i costi di esercizio e di manutenzione.

6) Se si adottano circuiti stampati, questi possono essere convenientemente disposti in accessibili « racks ».

7) Il circuito può essere alimentato da una sorgente di tensione in c.a. o in c.c.

Le cellule fotoconduttive al solfuro di cadmio impiegate in questi fotorelé sono le RPY 18.

Principio di funzionamento

In fig. 1 è illustrato il principio di funzionamento di una insegna luminosa « scritta ». Questa figura indica la lettera « A » che viene formata dalle lampade incandescenti L_1-L_{28} collegate alla tensione di alimentazione attraverso gli interruttori meccanici S_1-S_{28} .

L'« effetto di scrittura » è ottenuto chiudendo gli interruttori in maniera sequenziale con una velocità, per esempio, di 15 al secondo. Quando viene chiuso l'interruttore S_{28} tutte le lampade che formano la lettera A sono accese; questa condizione è mantenuta per un breve intervallo di tempo, dopodichè tutti gli interruttori si riaprono contemporaneamente. Chiudendo l'interruttore S_1 , ricomincia un nuovo ciclo e così via.

Nel sistema che descriveremo, gli interruttori meccanici vengono sostituiti con altrettante combinazioni di **fotoresistenze-lampade pilota**; questa combinazione realizza un interruttore fotoelettronico che non contiene parti in movimento. Questi interruttori li chiameremo **fotorelé**.

Per impedire che i fotorelé si influenzino a vicenda e per evitare che il loro funzionamento venga a dipendere dalla illuminazione dell'ambiente, questi vengono montati in una custodia metallica che ser-

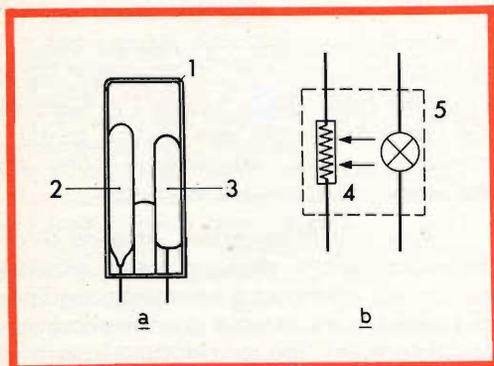


Fig. 2 - a) Disposizione meccanica del fotorelé; b) Schema simbolico di un fotorelé. 1 = involucro metallico; 2 = fotocellula; 3 = lampadina; 4 = fotocellula; 5 = lampadina.

ve anche come dissipatore del calore per la fotoresistenza. In fig. 2a è indicata la disposizione meccanica mentre in fig. 2b è riportato lo schema elettrico di un sif-fatto fotorelé. I dati costruttivi sono ri-portati più avanti.

La parte principale del fotorelé è rap-presentata dalla fotoresistenza al solfuro di cadmio. Quest'ultima, se posta al buio offre un'elevata resistenza al passaggio della corrente; lo strumento (fig. 3a) non dà infatti alcuna indicazione di corrente. Quando invece la superficie sensibile della fotoresistenza viene esposta alla luce, la sua resistenza diminuisce di colpo per-mettendo in questo modo il passaggio del-la corrente (fig. 3b). Ciò significa che, se mettiamo al posto dello strumento una o due lampade incandescenti, la fotoresi-

gamenti desiderati, le lampade si accen-deranno una dopo l'altra formando la let-tera luminosa precedentemente program-mata.

L'effetto « scrivente » è ottenuto per il fatto che sia la fotoresistenza che la lam-pada impiegano un certo tempo, la prima, a condurre dopo che è stata illuminata, e la seconda, a raggiungere il massimo di luminosità. Dalla fig. 5 si vede come il tempo che impiega la fotoresistenza RPY 18 a diminuire il suo valore di resi-stenza dipenda dalla intensità della luce che la colpisce.

Questo particolare comportamento con-sente di variare entro certi limiti la ve-locità con cui viene « scritta » l'insegna luminosa. La velocità di scrittura vera e propria dipende dalla lunghezza del testo

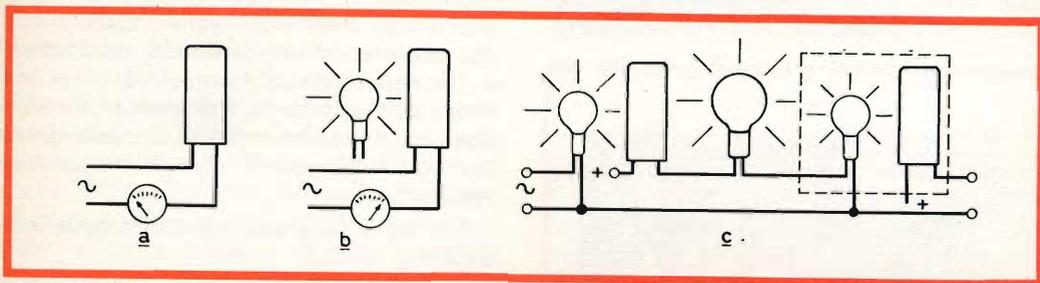


Fig. 3 - Spiegazione del funzionamento di un fotorelé.

stenza potrà accenderle e spegnerle (figu-ra 3c).

È allora possibile disporre un certo numero di lampade e di fotoresistenze come indicato in fig. 4, dove la luce proveniente dalla lampada **b** colpisce la fotoresistenza **c** la quale, a sua volta, accende le due lampade **d** ed **e**. Quest'ultima illumina allora **f**, e il fenomeno si ripete. In questo modo si può dar inizio ad una « reazione a catena » che può interessare anche molte centinaia di lampade. Per ricominciare nuovamente il ciclo si può usare un interruttore elettronico.

In pratica l'insegna luminosa desiderata viene « formata » con le lampade **a**, **d**, **g** ecc. Se con pannelli muniti di spine e di prese o con altri sistemi di programmazione si provvede ad effettuare i colle-

da formare o, più esattamente, dal numero delle lampade occorrenti per formare questo testo. Si è trovato che il tempo necessario per tracciare un'insegna luminosa oscilla tra 5 e 10 secondi, e in base a questo valore si calcola successivamente la velocità di accensione di tutta l'insegna luminosa. Ma questo lo vedremo più avanti quando illustreremo il progetto di due pratiche realizzazioni.

Il funzionamento dei circuiti presentati in questo articolo sarà spiegato con riferimento a due circuiti fondamentali i quali differiscono unicamente per il modo con cui i fotorelé sono collegati tra di loro, e cioè:

I circuito - La fotoresistenza e la lampada pilota di ciascun fotorelé risul-

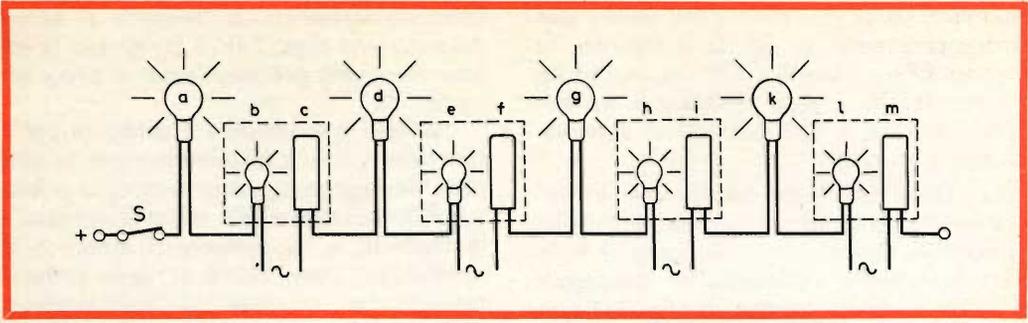


Fig. 4 - Principio di funzionamento dei sistemi di pilotaggio esaminati in questo articolo.

tano collegate in serie mentre i singoli fotorelé sono accoppiati elettricamente mediante resistori.

Il circuito - La fotoresistenza di ciascun fotorelé risulta collegata in serie con la lampada pilota del fotorelé successivo.

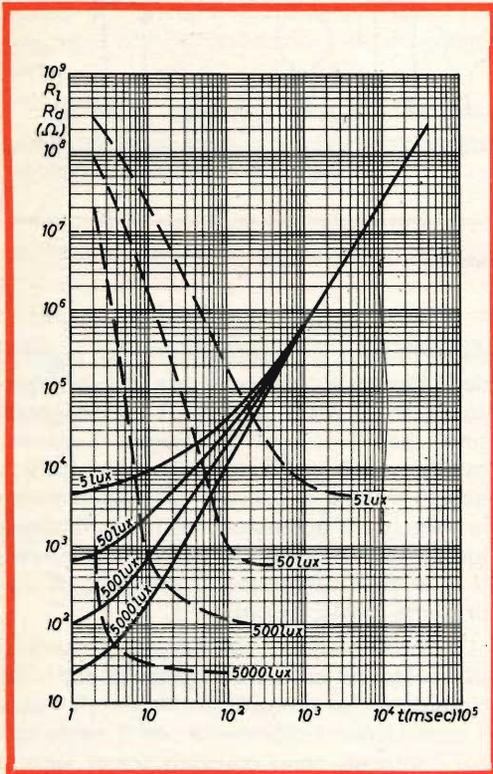


Fig. 5 - Tempo di diminuzione della resistenza della fotoresistenza RPY 18 a seconda dei vari livelli di illuminazione.

CIRCUITO I

Descrizione

In fig. 6 è riportato lo schema fondamentale. Il circuito è formato da un certo numero di stadi tutti uguali; ciascun stadio comprende una lampada, un fotorelé e un resistore. La fotoresistenza (C) e la lampada pilota (L_p) di ciascun fotorelé sono collegate in serie; l'accoppiamento tra i vari fotorelé è effettuato mediante resistori.

L'insegna luminosa è formata dalle lampade $L_{d1} \dots L_{dn}$.

I fotorelé indicati con i numeri $n + 1$ e $n + 2$ servono per far chiudere o aprire l'interruttore elettronico 1.

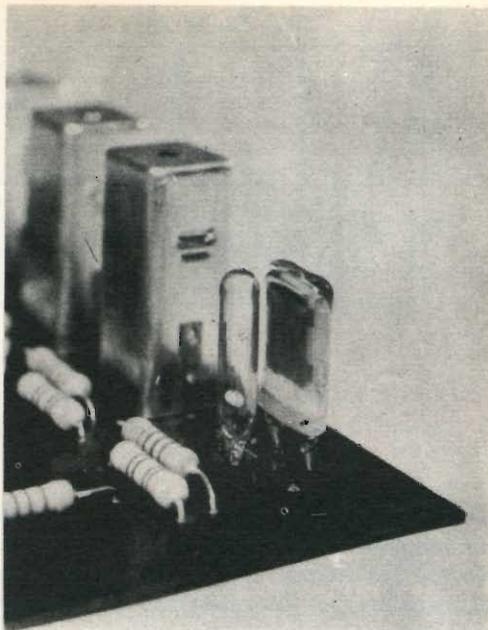
Funzionamento

Se ai terminali P e Q si applica la tensione di alimentazione e se l'interruttore 1 viene chiuso, nel circuito comprendente L_{d1} , L_{p1} ed R_1 collegati in serie, passerà una certa corrente. Questa corrente è sufficiente a far accendere la lampadina pilota L_{p1} la cui luce farà diminuire la resistenza della cellula fotoconduttrice C_1 . L'entrata in conduzione della fotoresistenza farà aumentare la corrente circolante in L_{p1} (*), e quindi anche la sua emissione di luce, la quale ridurrà ulteriormente la resistenza del fotoelemento C_1 . Questo processo continuerà fino al rag-

(*) Si tenga presente che la fotoresistenza si trova in parallelo a R_1 .

giungimento del valore più basso di resistenza caratteristico del fotoelemento, in corrispondenza del quale le lampade L_{d1} e L_{p1} raggiungeranno il valore massimo di luminosità. In queste condizioni, R_1 viene ad essere cortocircuitato da C_1 per cui il secondo stadio si troverà ora nelle stesse condizioni in cui si trovava inizialmente il primo stadio. Ciò farà sì che le lampade L_{d2} e L_{p2} si accendano completamente, e così via. Quando alla fine viene illuminata la fotoresistenza C_n e le lampade che formano l'insegna luminosa si sono tutte accese, entrano allora in funzione i fotorelé ($L_p - C_p$) $_{n+1}$ e ($L_p - C_p$) $_{n+2}$.

Dopo un tempo prestabilito l'interruttore principale 1 si aprirà e successivamente si chiuderà di nuovo dando inizio ad un altro ciclo di scrittura. Come vedremo tra poco, questo circuito ha un inconveniente ed è questo: per avere una velocità di scrittura poniamo di 25 lampade/secondo e impiegando per le lampade che formano l'insegna quelle da 40 V/2,5 W e per le lampade pilota quelle da 24 V/1,5 W, è necessario assegnare ai resistori di accoppiamento un valore di circa 300 Ω . Ora con questo basso valore di R si corre il rischio di danneggiare le fotoresistenze a causa di una eccessiva dissipazione a cui andrebbero incontro. Infatti, se viene ad interrompersi il colle-



Come appare un fotorelé (è stato tolto lo schermo).

giamento ad una fotoresistenza, poniamo C_3 , avremo circolazione di corrente attraverso le lampade L_{d3} e L_{p3} e, tramite i resistori R_3 e R_4 , attraverso anche alle fotoresistenze C_2 e C_4 . La potenza dissipata in queste fotoresistenze può rag-

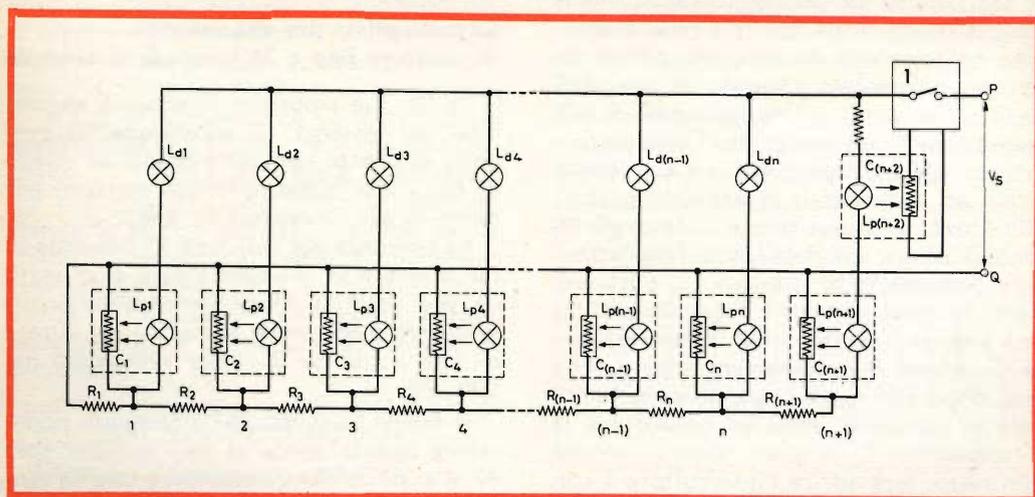


Fig. 6 - Schema fondamentale di un sistema di pilotaggio in cui la fotoresistenza C e la lampada pilota L_p di ogni fotorelé risultano collegati in serie. 1 = interruttore S.

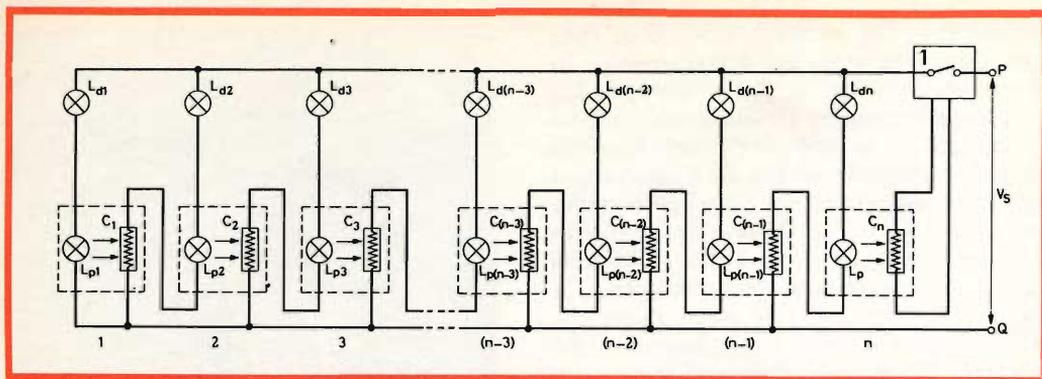


Fig. 7 - Schema fondamentale di un sistema di pilotaggio in cui la fotoresistenza di un fotorelé è collegata in serie con la lampada pilota del successivo. 1 = interruttore S.

giungere valori tali da danneggiarle definitivamente trasformandole in resistori ad elevata resistenza. Ciò, a sua volta, può danneggiare le fotoresistenze C_1 e C_5 e così via.

Il circuito di fig. 6 può quindi produrre degli inconvenienti se risulta composto da più di due stadi. Ciò nonostante esso può ancora essere impiegato se viene combinato con il circuito di fig. 7, come più avanti vedremo.

CIRCUITO II

In fig. 7 è riportato lo schema elettrico di un sistema di pilotaggio nel quale la fotoresistenza di un fotorelé risulta collegata in serie con la lampada pilota del fotorelé successivo. Quando ai terminali P-Q viene applicata la tensione di alimentazione V_S e viene chiuso l'interruttore principale 1, le lampade L_{d1} e L_{p1} cominciano ad accendersi; quest'ultima (L_{p1}) illuminerà la fotoresistenza C_1 la quale diventerà allora conduttrice e farà accendere ovviamente le lampade L_{p2} e L_{d2} collegate in serie ad essa. L'accensione di L_{p2} farà entrare in conduzione la fotoresistenza C_2 , e così il processo continuerà. Alla fine, dopo che tutta l'insegna si è illuminata al completo, entra in conduzione la fotoresistenza C_n la quale, dopo un tempo prefissato, farà aprire l'interruttore 1 con conseguente spegnimento di tutte le lampade. Dopo un breve intervallo di tempo l'interruttore si chiude nuovamente dan-

do inizio ad un nuovo ciclo di scrittura. Il circuito pratico che discuteremo tra poco è basato proprio su questo principio di funzionamento.

REALIZZAZIONE PRATICA

Qui di seguito discuteremo due circuiti pratici, uno avente una velocità di scrittura di 33 lampade al secondo e l'altro una velocità di scrittura di 65 lampade al secondo. Successivamente descriveremo anche l'interruttore elettronico che potrà essere applicato a tutti e due i circuiti.

Circuito pilota per una velocità di scrittura fino a 33 lampade al secondo

In fig. 8 è riportato lo schema elettronico del sistema di accensione. Il progetto di questo circuito è basato su quello di fig. 7 dal quale differisce soltanto per avere in più i resistori R_p e R_s .

La presenza del resistore R_p consente di far lavorare la lampada pilota al di sotto dei suoi valori di funzionamento nominali; in questo modo viene aumentata la durata di vita e ridotto il calore sviluppato nel fotorelé.

Il flusso luminoso della lampada nonostante questa abbia ai suoi estremi solo 17 V al posto dei 24 stabiliti è tale da rendere conduttrice la fotoresistenza RPY 18.

Il resistore R_s è stato inserito per accoppiare elettricamente i fotorelé. Asse-

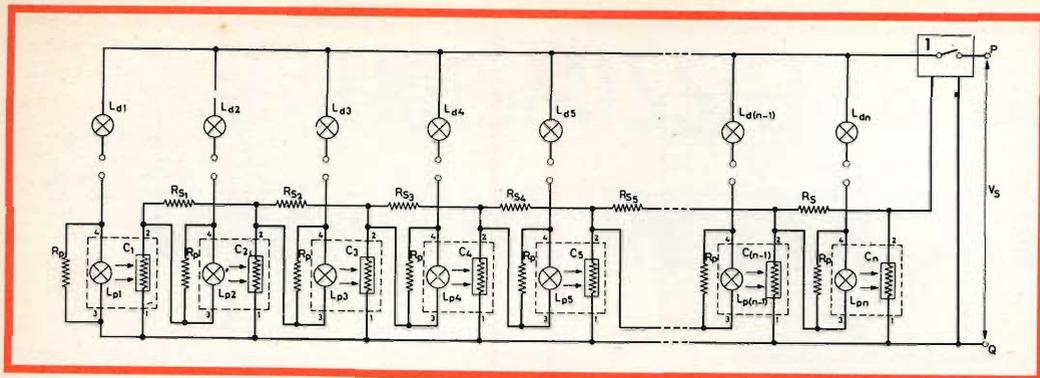


Fig. 8 - Circuito pratico di un sistema di pilotaggio per una velocità di scrittura che può essere fissata ad un valore compreso tra 22 e 33 lampade al secondo. 1 = interruttore S.

Componenti

- $R_s = 1 \text{ k}\Omega, 1/2 \text{ W} \pm 10 \%$
- $R_p = \text{vedi testo}, 1/4 \text{ W}$
- $L_p = 24 \text{ V}/60 \text{ mA}$ (lampade pilota)
- $L_d = 40 \text{ V}/2,5 \text{ W}$ (lampade dell'insegna)
- $C = \text{fotoresistenza RPY 18}$.

Quando al resistore R_s il valore di $1 \text{ k}\Omega \pm 10 \%$, la « scrittura » potrà continuare anche nel caso in cui due lampade adiacenti possano diventare difettose.

Nel progetto si è tenuto conto del fatto che l'interruzione di due lampade adiacenti (e in minore misura di qualsiasi altra lampada) produce un aumento della corrente normale che scorre nelle fotoresistenze degli stadi adiacenti. Se, per esempio, diventano difettose le lampade L_{d3} e L_{d4} , la corrente che va allo stadio 5 passerà per L_{d5} , L_{p5} , R_{s3} , R_{s2} e la fotoresistenza C_2 . Questa corrente è sufficiente a L_{p5} per rendere conduttrice la fotoresistenza C_5 (circa 150Ω). Ciò crea per lo stadio 5 un secondo ramo di corrente e cioè attraverso L_{d5} , L_{p5} , R_{s4} e la fotoresistenza C_5 . Conseguenza: attraverso le fotoresistenze C_2 e C_5 passerà una maggiore corrente.

Misure sulla velocità di scrittura

Come in precedenza accennato, la velocità di scrittura richiesta per una insegna luminosa dipende dal numero delle lampade di cui è costituita e dal tempo di

scrittura complessivo. Normalmente è richiesto un tempo che va da 5 a 10 secondi. I circuiti pilota descritti in questo articolo offrono la possibilità di scegliere la velocità di scrittura a seconda delle dimensioni dell'insegna luminosa.

Nel circuito di fig. 8 la velocità di scrittura può essere modificata assegnando un diverso valore al resistore in parallelo R_p . La fig. 9 indica la velocità di scrittura (in lampade al secondo) in funzione di R_p , con tensione di alimentazione nominale. Supponendo variazioni della tensione di alimentazione di $+10 \%$ e di -15%

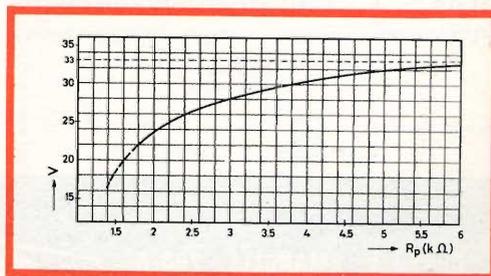


Fig. 9 - Velocità di scrittura (in lampade al secondo) ottenibile con il circuito di fig. 8 in funzione del valore del resistore in parallelo R_p (tensione di alimentazione al valore nominale).

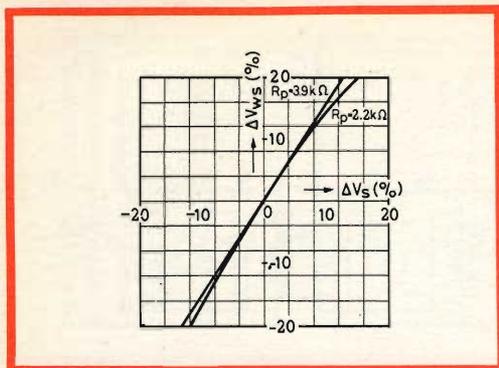


Fig. 10 - È indicata l'influenza delle variazioni della tensione di alimentazione sulla velocità di scrittura.

rispetto al valore nominale, il valore più basso assegnabile a R_p è di $1,8 \text{ k}\Omega - 10\%$. Se si assegnasse a R_p un valore più basso succederebbe che, quando la tensione di alimentazione raggiunge il valore più basso il flusso luminoso della lampada pilota sarebbe troppo basso e non potrebbe quindi portare in completa conduzione la fotoresistenza.

Questo valore di $1,8 \text{ k}\Omega$ corrisponde ad una velocità di scrittura di 22 lampade al secondo. La figura 9 indica che se i resistori R_p vengono omessi ($R_p = \infty$), la velocità di scrittura è di 33 lampade al secondo.

In fig. 10 sono riportati i valori di tolleranza delle velocità di scrittura prodotti dalle fluttuazioni della tensione di alimentazione per $R_p = 2,2 \text{ k}\Omega$ e per $R_p = 3,9 \text{ k}\Omega$.

La tensione di alimentazione richiesta V_s dipende dal valore del resistore in parallelo R_p conformemente all'espressione

$$V_s = V_{Ld} + V_{Lp} + 1 \text{ V}$$

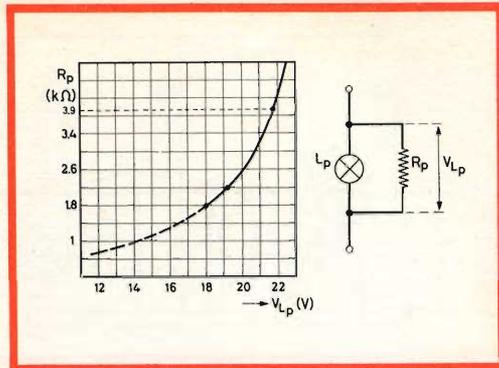


Fig. 11 - Tensione agli estremi della lampada pilota in funzione del valore del resistore in parallelo R_p .

dove

V_{Ld} = valore di tensione della lampada dell'insegna (40 V)

1 V = valore medio della caduta di tensione agli estremi della fotoresistenza in conduzione.

La tensione V_{Lp} , quella agli estremi della lampada pilota, si può ricavare dalla curva di fig. 11, che indica appunto la relazione tra il valore di R_p e la tensione agli estremi della lampada pilota.

Più avanti sarà discussa l'influenza del valore del resistore in parallelo R_p sul calore sviluppato nel fotorelé.

Si vede quindi come la velocità di scrittura ottenibile con questo circuito va da 22 a 33 lampade al secondo; con i circuiti che descriveremo in uno dei prossimi numeri è possibile ottenere una velocità di scrittura fino a 65 lampade al secondo.

(continua)

L. C.

(Da « Application Information »)

CORSO V. EMANUELE, 700/A
TELEF. 388100



NAPOLI

TRASMISSIONE DI IMMAGINI IN COLORE

PRINCIPI FONDAMENTALI

Il Parte

Con il presente articolo termina questo breve riassunto sulle basi tecniche del sistema di trasmissione di un'immagine a colori con il sistema NTSC.

In precedenza è stato detto che la sottoportante non viene trasmessa ma viene soppressa. Nel ricevitore però è necessario «ricostruire» questa sottoportante. Questa viene ripristinata da un oscillatore locale. È necessario però che questa sottoportante non solo abbia la stessa frequenza della sottoportante soppressa ma anche la sua fase dovrà essere uguale a quella della sottoportante soppressa; abbiamo visto infatti che la fase della sottoportante determina il colore trasmesso. Basta infatti una piccola differenza di fase tra oscillatore locale e sottoportante per avere notevoli cambiamenti di colore. Per la sincronizzazione quindi dell'oscillatore locale viene trasmesso un segnale (burst) con la stessa cadenza del segnale sincronismo di riga; esso infatti è sistemato sul piedestallo posteriore del segnale di spegnimento di riga ed è formato da circa otto oscillazioni prelevate dal segnale della sottoportante del trasmettitore (fig. 9). La sua ampiezza è ridotta in modo da non

interferire sul segnale di sincronismo di riga.

L'oscillatore locale della sottoportante viene appunto sincronizzato con questi brevi «treni» di oscillazioni che si succedono alla frequenza di riga. Ciò naturalmente avviene per mezzo di un circuito comparatore di fase la cui tensione continua di correzione viene applicata all'oscillatore locale tramite un normale «tubo a reattanza».

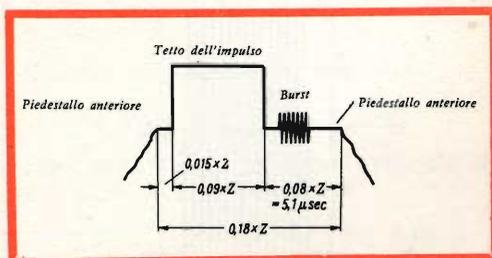


Fig. 9 - Posizione del segnale di sincronismo della sottoportante (burst).

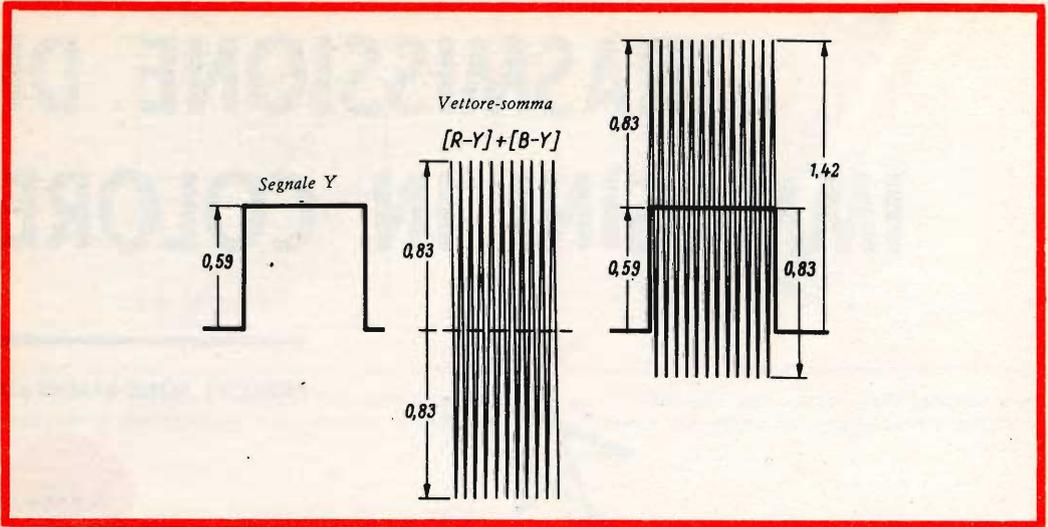


Fig. 10 - Somma dei segnali di luminanza e di crominanza nel caso di trasmissione del colore verde; in questo caso non si è applicata la « correzione » dei segnali differenza.

IL SEGNALE I E IL SEGNALE Q

I segnali I e Q non sono altro che le due sottoportanti modulate con i segnali differenza $(R - Y)$ e $(B - Y)$ e sfasate di 90° . La lettera « I » significa « In fase », e cioè angolo di fase 0° rispetto ad una frequenza di riferimento.

La lettera « Q » deriva da modulazione in « Quadratura », e cioè sfasata di 90° rispetto alla precedente frequenza di riferimento. In precedenza, abbiamo già

visto in che cosa consiste il sistema di modulazione in quadratura e il significato dell'angolo di fase e dell'ampiezza del vettore risultante dalla somma dei segnali I e Q.

Sono importanti ancora tre punti:

- 1) La riduzione di $R - Y$ e $B - Y$ per evitare una sovr modulazione
- 2) La limitazione delle bande laterali dei segnali I e Q
- 3) La rotazione degli assi delle due sottoportanti

a) Riduzione di $R - Y$ e $B - Y$

È noto che nella trasmissione del segnale in bianco e nero la portante di RF viene modulata dal segnale video entro i limiti del 10%... 75%. In particolare si sa che il livello del bianco non può modulare la portante RF meno del 10% mentre il livello del nero non può modulare la stessa portante oltre il 75%. Se si indica con I l'ampiezza della modulazione compresa entro questi due limiti diventa interessante vedere se sommando il segnale Y con il segnale di crominanza tali limiti vengono superati.

A prima vista questo problema sem-

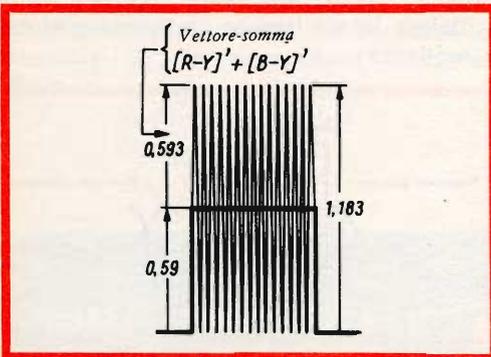


Fig. 10a - Come in fig. 10, con i segnali R-Y e B-Y corretti.

brerebbe non esistere in quanto è sempre possibile regolare una tensione di modulazione entro dei limiti determinati. Ma questo problema acquista, nel caso della TV a colori un altro significato.

Per soddisfare alle esigenze della compatibilità è necessario che il segnale Y moduli la portante RF in modo che un televisore in bianco e nero possa riprodurre (in bianco e nero) un'immagine trasmessa con colore allo stesso modo con cui riproduce sullo schermo del cinescopio un'immagine trasmessa da un'emittente di immagini in bianco e nero. Per soddisfare a questa esigenza della compatibilità è necessario però che la portante RF non venga sovrarmodulata in seguito alla somma del segnale di luminanza e del segnale di cromaticità. Ma da quanto diremo fra poco risulta che questo pericolo di sovrarmodulazione effettivamente esiste. Facciamo un esempio:

Supponiamo che venga esplorato dal tubo da ripresa un punto verde, allora, per quanto detto in precedenza avremo:

$$\begin{aligned} Y &= 0,59 & 5) \\ R - Y &= -0,59 & 6) \\ B - Y &= -0,59 & 7) \end{aligned}$$

Le due sottoportanti modulate rispettivamente da questi due ultimi segnali (6), 7) essendo sfasate di 90° daranno come risultato della loro somma il seguente valore:

$$\sqrt{(R - Y)^2 + (B - Y)^2} = 0,83 \quad (11)$$

Sommiamo ora questo segnale-somma con il segnale di luminanza Y (fig. 10).

A questo punto si tenga presente come il segnale di luminanza (Y) sia essenzialmente un segnale di « bassa » frequenza, mentre il precedente segnale-somma oscilla alla frequenza della sottoportante (4,43 MHz). L'ampiezza di quest'ultimo segnale, abbiamo visto (11), che è uguale a 0,83.

Se ora si regola il modulatore in modo da avere, per un segnale completo di luminanza $Y = 1$, la variazione dell'ampiezza della portante entro i limiti stabiliti, è facile vedere come in questo caso si vada

(*) La risultante di questa somma non è altro che l'ipotenusa del triangolo avente per lati rispettivamente R-Y e B-Y. Il suo valore si calcola applicando il teorema di Pitagora.

incontro ad una forte sovrarmodulazione (42 %). Per la trasmissione di altri colori, la sovrarmodulazione può raggiungere anche l'80 %.

Per evitare questo inconveniente i segnali-differenza vengono in una certa misura ridotti prima della modulazione delle due sottoportanti. Naturalmente di questa riduzione di ampiezza va tenuto conto nel ricevitore, dove essa va riportata al primitivo valore. I coefficienti di riduzione delle due tensioni sono stati calcolati in questo modo.

Premettiamo subito però che una certa sovrarmodulazione esisterà sempre.

I valori di sovrarmodulazione precedentemente indicati si verificano solo quando si devono trasmettere segnali saturi, e cioè puri colori dello spettro.

In base a ciò si è stabilito che:

1) Il segnale-differenza R — Y venga moltiplicato per 0,877

2) Il segnale-differenza B — Y venga moltiplicato per 0,493.

In queste condizioni la sovrarmodulazione non supera in ogni caso il 33 %.

Ritornando al caso precedente (trasmissione di un punto verde) avremo:

$$\begin{aligned} Y &= 0,59 & 5) \\ R - Y &= -0,59 & 6) \end{aligned}$$

moltiplicando per il fattore di riduzione avremo:

$$\begin{aligned} (-0,59) \cdot 0,877 &= -0,517 \\ (R - Y)' &= -0,517 \end{aligned}$$

e

$$(B - Y) = -0,59 \quad 7)$$

moltiplicando per il fattore di riduzione diventerà:

$$\begin{aligned} (-0,59) \cdot 0,493 &= -0,291 \\ (B - Y)' &= -0,291 \end{aligned}$$

E per il segnale-somma diventerà:

$$\sqrt{0,517^2 + 0,291^2} = 0,593$$

e sommando il segnale Y con il segnale di cromaticità avremo:

$$0,59 + 0,593 = 1,183 \text{ (fig. 10a)}$$

Ecco quindi che ci si mantiene come sovrarmodulazione al di sotto del massimo valore stabilito in precedenza (1,33).

b) Limitazione delle bande laterali per i segnali I e Q

È noto come il dettaglio dell'immagine trasmessa venga stabilito dalle frequenze elevate del segnale video. Anche per i segnali I e Q vale la stessa regola. Il dettaglio del colore viene infatti dato dalle frequenze più elevate delle bande laterali della sottoportante del colore. Si è potuto però riscontrare in pratica come l'occhio umano riesca ad individuare superfici colorate solo se queste hanno una discreta ampiezza.

Facciamo un esempio. Se si guarda lo schermo illuminato di un cinescopio per la riproduzione di immagini in bianco e nero con una lente di ingrandimento si potranno osservare punti di colore giallo e blu. L'occhio però lo vede illuminato di luce bianca per il semplice fatto che esso aggiunge la luce dei punti gialli e blu che essendo di superfici tanto piccole non possono essere visti individualmente.

Per la « risoluzione » di un punto illuminato, o meglio per la sua individuazione si richiedono angoli di osservazione che vanno da un minimo di 2' fino a 4'. Se si osserva lo schermo di un cinescopio tipo A59-12W (lunghezza della riga = 489 mm) dalla distanza di 3 m, si ottengono i valori registrati nella tabella 1:

Questi dati valgono naturalmente per l'individuazione di un punto bianco e nero (variazione di luminosità). Per individuare

un punto colorato, l'angolo di osservazione deve essere molto più grande, che è come dire che il dettaglio deve avere dimensioni più grandi. Data la formazione a righe di un'immagine televisiva, interessa quindi la risoluzione che può avere l'occhio nella direzione della riga, vale a dire interessa sapere quale estensione (nella direzione della riga) deve avere una superficie colorata perchè l'occhio la possa individuare come tale.

Nella tabella II sono riportate appunto queste condizioni. L'indicazione del colore della zona media (arancione o ciano) ci dice che l'occhio è in grado ancora di riconoscere se il colore della superficie in questione è da attribuire nella zona dello spettro con lunghezza d'onda lunga (e quindi nella zona del giallo-rosso) oppure in quella con lunghezza d'onda corta (e quindi nella zona del blu-verde).

In base a questo comportamento si è stabilito di modulare la sottoportante «Q» al massimo fino a 0,5 MHz, e l'altra sottoportante «I» con la frequenza massima di 1,5 MHz (fig. 11).

Ciò significa che, nel caso del segnale Q, la risoluzione è tale che l'occhio può facilmente identificare il colore di qualsiasi piccolo oggetto. Nel caso del segnale I la risoluzione dell'occhio è ancora più spinta per cui, come indicato nella sezione centrale, si possono facilmente individuare dettagli ancora più piccoli più o meno distintamente a seconda del colore.

TABELLA 1 - Individuazione del dettaglio di un'immagine

	Angolo visivo necessario	Grandezza del dettaglio dalla distanza di 3 m (mm)	Grandezza del dettaglio espresso in lunghezza di riga di un cinescopio A 59-12 W
Per il limite della risoluzione	1'	0,87	1/550
Per una visione discreta	2'	1,75	1/275
Per una visione comoda	4'	3,5	1/140

c) Rotazione degli assi delle due sottoportanti

Se vogliamo ricavare dalla modulazione della sottoparte I il massimo dell'informazione è necessario « ruotare » il sistema di coordinate. La sottoportante I viene trasmessa con una larghezza di banda superiore a quella con cui viene trasmessa la sottoportante Q. Con la prima otteniamo quindi la risoluzione dei minimi dettagli del colore.

Ma l'occhio può distinguere in queste ridotte superfici solo i colori, arancione e ciano. La sottoportante I quindi dovrà essere « orientata » nel diagramma circolare del colore di fig. 8 in modo tale da trovarsi proprio lungo l'asse dei colori arancione/ciano. Il motivo di ciò è il seguente: se la posizione degli assi fosse lasciata inalterata rispetto al diagramma del colore (fig. 8) succederebbe che il contenuto dell'informazione (dato dalla più estesa larghezza di banda e indispensabile per la individuazione del dettaglio fine) verrebbe più marcatamente messo in evidenza in corrispondenza dei colori complementari porpora/verde-blu. Ma abbiamo visto che, in corrispondenza di questi colori, non si ha la massima sensibilità dell'occhio per il dettaglio fine. Pertanto, per soddisfare la particolare sensibilità dell'occhio, si dovrebbe diminuire il con-

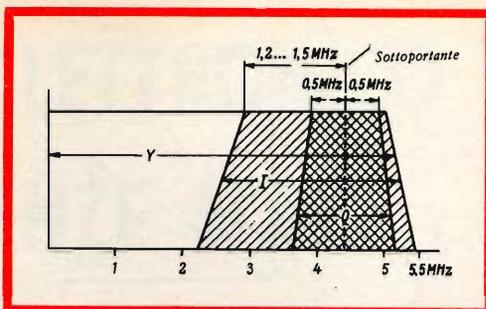


Fig. 11 - Larghezza di banda dei segnali Y, I e Q all'interno della banda delle frequenze video.

tenuto dell'informazione delle due sottoportanti. Ma la seconda sottoportante a causa della sua più ristretta banda di modulazione non contribuisce in nulla alla individuazione del dettaglio fine.

Per questo motivo, gli assi indicati in fig. 8 sono stati ruotati in senso antiorario di 33° come indicato in fig. 12.

In questo modo la sottoportante I viene a trovarsi esattamente in direzione della retta lungo la quale si trovano i colori arancione/ciano. Il suo contenuto di modulazione torna a pieno vantaggio dei due colori complementari che l'occhio può ancora distinguere in superfici molto ridotte.

TABELLA 2 - Limiti per la sensibilità dei colori

	Angolo di visuale necessario (in minuti)	Area che deve avere il dettaglio per essere visto da 3 m (mm)	Estensione espressa in lunghezza di una riga di un cinescopio A 59-12 W	Tempo necessario per la scansione orizzontale (μ sec)	Massima frequenza di modulazione (MHz)
I colori sono facilmente visibili	12'	10	1/50	1	0,5
la distinzione è possibile solo tra i colori arancione (giallorosso) e il ciano (verde-blu)	4'	3,5	1/50	0,33	1,5
si possono notare solo differenze di luminosità	< 4'	< 3	< 1/50	< 0,33	< 1,5

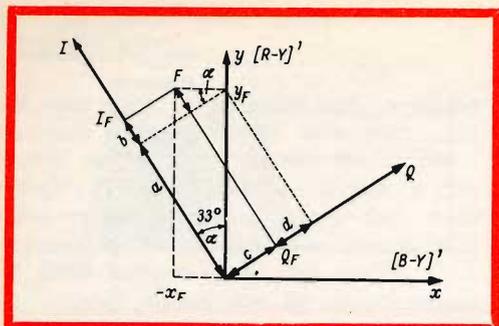


Fig. 12 - Rotazione degli assi delle due sottoportanti dalla posizione x, y oppure $(B-Y)', (R-Y)'$ alla posizione I e Q .

Calcolo per la rotazione degli assi

Le coordinate del punto F nel sistema degli assi $x-y$ o degli assi $(R-Y)'$, e $(B-Y)'$ sono: $-x_F, y_F$; nel sistema di assi $Q-I$ sono rispettivamente: Q_F, I_F . Come indica la fig. 12, I_F si può esprimere come le coordinate x_F e y_F .

$$I_F = a + b$$

$$a = y_F \cdot \cos \alpha$$

$$b = (-x_F) \cdot \sin \alpha$$

per cui avremo:

$$I_F = y_F \cdot \cos \alpha + (-x_F) \cdot \sin \alpha = y_F \cdot \cos \alpha - x_F \cdot \sin \alpha \quad (12)$$

Abbiamo inoltre:

$$Q_F = c - d$$

$$c = y_F \cdot \sin \alpha$$

$$d = -x_F \cdot \cos \alpha$$

per cui avremo:

$$Q_F = y_F \cdot \sin \alpha - (-x_F) \cdot \cos \alpha = y_F \cdot \sin \alpha + x_F \cdot \cos \alpha \quad (13)$$

La precedente rotazione si ottiene anche partendo dai valori $(R-Y)'$ e $(B-Y)'$, e ponendo in base alle relazioni (12) e (13), $\cos \alpha = 0,84$ e $\sin \alpha = 0,54$.

Moltiplicando e sommando avremo:

$$I = (R-Y)' \cdot 0,84 - (B-Y)' \cdot 0,54$$

$$Q = (R-Y)' \cdot 0,54 + (B-Y)' \cdot 0,84$$

Le due sottoportanti verranno quindi modulate con questi due segnali I e Q . E in particolare la sottoportante I verrà modu-

lata per una massima larghezza di banda di 1,3... 1,5 MHz mentre la sottoportante Q verrà a sua volta modulata per una larghezza di banda fino a 0,5 MHz.

CONCLUSIONE

Tutto il processo per la trasmissione di un'immagine a colori si può così riassumere:

a) Ripresa dei colori rosso, blu e verde di un'immagine.

b) Formazione (partendo dai precedenti segnali) del segnale di luminanza Y , per la cui formazione i tre colori fondamentali contribuiscono nelle seguenti proporzioni:

$$Y = 0,30 \cdot R + 0,59 \cdot V + 0,11 \cdot B$$

c) Formazione dei due segnali differenzia $R-Y$ e $B-Y$.

d) Moltiplicazione di questi due segnali con i fattori di riduzione della modulazione e cioè:

$$(R-Y) \cdot 0,877 = (R-Y)'$$

$$(B-Y) \cdot 493 = (B-Y)'$$

e) Produzione della tensione che dovrà modulare la sottoportante I e Q .

$$I = (R-Y)' \cdot 0,84 - (B-Y)' \cdot 0,54$$

$$Q = (R-Y)' \cdot 0,54 + (B-Y)' \cdot 0,84$$

f) Modulazione delle due sottoportanti con i segnali I e Q : in particolare la sottoportante I con una larghezza di banda massima da 1,2 a 1,5 MHz; la sottoportante Q con una massima larghezza di banda di 0,5 MHz, e soppressione della sottoportante.

g) Somma dei segnali I e Q per ottenere il segnale di cromaticità completo.

h) Formazioni degli impulsi di sincronismo compreso il segnale di sincronismo della sottoportante (burst).

i) Somma dei segnali del paragrafo g) e h) in modo da ottenere il segnale video completo.

k) Modulazione del trasmettitore RF con quest'ultimo video segnale completo.

Prossimamente verrà descritto il funzionamento di un televisore a colori.

L. C.

(Da « Funkschau »)

TERMOMETRO ELETTRONICO CON RESISTENZE NTC

Si descrive un termometro elettronico adatto a coprire la gamma da 0 a 100 °C; lo strumento ha una precisione di lettura abbastanza accurata, è lineare e a lettura diretta.

Le resistenze a coefficiente di temperatura negativo sono formate di materiali composti di ossidi aventi caratteristiche strettamente dipendenti dalla temperatura. Dette resistenze NTC sono particolarmente adatte per applicazioni industriali in cui si debba misurare o controllare la temperatura in un campo compreso fra -70 e +200 °C.

Semplice nel principio, questo apparecchio impiega una resistenza NTC che forma un braccio del ponte di Wheatstone. Un aumento della temperatura della resistenza NTC provoca una diminuzione del suo valore di resistenza, creando così uno squilibrio nel ponte e nello stesso tempo una corrente passerà attraverso allo strumento collegato su di esso. Le resistenze NTC hanno una dipendenza dalla temperatura quasi esponenziale che può essere espressa dalla formula:

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

dove R = valore di resistenza
 T = temperatura assoluta
 A, B = costanti per una resistenza particolare
 e = base dei logaritmi naturali

Di conseguenza la scala di ogni strumento a lettura diretta dovrebbe essere del tipo non lineare. Un alto grado di linearità può essere ottenuto per mezzo di una accurata selezione dei componenti in parallelo o in serie sul braccio della NTC del ponte, ma questi miglioramenti nella linearità si ottengono a svantaggio della sensibilità.

Si può aumentare la sensibilità del circuito aumentando la tensione della batteria. Comunque, si devono prendere delle precauzioni per assicurare che la corrente che passa attraverso la resistenza NTC sia tenuta bassa, in quanto il calore generato dalla corrente eccessiva potrebbe essere una causa di errore. Un circuito pratico per la gamma compresa fra 0°C e 100°C è riportato in fig. 1; esso ha una linearità del 2% riferita a una deflessione dell'indice dello strumento a fondo scala.

La resistenza NTC ha un valore nominale di 1000 Ω a 25°C ed è collegata in parallelo ad una resistenza a carbone da 390 Ω , scelta in modo da avere un valore uguale alla resistenza NTC nominale a 60°C.

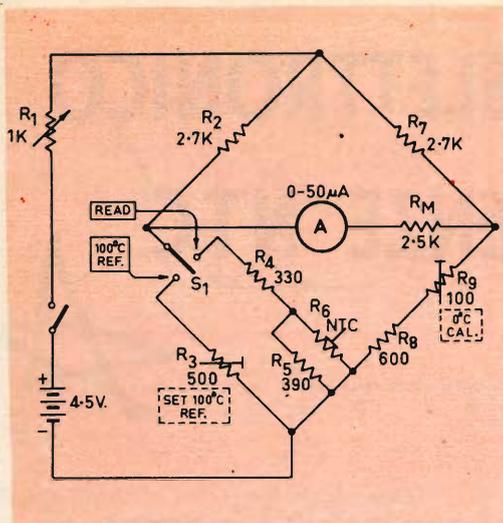


Fig. 1 - Schema elettrico del termometro elettronico. Read = lettura.

Componenti

Tutte le resistenze sono da 1/2 W, tolleranza 5%.

$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ lineare

$R_2 = 2,7 \text{ k}\Omega$

$R_3 = 500 \text{ }\Omega$ lineare

$R_4 = 330 \text{ }\Omega$

$R_5 = 390 \text{ }\Omega$

$R_6 = \text{NTC}$ miniatura tipo E 205 CEP/1K (Philips)

$R_7 = 2,7 \text{ k}\Omega$

$R_8 = 600 \text{ }\Omega$

$R_9 = 100 \text{ }\Omega$ lineare

$S_1 =$ commutatore a pulsante

$A =$ strumento 0-50 μA con resistenza di 2,5 $\text{k}\Omega$ graduato da 0 a 100.

Uno strumento da 50 μA fondo scala, calibrato da 0 a 100°C ed avente una resistenza interna di 2500 Ω , viene usato come indicatore di temperatura. Con una deflessione dell'indice dello strumento a fondo scala, la corrente totale prodotta dal ponte è di 3,9 mA. L'uso di uno strumento veramente sensibile fu reso necessario per ottenere delle deflessioni sufficientemente grandi in relazione alla bassa tensione di

batteria usata e il basso valore di resistenza in parallelo con la NTC.

La funzione del potenziometro R_1 , collegato in serie alla batteria, è quella di calibrare, e quindi mantenere una corretta alimentazione del ponte compensando la caduta di tensione della batteria, che si verifica nell'uso normale. Il ponte venne calibrato con l'aiuto di un termometro di precisione a mercurio; la procedura da seguire per una corretta taratura è la seguente:

1) La resistenza NTC viene dapprima posta in un bagno avente una temperatura di 0°C e con il commutatore S_1 posto sulla posizione « Lettura », il ponte è bilanciato regolando il controllo R_9 « 0°C cal ». Questo potenziometro prefissato, che stabilisce il limite più basso di calibrazione, non dovrebbe richiedere alcuna regolazione in circostanze normali.

2) La resistenza NTC viene poi messa in un bagno a 100°C e il potenziometro R_1 viene regolato per dare una deflessione dello strumento a fondo scala. Questo assicura il limite superiore di calibrazione.

3) I procedimenti spiegati sopra dovrebbero essere ripetuti più volte per ottenere una calibrazione più accurata.

4) Il commutatore S_1 è poi regolato a « 100°C REF », e con la resistenza NTC posta in un bagno a 100°C lo strumento è regolato a fondo scala per mezzo del potenziometro R_3 . Lo scopo di questa regolazione è di avere un riferimento con il quale impedire imprecisioni dovute a variazioni della tensione di batteria. Il ponte è a questo punto calibrato.

Prima di ogni lettura, il commutatore S_1 , deve essere posto su « 100°C REF » e il potenziometro R_1 regolato in modo da dare la deflessione dello strumento a fondo scala. Con il commutatore posto sulla posizione « lettura », il ponte è pronto per essere usato.

La gamma di temperatura adottata per il presente esempio va da 0°C a + 100°C; comunque si possono adottare altre gamme comprese nei limiti di - 70°C e + 200°C.

F.T.

(Da « Miniwatt Digest »)



ALIMENTATORE A TRANSISTOR PER TRENINI

Si descrivono tre semplici circuiti che potranno interessare i moltissimi appassionati possessori di trenini elettrici; infatti oltre all'alimentatore attuato utilizzando la tensione di rete, si potranno effettuare un interessante circuito per l'inversione della marcia e un dispositivo di arresto automatico.

I trenini elettrici sono spesso alimentati per mezzo di un trasformatore riduttore seguito da un raddrizzatore che, in assenza di carico, eroga una tensione dell'ordine di $16 \div 18$ V, essa si abbassa a circa 12 V con un carico di 2-4 A.

Questo alimentatore comporta una deviazione di tensione costante per i differenti accessori del circuito e un dispositivo di regolazione della tensione applicata alle rotaie, allo scopo di permettere la regolazione della velocità dei treni.

La variazione della tensione di uscita è ottenuta sia per mezzo di una resistenza variabile collegata in serie al circuito di alimentazione del relé, sia per mezzo di un trasformatore in cui il secondario sia provvisto di prese collegate a un commutatore. La regolazione della velocità per mezzo di reostato presenta degli inconvenienti. La tensione dipende dal carico del circuito e al momento dell'avviamento, la corrente maggiore necessaria al motore

provoca una caduta di tensione che obbliga a modificare la regolazione del reostato. Quando la variazione di tensione si ottiene per mezzo di un secondario munito di prese, questa tensione varia a sbalzi e la regolazione della velocità è meno progressiva.

L'alimentatore che ora descriveremo presenta dei vantaggi interessanti in confronto agli alimentatori classici. Lo schema completo è riportato in fig. 1. La regolazione della velocità si ottiene per mezzo del potenziometro R_1 , che modifica la tensione negativa di base del transistor Q_1 e la sua corrente di collettore come pure la conducibilità del transistor di uscita Q_2 la cui base è collegata direttamente all'emettitore di Q_1 . La rete R_2-C_2 in unione con il cursore di R_1 e la base di Q_1 provoca un ritardo dell'applicazione della tensione di comando sulla base di Q_1 . Questa tensione aumenta o diminuisce lentamente prima di raggiungere il valore determinato dalla re-

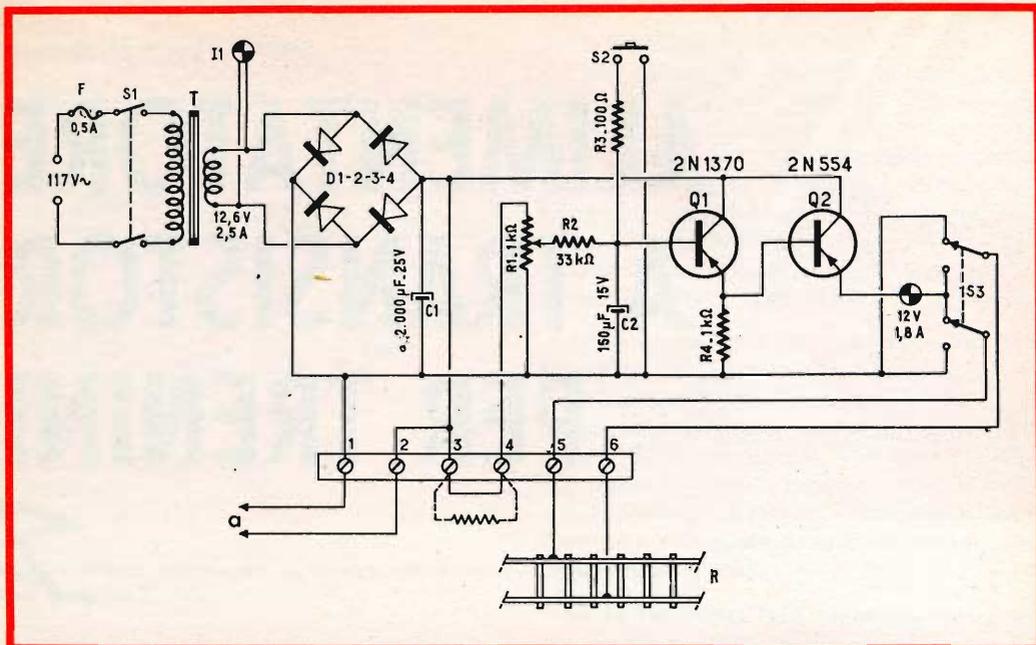


Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore a transistori. I_1 = lampadina; S_2 = pulsante di arresto; S_3 = invertitore di marcia; R_1 = regolatore della velocità; a = alimentazione dei circuiti ausiliari; R = rotaie.

COMPONENTI

Condensatori

C_1 = 2000 μ F - 25 V

C_2 = 150 μ F - 15 V

Resistori

Tutte le resistenze sono da $\frac{1}{2}$ W, tolleranza 10 %

R_1 = 1 k Ω potenziometro lineare 1 W

R_2 = 33 k Ω

R_3 = 100 Ω

R_4 = 1 k Ω

R_5 = 100 Ω

D_1 - D_2 - D_3 - D_4 = 1N3569, diodi al silicio, tensione inversa di cresta 50 V, corrente 3,5 A.

Q_1 = AC 107 - 2N1370, transistoro p-n-p al germanio, dissipazione 100 mW; V_{CE} = 20 V; h_{FE} = 50 o piú elevata.

Q_2 = AD 140 - ASZ 17, transistoro p-n-p al germanio di potenza (I_c = 3 A).

R_Y = relé 12 V - 50 mA

T = trasformatore d'alimentazione: primario 110-245 V, secondario 12,6 V - 2,5 A.

golazione di R_1 . La tensione applicata ai relé varia gradualmente se il potenziometro è regolato bruscamente al massimo o al minimo. Il trenino si avvia o si arresta lentamente, l'accelerazione e la frenatura dipendono dalla posizione scelta per il cursore di R_1 .

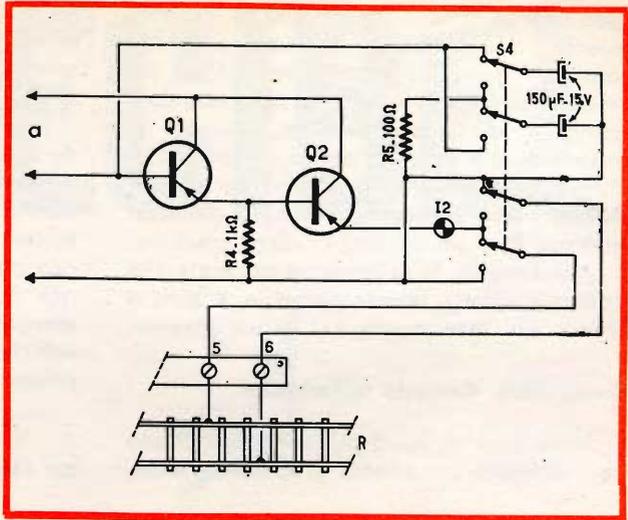
Il transistoro Q_1 ha un'impedenza d'ingresso elevata allo scopo di evitare un carico troppo elevato sul circuito R_2 - C_2 .

Q_2 è il transistoro di potenza che permette di ottenere la tensione di alimentazione dalla rete.

Se si utilizza un transistoro a basso guadagno per Q_1 , l'impedenza d'ingresso di questo stadio è ridotta in modo proporzionale e l'effetto del carico sul circuito RC può limitare la tensione massima disponibile; con la regolazione massima di R_1 .

Si può rimediare a questo diminuendo

Fig. 2 - Schema modificato per l'inversione della marcia; a = verso il punto di giunzione di R_2 e R_3 ; S_4 = invertitore della marcia; R = rotaie.



il valore di R_2 e aumentando quello di C_2 , purchè la costante di tempo non venga modificata.

Con i valori suddetti di R_2 e di C_2 , la costante di tempo è di 5 secondi.

Se R_1 è portato bruscamente al massimo, la locomotiva non raggiunge la sua velocità massima che dopo circa 12 secondi; questa situazione dà un effetto molto realista. Allo stesso modo, passando bruscamente dal massimo al minimo la frenatura si effettua in 12 secondi.

Il pulsante S_2 permette di arrestare il trenino rapidamente in quanto attua la soppressione rapida della tensione negativa sulla base di Q_1 ; il circuito di ritardo R_2 - C_2 non ha più effetto.

È possibile, se lo si desidera, limitare la velocità massima, disponendo una resistenza fra i contatti 3 e 4 che si trovano in serie con R_1 . Questa resistenza dovrà essere determinata sperimentalmente. L'inversione della marcia si ottiene per mezzo del commutatore S_3 che inverte la polarità. I_2 è una lampadina a filamento di tungsteno da 12,8 V - 1,8 A, la cui resistenza a freddo è di 1,2 Ω. Per una corrente inferiore a 0,6 A circa, non ha nessun effetto, ma si illumina se le rotaie di alimentazione sono cortocircuitate accidentalmente e la corrente è ridotta a 1,7 A circa. Una lampadina da 12 V per gli stop della vettura può essere adatta. È possibile, all'occor-

renza, collegare il parallelo delle altre lampadine da 12 V in modo da ottenere una corrente di 1,8 A.

Modifiche del circuito dell'invertitore di marcia

La manovra del commutatore S_3 della fig. 1 inverte istantaneamente la polarità della tensione applicata alle rotaie. Se questo commutatore viene azionato, quando il trenino abborda una curva a una certa velocità, il risultato può essere catastrofico. La variante indicata nello schema di fig. 2

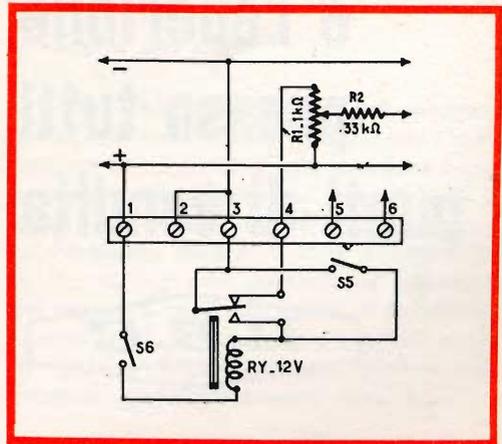


Fig. 3 - Schema elettrico del dispositivo di arresto automatico.

permette di rimediare a questo inconveniente. Il commutatore S_3 viene sostituito con un altro, S_4 , a 2 posizioni e 4 vie invece di due sole vie. Si utilizzano due condensatori di temporizzazione, uno per la marcia avanti e l'altro per la marcia indietro. Il condensatore che non viene più utilizzato viene scaricato per mezzo della resistenza R_5 e un circuito di commutazione.

Manovrando S_4 la tensione applicata alle rotaie è ridotta istantaneamente a zero e cresce poi lentamente nel senso inverso.

Dispositivo d'arresto automatico

Lo schema di fig. 3 può essere utilizzato per ottenere un arresto automatico abba-

stanza lento, quando il treno aziona un interruttore S_5 , disposto sul percorso a una certa distanza dal punto in cui il treno si deve fermare.

Il relé RY da 12 V a 2 posizioni si chiude quando S_5 è chiuso momentaneamente e resta chiuso. Il negativo dell'alimentatore non si trova più collegato ad una estremità di R_1 e il condensatore C_2 si scarica per mezzo di R_2 e R_1 . Quando la scarica è terminata le rotaie non sono più alimentate. Per ristabilire l'alimentazione è sufficiente agire sull'interruttore S_5 che sopprime la corrente di eccitazione del relé.

F. T.

(Da « Le Haut-parleur »)

Un'importante industria elettronica di Tokio sta producendo, anche per l'esportazione, un minuscolo congegno adatto per le donne che, innervosite dal ritmo della vita moderna, stentano, la sera, ad addormentarsi. Si chiama « sleeping tone » ed emette per una quarantina di minuti un suono dolce, continuo e distensivo. Un altro congegno, a forma di seno materno, emette un suono simile al battito del polso, ed è molto utile per cullare i neonati.

**l'accensione
elettronica
è reperibile
presso tutti
i punti di vendita**



IL DECIBEL

I Parte

Le prestazioni di tutti i tipi di amplificatori, delle antenne, dei microfoni ecc., vengono attualmente espresse in decibel (dB). Su questa fondamentale unità di misura, però non tutti hanno idee chiare, anche perché i costruttori molte volte tralasciano di indicare i livelli di riferimento usati per calcolare questa misura. Pensiamo quindi di fare cosa gradita ai nostri lettori, richiamando alla memoria in maniera molto semplice, quei concetti fondamentali che hanno suggerito l'impiego di questa unità di misura veramente generale e di estrema utilità per la valutazione delle prestazioni delle apparecchiature e dei componenti elettronici.

F in dai primi tempi della scoperta del telefono, i tecnici si accorsero che l'orecchio umano risponde alla variazione dei livelli sonori in **maniera logaritmica**; vale a dire che per raddoppiare il livello apparente del suono (intensità) proveniente da una sorgente sonora, il livello della **potenza** acustica doveva essere quadruplicato. Parimente, per aumentare un'intensità sonora di tre volte rispetto alla primitiva sensazione, si doveva elevare al cubo il livello della potenza sonora. In altre parole, l'aumento della potenza acustica necessaria per creare l'impressione di una variazione nell'intensità sonora dipende non solo dall'attuale **entità di variazione** ma piuttosto dal **livello originale del suono**. Per esempio, l'aumento del livello di potenza di una sorgente sonora da 2 W a 32 W non significa che il suono aumenti di intensità di 16 volte (32 : 2); noi lo sentiamo solo 5 volte più forte ($2^5 = 32$). Attenzione! se usiamo la **stessa entità di**

variazione (30 W) ma partiamo da un livello originale di potenza di 6 W, noi sentiamo un suono che è solo due volte più forte ($6^2 = 36$).

Le origini del decibel

L'unità che deve servire per misurare questi differenti livelli sonori deve pertanto tener conto di questa **relazione esponenziale o logaritmica tra variazione di livello e percezione che di tale variazione ha l'orecchio umano**. L'unità adottata dai tecnici corrisponde pertanto al **logaritmo del rapporto** dei livelli sonori in questione. Questa unità venne chiamata **bel** in onore del grande fisico Alexander Graham Bell. Espressa matematicamente essa è:

$$\text{bel} = \log \frac{P_2}{P_1}$$

Per gli impieghi pratici si trovò che il bel era una unità troppo grande (come se si dovesse usare la tonnellata per pesare il fabbisogno giornaliero di cibo di una persona). Si decise pertanto di creare una unità più piccola, il decibel (dB). Ora siccome il bel = $\log P_2/P_1$, il decibel, che è la decima parte, sarà:

$$\text{decibel} = \text{dB} = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

La differenza di 1 dB tra due intensità sonore, rappresenta la minima variazione di intensità percepibile dall'orecchio umano.

Impiego del decibel

Dalla precedente equazione è risultato chiaro che il decibel è una unità di misura **relativa**, impiegata per confrontare due livelli di intensità sonora. Attualmente l'impiego del decibel si è esteso a molti campi. Per esempio, questa unità viene impiegata **per descrivere le prestazioni** di un amplificatore (non solo audio, ma di qualsiasi tipo), di un microfono, di un'antenna, di un filtro, di un trasformatore e di altri tipi di apparecchiature e componenti. Ora, siccome l'uso di queste unità si è esteso così tanto, diventa assolutamente indispensabile **saperla usare correttamente**, diversamente si farà una grande confusione.

Una delle cause che ingenera confusione nell'uso di queste unità, è proprio il **doppio impiego** che si può fare del decibel e cioè:

a) per paragonare due livelli di potenza (paragone che può essere in guadagno o in perdita);

b) per valutare l'entità della potenza di apparecchiature o di componenti (usando come riferimento un livello di potenza arbitrario).

Per complicare ancora di più le cose, molto spesso vengono espresse in unità decibel anche i **guadagni di tensione**.

Comunque, qui di seguito cercheremo di chiarire tutto. Innanzitutto, però, siccome il decibel è definito come il **logaritmo di un rapporto** non sarà male rivedere la teoria matematica dei logaritmi.

Principi fondamentali dei logaritmi

I logaritmi e gli esponenti delle potenze sono molto « parenti ». Abbiamo usato prima questa espressione $2^5 = 32$. Questa è una espressione esponenziale che significa che se noi innalziamo alla quinta potenza la cifra due otteniamo 32 (e cioè, $2 \times 2 \times 2 \times 2 \times 2 = 32$). La cifra 2 la chiameremo la « base », mentre la cifra 5 la chiameremo « esponente »; la cifra 32 la chiameremo il « numero ». Esprimiamo questa relazione in termini di logaritmo, e avremo:

$$\log_2 32 = 5$$

che si legge: « il logaritmo di 32 in base 2 è 5 ». Ciò significa, come primo, che 2 innalzato alla quinta potenza dà 32.

Abbiamo visto poco prima parlando della percezione della variazione dei livelli sonori che $6^2 = 36$. Espressa in termini logaritmici questa relazione si legge: 6 è la base, 2 è l'esponente e 36 è il numero e cioè:

$$\log_6 36 = 2$$

e si legge « il logaritmo di 36 in base 6 è 2 ».

Esempio 1

Trasformare le seguenti relazioni esponenziali in espressioni logaritmiche:

a) $2^6 = 64$

b) $4^3 = 64$

c) $8^2 = 64$

Soluzione

$$\log_2 64 = 6$$

$$\log_4 64 = 3$$

$$\log_8 64 = 2$$



Tel. 66

**TRANSISTORI PER BASSA
FREQUENZA**

**TRANSISTORI PER ALTA
FREQUENZA**

TRANSISTORI DI POTENZA

DIODI E RADDRIZZATORI



MANIFATTURA INTEREUROPEA SEMICONDUITORI TRANSISTORI - LATINA

Direzione Commerciale: Via Melchiorre Gioia, 72 - Milano

Questo esempio ci insegna un'altra cosa: un dato numero può avere vari logaritmi, **a condizione che si cambi il valore della base**. Ciò comporterebbe un **infinito** sistema di logaritmi e richiederebbe un infinito numero di **tavole di logaritmi** per risolvere i logaritmi stessi. In pratica furono adottati **due** soli sistemi; e cioè:

a) il sistema neperiano o naturale inventato da Lord John Napier, un astronomo scozzese che usò come base il numero 2,71828 (base e);

b) il sistema decimale o di Briggs che usa come base il numero 10.

Il decibel impiega il sistema decimale; pertanto trovare il logaritmo di un numero, significherà « trovare quel dato esponente a cui bisogna alzare la base 10 in modo da avere come risultato il numero dato ».

Esempio 2

Trovare il logaritmo dei seguenti numeri:

- a) 1.000.000
- b) 100.000
- c) 1.000
- d) 100
- e) 10
- f) 1

Soluzione

La prima cosa è esprimere i numeri dati in potenze di 10; e così abbiamo subito **la base 10**; la potenza di 10 è **l'esponente** e quindi il logaritmo, e cioè:

- a) $1.000.000 = 10^6$; $\log 1.000.000 = 6$
- b) $100.000 = 10^5$; $\log 100.000 = 5$
- c) $1.000 = 10^3$; $\log 1.000 = 3$
- d) $100 = 10^2$; $\log 100 = 2$
- e) $10 = 10^1$; $\log 10 = 1$
- f) $1 = 10^0$; $\log 1 = 0$

È evidente da quanto sopra, che il logaritmo di un numero compreso tra 1 e

10 sarà tra i valori decimali compresi tra 0 e 1. Parimente, il logaritmo dei numeri compresi tra 10 e 100 sarà un numero misto compreso tra 1 e 2. Tra quali limiti si troverà il logaritmo di 45162? Esprimiamo questo numero in potenza di 10, e avremo $4,5162 \times 10^4$: il suo logaritmo si troverà pertanto tra 4 e 5.

Pertanto, tutto quello che ci occorre sarà di conoscere il valore dei logaritmi dei numeri compresi tra 1 e 10 con la massima accuratezza desiderata. Questi logaritmi sono già stati calcolati e si trovano nelle apposite tabelle chiamate **tabelle di logaritmi**.

I logaritmi dei numeri compresi tra 1 e 10 si possono trovare anche sulle scale dei regoli calcolatori. Da ricordare che **i logaritmi dei numeri compresi tra 1 e 10 sono sempre minori dell'unità**; questa « porzione » di logaritmo si chiama **mantissa**, mentre « l'altra porzione » di logaritmo trovata direttamente dalla potenza di 10 viene chiamata **caratteristica**.

Esempio 3

Trovare il logaritmo di ciascuno dei seguenti numeri:

- a) 27,3
- b) 27.300
- c) 8.910

Soluzione

In ciascun caso si procede in due tempi; innanzitutto, si scrive il numero sotto forma di potenza di 10, e in questo modo si trova la caratteristica; in secondo luogo si cerca la mantissa o mediante le apposite tavole o con il regolo calcolatore.

- a) $27,3 = 2,73 \times 10^1$; la caratteristica è quindi 1, la mantissa di 2,73 è 0,4362 (tabella)
 $\log 27,3 = 1,4362$
- b) $27.300 = 2,7 \times 10^4$
 $\log 27.300 = 4,4362$
- c) $8910 = 8,9 \times 10^3$, la caratteristica è 3, la mantissa di 8,9 è 0,95
 $\log 8910 = 3,95$



Il guadagno, la sensibilità e la potenza di un radiorecettore vengono sempre misurati in decibel.

Conoscendo il logaritmo di un numero si può « risalire » al numero stesso. Ciò significa trovare l'**antilogaritmo**, e per trovarlo si usa il procedimento inverso al precedente. L'antilogaritmo di qualsiasi logaritmo compreso tra 0 e 1 deve essere un numero compreso tra 1 e 10.

Un tale numero si trova o sulle tabelle o sul regolo calcolatore. Se il logaritmo è maggiore di 1, la caratteristica ci dirà l'esponente che bisogna dare alla potenza di 10 che verrà usata come fattore.

Esempio

Trovare l'antilogaritmo di:

- a) 0,8463
- b) 2,290

Soluzione

- a) il numero corrispondente alla mantissa 0,8463 è 7,02. Siccome la caratteristica è 0, il fattore sarà 10^0 e cioè 1. Pertanto, l'antilogaritmo di 0,8463 sarà 7,02.
- b) antilog. 2,290: caratteristica 2 = 10^2
mantissa 0,290 = 1,95
antilogaritmo = 195

Guadagno o perdita di potenza espressa in dB

L'impiego principale del decibel è quello che riguarda la valutazione della perdita o del guadagno di potenza.

Per esempio, se noi inseriamo in una apparecchiatura elettronica un certo tipo di filtro, la potenza ai morsetti di uscita del filtro aumenterà o diminuirà? Ad un amplificatore viene aggiunto uno stadio: di quanto aumenterà la potenza dell'amplificatore? Su di un trasmettitore-radar viene installata una nuova antenna: quanta potenza in più o in meno viene irradiata in una data direzione?

Se noi valutiamo queste **variazioni di potenza** come rapporto tra la « vecchia » e la « nuova » potenza (o viceversa), se cerchiamo poi il logaritmo di questo rapporto e lo moltiplichiamo per 10 avremo

il guadagno o la perdita realizzata **espressa in decibel**. Naturalmente, se la potenza aumenta avremo un **guadagno** mentre se la potenza diminuisce avremo una **perdita**. Per indicare una perdita l'unità decibel viene preceduta dal segno negativo (-). Per esempio -12 dB.

All'inizio di quest'articolo avevamo espresso l'equazione del decibel così:

$$\text{dB} = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

non avevamo identificato né P_1 né P_2 . A questo punto invece specifichiamo che « P_2 rappresenta sempre il livello di maggiore potenza ». Il buon senso ci dirà quando c'è guadagno e quando invece c'è perdita e allora metteremo davanti al dB il segno appropriato. Questa tecnica evita la complicazione matematica di trovare il logaritmo di un numero più piccolo dell'unità.

Esempio 5

In base a delle misure effettuate su di un ripetitore UHF si è potuto riscontrare che la potenza irradiata verso l'emittente principale era di 2 W quando si impiegava un semplice dipolo mentre diventava 124 W quando si impiegava una antenna parabolica. Qual'è allora il guadagno (o la perdita) offerta dall'antenna parabolica?

Soluzione

1 - Siccome la potenza è aumentata, siamo in presenza di un « guadagno ».

$$\begin{aligned} 2 - \text{dB} &= 10 \log \frac{P_2}{P_1} \\ &= 10 \log \frac{124}{2} \\ &= 10 (1,792) \\ &= 17,9 \text{ dB} \end{aligned}$$

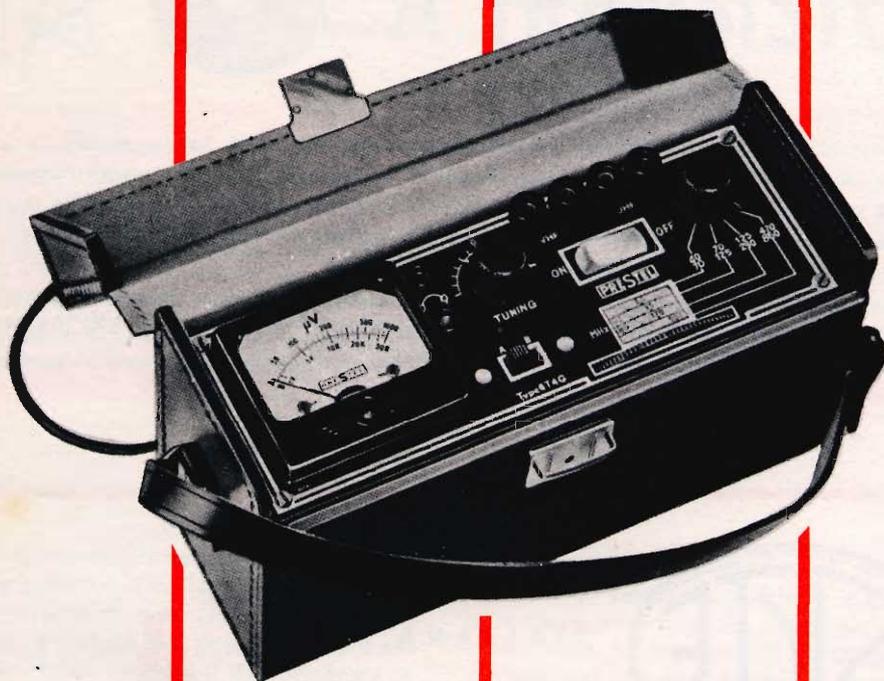
Esempio 6

L'inserzione di un filtro per la soppressione della banda laterale « vestigiale »

PRESTEL

il misuratore di campo

Indispensabile per:
Installazioni di antenne - Impianti collettivi centralizzati - Ricerca del segnale utile in zone critiche - Controllo resa materiali e antenne.



caratteristiche generali

Interamente a transistori - 6 transistori - 4 diodi - Alimentazione incorporata con pila 4,5 V - Autonomia 100 h circa - 1 Gamma UHF (470/860 Mc) - 3 Gamme VHF (40/230 Mc) - 2 Sensibilità (1000 μ V f.s. e 50.000 μ V f.s.) Massima sensibilità 20 μ V - Sintonia rapida e fine indipendenti - Auricolare controllo auditivo - Piccolo, leggero, maneggevole - Facilità e semplicità di manovra - Cofanetto interamente metallico - Elegante e robusta custodia in cuoio - Dimensioni mm. 205 x 75 x 120 - Peso kg 1,100

lo strumento indispensabile per il
tecnico e l'installatore tv

PRESTEL s. r. l. - Piazza Duca d'Aosta, 6 - MILANO

in un trasmettitore TV, riduce la potenza di uscita da 40 kW a 32 kW. Trovare la perdita in dB provocata da questa « inserzione ».

Soluzione

1 - Siccome la potenza diminuisce siamo in presenza di una « perdita » per cui il risultato finale avrà il segno negativo (—).

$$\begin{aligned}
 2 - \text{dB} &= 10 \log \frac{P_2}{P_1} \\
 &= 10 \log \frac{40}{32} \\
 &= 10 (0,097) \\
 &= - 0,97 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

(continua)

L. C.

• *Quattromila lavoratori di Bromle, una ridente cittadina del Kent, hanno provato la più grande sorpresa della loro vita quando, durante il « week-end », hanno ricevuto l'assegno con la paga settimanale: tutti gli assegni recavano cifre parecchie volte superiori a quelle normali. Un impiegato ha ricevuto un assegno per una somma pari a circa 750.000 lire, il doppio di quello che guadagna il primo ministro Wilson.*

« Responsabile » di questi aumenti è stata una calcolatrice elettronica che viene utilizzata per compilare gli assegni. La calcolatrice funziona ad una tensione di 240 volt e sabato la tensione era ad un certo momento scesa a 215 volt. Tutti gli assegni sono stati bloccati.



SOCIETÀ
ITALIANA
COSTRUZIONI
TERMoeLETTRICHE

TUBI ELETTRONICI



Costruzione valvole termojoniche riceventi per Radio Televisione e tipi speciali.

3 ALIMENTATORI STABILIZZATI A TRANSISTOR

Gli alimentatori stabilizzati sono di grande utilità in quei laboratori dove si riparano apparecchiature a transistor. Naturalmente queste possono essere alimentate anche mediante batterie. In questo caso però si hanno tre inconvenienti: innanzitutto, la tensione e la resistenza interna di queste batterie non è costante; in secondo luogo molte volte per il controllo di un determinato apparecchio si richiede una data batteria che poi molto probabilmente non si userà più. In terzo luogo, molte volte è necessario controllare il funzionamento del ricevitore con due o tre valori diversi di tensione e ciò è molto difficoltoso ad effettuarsi con batterie.

Gli alimentatori descritti in questo articolo prevedono il collegamento alla tensione alternata di rete. Nei casi in cui ciò non fosse possibile essi possono ancora essere usati: basta togliere il trasformatore di rete e il ponte di Graetz e collegarli ad un accumulatore o ad una batteria con tensione da 24 ... 28 V. Oltre al trasformatore di rete, al ponte di Graetz, al condensatore elettrolitico, ciascuno di questi alimentatori contiene tre o quattro transistor, potenziometri, alcuni resistori, un diodo di riferimento (per lo più un diodo Zener) ed ancora qualche altro condensatore.

Principio di funzionamento dei tre circuiti

In tutti e tre i circuiti un transistor viene usato come resistore variabile posto in serie al carico; quando la tensione di uscita tende ad aumentare, automaticamente aumenta anche la resistenza collettore-emettitore di questo transistor e questo aumento viene a contrastare il precedente aumento di tensione.

Quando invece la tensione di uscita diminuisce di valore sia perchè è aumentata la corrente assorbita dal carico sia perchè è diminuita la tensione di alimentazione, succede che il transistor posto in serie al carico diminuisce la sua resistenza riportando automaticamente la tensione di uscita al suo valore primitivo.

Questo transistor posto in serie al carico è pilotato da un altro transistor: la potenza di pilotaggio necessaria al transistor-resistore viene appunto fornita da questo secondo transistor che funziona da amplificatore-pilota di potenza. La resistenza d'ingresso di un tale circuito ha un valore elevato. Essa pertanto carica molto debolmente la tensione di pilotaggio. Il primo transistor funzionante come amplificatore-pilota riceve una tensione che è appunto la differenza tra una frazione della tensione d'uscita e la tensione di riferimento ricavata da un diodo Zener.

Quando la tensione di uscita aumenta, aumenta anche la resistenza in c.c. tra

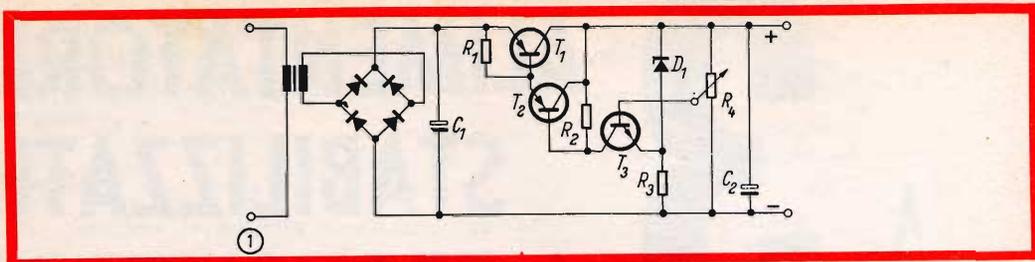


Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore da 10...20 V, 0...2 A.

COMPONENTI

Resistori

Tutti i resistori sono da 0,5 W

$R_1 = 40 \Omega$

$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$

$R_3 = 1 \text{ k}\Omega$

$R_4 = 5 \text{ k}\Omega$

Diode

$D_1 = S 74$ (diode Zener-Siemens)

Condensatori

$C_1 = 1000 \mu\text{F}$ elettrolitico, 30 V

$C_2 = 100 \mu\text{F}$ elettrolitico, 30 V

Transistor

$T_1 = AD 103$ (Siemens)

$T_2 = TF 78$ (Siemens)

$T_3 = BCY 13$ (Siemens)

emettitore e collettore del transistor posto in serie al carico; e ciò proprio a causa della variazione di questa tensione-differenza.

Se si desidera che la tensione di uscita, in assenza di carico, non vari rispetto alla condizione di sotto-carico, allora sarà necessario inserire all'uscita dell'alimentatore un carico fisso.

Il transistor posto in serie al carico deve essere raffreddato

Questo transistor è attraversato dalla corrente circolante nel carico. Ai suoi estremi si trova la differenza di tensione tra ingresso e uscita dell'alimentatore. La potenza dissipata nel transistor è data dal prodotto di questa tensione moltiplicata per la corrente circolante nel carico complessivo dell'alimentatore. Questa potenza si trasforma in calore.

ALIMENTATORE DA 10 ... 20 V E 0 ... 2 A

Lo schema elettrico di questo alimentatore è indicato in fig. 1. Esso è equipaggiato con 3 transistor e 1 diodo. Il circuito comprende inoltre soltanto 2 condensatori

e 4 resistori. Il circuito-serie formato dal diodo di riferimento D_1 e dal resistore R_3 si trova, come avviene di solito in questi circuiti, all'uscita dell'alimentatore. Come tensione continua di ingresso presente sul condensatore C_1 oppure come tensione alternata di ingresso presente sul secondario del trasformatore di rete, si richiede un valore di circa 22 V in modo da avere all'uscita dell'alimentatore un valore di 20 V.

Il valore della tensione di uscita dell'alimentatore può essere regolato mediante il potenziometro R_4 . Con questa regolazione si varia la frazione della tensione di uscita paragonata con quella ricavata agli estremi del diodo di riferimento.

Come appare in maniera evidente dallo schema elettrico, il transistor T_3 viene pilotato dalla differenza di tensione esistente tra quella agli estremi del diodo di riferimento e quella prelevata dal cursore di R_4 . Il transistor T_3 pilota a sua volta il transistor T_2 . Questo pilota il transistor T_1 . A seconda delle esigenze, al posto del potenziometro R_4 si può inserire uno o più resistori in serie.

ALIMENTATORE DA 6 .. 16 V E 0 ... 0,7 A

Lo schema elettrico di questo alimentatore anch'esso equipaggiato con 3 transistor è riportato in fig. 2. La tensione di uscita è presente agli estremi del resistore R_4 collegato in serie al diodo di riferimento D_1 . Come tensione pilota del transistor T_3 viene impiegata la differenza di tensione esistente tra la tensione agli estremi del diodo di riferimento e quella presente sui resistori in serie R_6 , R_7 , R_8 . Quest'ultima tensione non è altro che una frazione della tensione di uscita. Quest'ultima tensione viene regolata per grandi valori mediante R_7 , per piccoli valori mediante R_8 . In questo modo si varia la tensione di pilotaggio di T_3 e conseguentemente i punti di lavoro dei transistor T_2 e T_1 .

I condensatori C_2 e C_4 bloccano la tensione di ronzio.

Il condensatore C_3 ha il compito di impedire l'insorgere di autooscillazioni.

La resistenza di uscita del circuito ammonta a $0,1 \Omega$. Per variazioni della tensione di rete di $\pm 10\%$, la tensione di uscita varia meno di $0,1 V$.

Sull'avvolgimento del trasformatore di rete si devono trovare $13 V$. Anche la tensione continua agli estremi del condensatore C_1 deve avere un valore di $13 V$.

ALIMENTATORE DA 15 V E 0 ... 10 A

Si tratta di un alimentatore a elevata stabilità. Ciò si può dedurre anche dal numero elevato dei componenti impiegati. Simili alimentatori vengono di solito impiegati quando si vogliono effettuare misure elettriche di elevata precisione. In fig. 3 è riportato lo schema elettrico.

Il transistor T_3 viene pilotato dalla tensione-differenza tra la tensione presente sul diodo di riferimento D_1 e la tensione prelevata dal cursore di R_8 . Il transistor T_3 pilota a sua volta il circuito in cascata for-

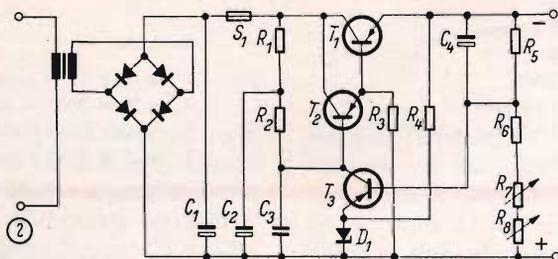


Fig. 2 - Schema elettrico dell'alimentatore da 6...16 V, 0...0,7 A.

COMPONENTI

Tutti i resistori sono da 0,5 W

$R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$

$R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$

$R_3 = 820 \Omega$

$R_4 = 680 \Omega$

$R_5 = 270 \Omega$

$R_6 = 180 \Omega$

$R_7 = 2,5 \text{ k}\Omega$, potenziometro

$R_8 = 250 \Omega$, potenziometro

Diodo Zener

$D_1 = \text{OAZ 203 (Philips)}$

Condensatori

$C_1 = 2000 \mu\text{F}$ elettrolitico, 50 V

$C_2 = 100 \mu\text{F}$ elettrolitico, 25 V

$C_3 = 0,1 \mu\text{F}$ a carta 125 V

$C_4 = 100 \mu\text{F}$ elettrolitico, 16 V

Transistor

$T_1 = \text{OC 36 (Philips)}$

$T_2 = \text{AC 128 (Philips)}$

$T_3 = \text{AC 128 (Philips)}$

S = Fusibile, 1 A

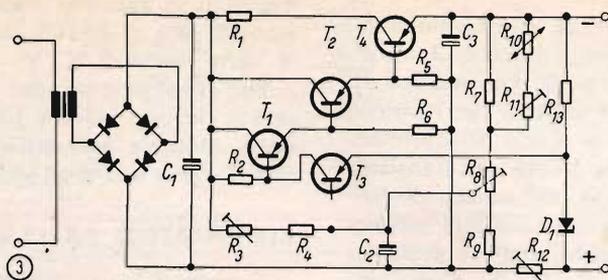


Fig. 3 - Schema elettrico dell'alimentatore da 15 V, 0...10 A.

COMPONENTI

Resistori

Tutti i resistori sono da 0,5 W

$R_1 = 0,2 \Omega$
$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$
$R_3 = 50 \text{ k}\Omega$
$R_4 = 22 \text{ k}\Omega$
$R_5 = 1 \text{ k}\Omega$
$R_6 = 10 \text{ k}\Omega$
$R_7 = 560 \Omega$
$R_8 = 250 \Omega$ trimmer
$R_9 = 560 \Omega$
$R_{10} = 4,7 \text{ k}\Omega/\text{NTC}$
$R_{11} = 10 \text{ k}\Omega$ trimmer
$R_{12} = 0,01 \Omega$ trimmer a filo
$R_{13} = 4,7 \text{ k}\Omega$

Condensatori

$C_1 = 1000 \mu\text{F}$, elettrolitico, 30 V
$C_2 = 10 \mu\text{F}$, elettrolitico, 30 V
$C_3 = 100 \mu\text{F}$, elettrolitico, 6 V

Diode

$D_1 = \text{ZG 6.8}$ (diodo Zener-Intermetall)

Transistor

$T_1 = \text{ASY 12 II}$ (Intermetall)
$T_2 = 2 \text{ N 2063 A}$ (Intermetall)
$T_3 = \text{OC 304/3}$ (Intermetall)
$T_4 = 2 \text{ N 1146}$ (Intermetall)

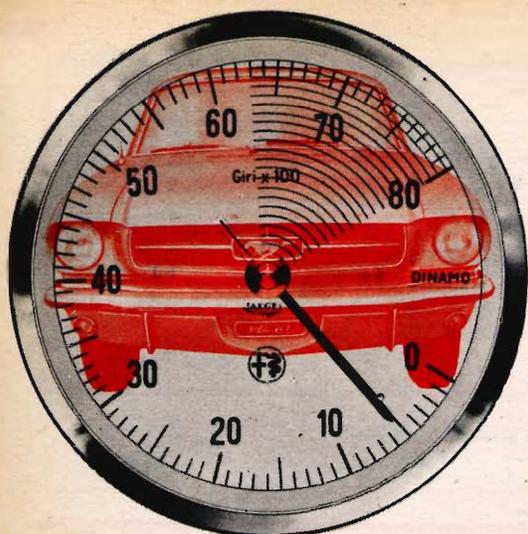
mato dai transistor T_1 , T_2 e T_4 . Come i precedenti circuiti in cascata anche questo si comporta come un transistor con elevato fattore di amplificazione e resistenza di ingresso elevata.

Sul secondario del trasformatore di rete devono essere presenti 20 V. Anche sul condensatore C_1 deve essere presente una tensione continua di 20 V.

Quando la tensione di uscita aumenta, anche la tensione base-emettitore del transistor T_3 tende ad aumentare. Ciò fa aumentare la corrente di collettore di questo transistor e conseguentemente fa diminuire la tensione presente sul collettore. In conseguenza di ciò, tutto il circuito in cascata si comporta in modo tale da fare aumentare la resistenza collettore-emettitore del transistor T_4 . L'aumento della resistenza di questo transistor che si comporta

come una resistenza in serie alla tensione di uscita tende a contrapporsi all'aumento della tensione di uscita. Il potenziometro R_3 serve a tarare il circuito in modo che la tensione d'ingresso non influisca sulla tensione di uscita.

Il potenziometro R_{12} fa sì che la resistenza di uscita si annulli. Mediante R_{11} si regola l'azione compensatrice del termistore R_{10} in modo tale che la tensione di riferimento non sia influenzata dalla temperatura. Mediante R_8 , tarando accuratamente il circuito si può fare in modo che quando la tensione di ingresso varia di 1/10 del suo valore con un carico di corrente da 0 a 10 A e una variazione di temperatura da 15 °C a 35 °C, la tensione di uscita vari soltanto di 1/1000 del valore stabilito.



3 CONTAGIRI PER AUTO

Si descrivono tre tipi di contagiri per auto: uno con compensazione contro le variazioni della tensione di alimentazione e della temperatura, un secondo realizzabile con pochi componenti ed un terzo con pilotaggio magnetico.

Il circuito di fig. 1 è molto semplice e ciononostante è capace di fornire eccellenti prestazioni. Si tratta di un circuito multivibratore monostabile alimentato attraverso il resistore R_6 dell'accumulatore a 6 V. Dopo il resistore la tensione viene mantenuta al valore di 5 V dal diodo Zener D_1 .

Se il motore è fermo il transistor T_1 è in conduzione mentre il transistor T_2 è bloccato. Gli impulsi di tensione provocati dall'accensione del motore si formano su alcune spire avvolte sul filo di una candela qualsiasi. Questa rudimentale bobina è posta a massa dal potenziometro R_1 , dal cursore del quale una frazione di questa tensione impulsiva viene portata alla base di T_1 attraverso il condensatore C_1 . Questo transistor viene bloccato per un breve periodo di tempo dall'impulso precedente che rispetto alla massa è positivo.

In conseguenza di ciò, viene a mancare la tensione agli estremi del resistore R_4 ; e automaticamente si forma sulla base di T_2 un impulso negativo rispetto all'emettitore. Questo impulso negativo porta in condu-

zione il transistor T_2 il quale farà perciò scorrere una certa corrente nel resistore R_7 agli estremi del quale in conseguenza di ciò si formerà una tensione che sarà una frazione della tensione di alimentazione, $R_7/(R_7 + R_8)$.

Avremo pertanto:

1. La continuazione della condizione di bloccaggio del transistor T_1 , dato che il diodo D_2 rimane senza corrente a causa dell'impulso formatosi su R_7 e portato al diodo dal condensatore C_4 .

2. Lo strumento viene attraversato da una corrente.

3. Il condensatore posto in parallelo allo strumento si carica.

Appena il transistor T_2 entra in conduzione comincia a scaricarsi il condensatore C_4 attraverso il resistore R_2 . Mediante il diodo D_2 si è fatto in modo che la corrente di riposo del transistor T_1 non influisca sulla scarica del condensatore neppure quando la temperatura diventa elevata. Appena il condensatore C_4 si è un po' scaricato, il transistor T_1 entra di nuovo in conduzione.

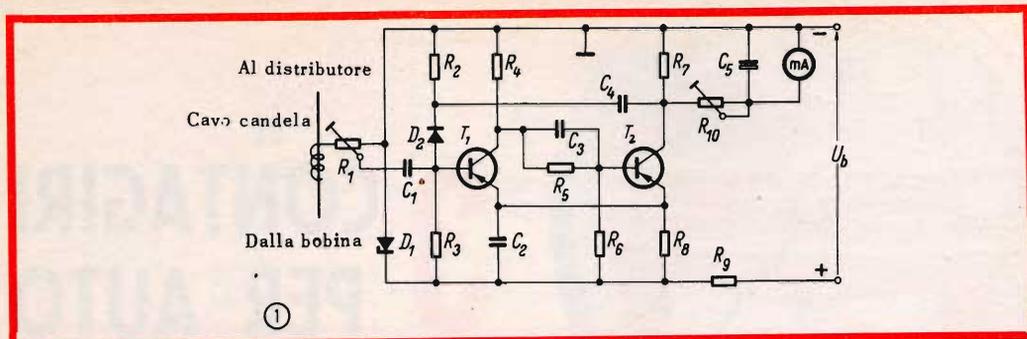


Fig. 1 - Schema elettrico del contagiri stabilizzato.

COMPONENTI

Resistori

Tutti i resistori sono da 1/2 W

- $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, potenziometro
- $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_4 = 390 \text{ }\Omega$
- $R_5 = 12 \text{ k}\Omega$
- $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_7 = 390 \text{ }\Omega$
- $R_8 = 100 \text{ }\Omega$
- $R_9 = 50 \text{ }\Omega$
- $R_{10} = 2 \text{ k}\Omega$, potenziometro

Condensatori

- $C_1 = 10 \text{ nF}$, condensatore a carta 300 V
- $C_2 = 68 \text{ nF}$, condensatore a carta 300 V
- $C_3 = 68 \text{ nF}$, condensatore a carta 300 V
- $C_4 = \text{vedi tab.}$, condensatore a carta 300 V
- $C_5 = 5 \text{ }\mu\text{F}$, condensatore elettrolitico 15 V

Transistor

- $T_1 = \text{AC } 122$
- $T_2 = \text{AC } 122$

Diodi

- $D_1 = \text{OA } 126/5$
- $D_2 = \text{OA } 127$

Strumento: a bobina mobile 1 mA · 1 k Ω

La tensione che si forma allora agli estremi di R_4 viene portata attraverso il condensatore C_3 sulla base di T_2 bloccandolo. La condizione di bloccaggio viene mantenuta da R_5 . Il condensatore C_5 comincia allora a scaricarsi in gran parte sullo strumento mantenendo in questo modo la variazione dell'indice. Quest'ultimo tenta di oscillare infatti solo quando la velocità del motore è molto bassa.

Con il potenziometro R_1 si regola la tensione iniettata in modo che il circuito funzioni correttamente. Con il potenziometro R_{10} si tara invece la scala dello strumento in modo che per confronto indichi l'esatto valore del numero dei giri del motore.

Il valore del condensatore C_4 a seconda del valore massimo dei giri viene scelto in base alla tabella 1.

Contagiri - esecuzione economica

In fig. 2 è riportato lo schema elettrico. Come si vede esso è molto semplice. Il transistor T_1 viene pilotato con impulsi rettangolari. Per ottenere ciò si collega il diodo base-emettitore attraverso il resistore R_1 all'estremità del primario della bobina che, come si sa, viene chiuso dal rottore dello spinterogeno. Da un'estremità della bobina i due transistor ricevono anche la loro tensione di alimentazione che può essere senza variazioni 6 o 12 V. Il condensatore C_1 collegato tra base ed emettitore ha il compito di tener lontani da questa giunzione eventuali picchi di tensione. Il transistor T_2 è accoppiato al primo mediante un circuito RC. In questo modo, tra la base e l'emettitore di T_2 si formeranno

TABELLA 1 - Valore massimo in giri/minuto

Motore	Cilindri	3000	4000	5000	6000	8000
		Capacità di C_1 in μF				
2 - tempi	1	1,22	1,0	0,68	0,68	0,47
	2	0,68	0,47	0,33	0,33	0,22
	3	0,47	0,33	0,22	0,22	0,15
4 - tempi	1	2,47	1,68	1,47	1,22	1,0
	2	1,22	1,0	0,68	0,68	0,47
	4	0,68	0,47	0,33	0,33	0,22
	6	0,47	0,33	0,22	0,22	0,15

ad ogni variazione di tensione provenienti da T_1 , rispettivamente impulsi positivi e negativi. Siccome T_2 è un transistor PNP, gli impulsi positivi non avranno alcuna influenza (in realtà dovrebbero bloccare T_2 , ma questo transistor è sempre bloccato). Solo gli impulsi negativi riescono a portare T_2 in conduzione. Gli impulsi di corrente che si hanno in conseguenza di ciò scorrono nella bobina mobile dello strumento il quale indicherà il valore medio aritmetico di questa sequenza di impulsi. L'influsso della temperatura non preoccupa dato che entrambi i transistor conducono il massimo di corrente quando sono in funzione.

Se con i valori indicati non si riesce a coprire la gamma delle velocità desiderate, si può provare a cambiare i valori di C_2 e R_3 : la durata dell'impulso che porta in conduzione T_2 dipende appunto dalla costante $R_2 C_3$. A parità di numero di giri, i valori elevati di questa costante di tempo producono una maggiore escursione dell'indice dello strumento.

Contagiri con pilotaggio magnetico

Questo contagiri adatto a misurare anche basse velocità, possiede come elemento di pilotaggio un disco o un cilindro da sistemare sull'albero di cui si vuole conoscere la velocità. Il disco o il cilindro sono costituiti per metà da ferro e per l'altra metà da rame o ottone.

Di fronte al disco o al cilindro che ruotano è disposto alla distanza di 5 mm un

nucleo in ferrite ad U fisso munito di avvolgimento; tale nucleo è disposto in modo che la sua induttanza si trova sotto l'influsso del passaggio della giunzione ferro-ottone o rame.

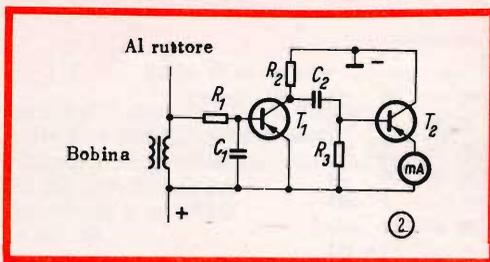


Fig. 2 - Schema elettrico del contagiri semplificato.

COMPONENTI

Resistori

$R_1 = 47 \text{ k}\Omega$, 0,5 W

$R_2 = 270 \Omega$, 0,5 W

$R_3 = 390 \Omega$, 0,5 W

Condensatori

$C_1 = 50 \text{ nF}$, condensatore a carta 125 V

$C_2 = 0,37 \mu\text{F}$, condensatore a carta 125 V

Transistor

$T_1 = \text{OC } 72$

$T_2 = \text{OC } 72$

Alimentazione: 1 mA; 6...12 V

Strumento: a bobina mobile

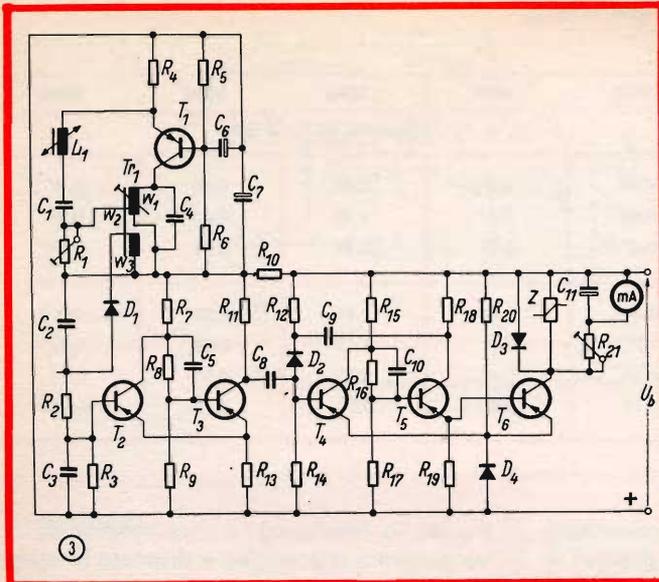


Fig. 3 - Schema elettrico del contagiri con pilotaggio magnetico.

COMPONENTI

Resistori

- Tutti i resistori sono da 1/2 W
- R₁ = 20 Ω, potenziometro
 - R₂ = 3,3 kΩ
 - R₃ = 8,2 kΩ
 - R₄ = 200 Ω
 - R₅ = 1 kΩ
 - R₆ = 10 kΩ
 - R₇ = 1,8 kΩ
 - R₈ = 18 kΩ
 - R₉ = 15 kΩ
 - R₁₀ = 1 kΩ
 - R₁₁ = 1,8 kΩ
 - R₁₂ = 120 kΩ
 - R₁₃ = 550 Ω
 - R₁₄ = 12 kΩ
 - R₁₅ = 12 kΩ
 - R₁₆ = 33 kΩ
 - R₁₇ = 5,1 kΩ
 - R₁₈ = 4,3 kΩ
 - R₁₉ = 1 kΩ
 - R₂₀ = 6,2 kΩ
 - R₂₁ = 10 kΩ, potenziometro

Condensatori

- C₁ = 2 nF polistirene 300 V
- C₂ = 0,1 μF a carta 300 V
- C₃ = 0,1 μF a carta 300 V
- C₄ = 2 nF polistirene 300 V

- C₅ = 1 nF polistirene 300 V
- C₆ = 1 μF elettrolitico 30 V
- C₇ = 100 μF elettrolitico 30 V
- C₈ = 0,1 μF polistirene 300 V
- C₉ = 0,22 μF polistirene 300 V
- C₁₀ = 25 nF polistirene 300 V
- C₁₁ = 100 μF elettrolitico 30 V

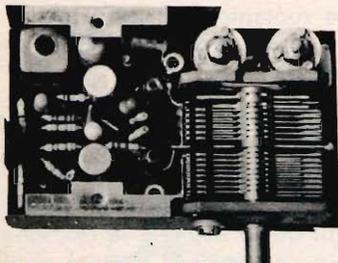
Diodi

- D₁ = AA 132
- D₂ = AA 132
- D₃ = AA 132
- D₄ = BZY 87

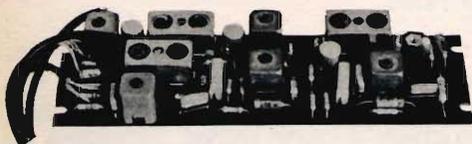
Transistor

- T₁ = AC 122
- T₂ = AC 122
- T₃ = AC 122
- T₄ = AC 122
- T₅ = AC 122
- T₆ = AC 124
- L₁ = bobina pick-up 600 spire, 0,10 Cu smaltato su ferrite a U aperta
- Tr₁ = trasformatore di risonanza
- W₁ = 790 spire, 0,12 Cu smaltato
- W₂ = 40 spire, 0,12 Cu smaltato
- W₃ = 480 spire, 0,08 Cu smaltato
- Z = contattore — Strumento: a bobina mobile (1 mA, 1 kΩ)
- U_b = Alimentazione: 24 V

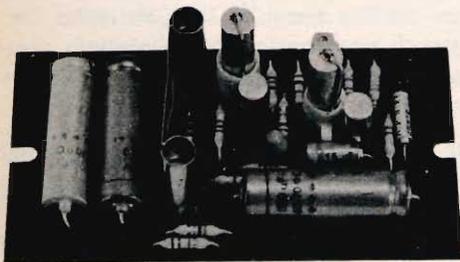
autocostruitevi un radiricevitore a modulazione di frequenza con la serie delle unità premontate Philips



Sintonizzatore PMS/A



Amplificatore F.I. PMI/A



Amplificatore B.F. PMB/A

le unità devono essere completate di:

- 1 Potenziometro da $5\text{ k}\Omega$ logaritmico E098 DG/20B28 per la regolazione del volume
- 2 Altoparlante con impedenza da $8 \div 10\Omega$ (AD 3460 SX/06)

Prestazioni del ricevitore completo

SEZIONE FM

Sensibilità con $\Delta f = 22,5\text{ kHz}$ e $f = 400\text{ Hz}$
 $< 2\mu\text{V}$ per potenza di uscita di 50 mW.
Rapporto segnale-disturbo
con $\Delta f = 22,5\text{ kHz}$ e $f = 400\text{ Hz}$
30 dB con segnale in antenna $< 8\mu\text{V}$.
Sensibilità con $\Delta f = 75\text{ kHz}$ e $f = 1000\text{ Hz}$
 $< 25\mu\text{V}$ per potenza di uscita di 50 mW.
Distorsione con $\Delta f = 75\text{ kHz}$ e $f = 1000\text{ Hz}$
 $< 3\%$ per potenza di uscita di 50 mW.
Selettività
 $\geq 45\text{ dB}$ a $\pm 300\text{ kHz}$.
Larghezza di banda a -3 dB
 $\geq 150\text{ kHz}$.

SEZIONE AM

Sensibilità con $m = 0,3$ a 400 Hz
 $100\mu\text{V/m}$ per potenza di uscita di 50 mW.
Rapporto segnale/disturbo misurato a 1 kHz
26 dB con $560\mu\text{V/m}$.
Selettività a $\pm 9\text{ kHz}$
 $< 30\text{ dB}$.
C.A.G.
 $\Delta V_{br} = 10\text{ dB}$ per $\Delta V_{rr} = 27\text{ dB}$
(misurata secondo le norme C.E.I.).

- 3 Antenna in ferrite, gradazione IV B (per esempio C8/140, C9,5/160, C9,5/200 oppure PDA/100, PDA/115, PDA/125).
- 4 Commutatore AM/FM e antenna a stilo per FM

le unità sono reperibili presso i migliori rivenditori della vostra zona

PHILIPS

S. p. a.

Reparto Elettronica

piazza IV Novembre, 3 - Milano - telefono 69.94



WIPE-WAY

Fluido speciale per sgrassare e pulire le mani senza acqua.

Confezione da 6 once

Il funzionamento del circuito è il seguente: le oscillazioni, in un circuito oscillatore equipaggiato con un transistor vengono innescate solo quando le frequenze di due circuiti oscillanti coincidono. Uno di questi circuiti oscillanti possiede come induttanza quella avvolta sulla ferrite ad U disposta sull'albero ruotante. Ad ogni giro si avrà quindi un treno di oscillazioni seguito da una pausa.

In fig. 3 è indicato lo schema elettrico. A sinistra in alto è riportata l'induttanza L_1 influenzata dall'albero che ruota. Essa appartiene al ramo del circuito risonante in serie sul quale avviene la reazione dell'oscillatore. Si regola il circuito oscillante $W_1 - W_2$ di Tr_1 e C_1 mediante il potenziometro R_1 in modo che l'oscillatore entri in oscillazione solo in corrispondenza di questa posizione della parte ruotante e non per l'altra.

La tensione di uscita dell'oscillatore appare su W_3 del trasformatore Tr_1 . Essa viene demodulata dal diodo D_1 . Ad ogni giro dell'albero si avrà quindi un'impulso di tensione ad onda quadra che andrà a pilotare lo Schmitttrigger formato dai transistor T_2 e T_3 . Il circuito di Schmitt, com'è noto, è un circuito bistabile il quale sotto l'influsso di una tensione di pilotaggio cambia la sua posizione di riposo e vi ritorna non appena viene tolto l'impulso pilota.

Il circuito di Schmitt è necessario nel nostro caso in quanto a basse velocità di rotazione dell'albero, il circuito oscillatore oscilla appena mentre per il pilotaggio del rimanente circuito si richiedono impulsi rettangolari con fianco ripido.

I transistor T_4 e T_5 appartengono ad un circuito monostabile che funziona come quello di fig. 1. Sul resistore di emettitore R_{19} si ha, ad ogni giro dell'albero un impulso della durata di circa 20 ms. Questo impulso viene amplificato nello stadio finale equipaggiato con il transistor T_6 . Sul diodo D_4 si forma la tensione base-emettitore dei transistor T_4 e T_6 . Oltre allo strumento indicato in fig. 1 qui è presente anche un contagiri Z.

RF AMPLIFICATORI

Si descrivono in questo articolo due amplificatori RF da 30 MHz e da 8 MHz rispettivamente, equipaggiati con una serie di nuovi transistori n-p-n della Mullard BFY 50, di tipo planare epitassiale. Essi sono in grado di dare ottime prestazioni fino alla frequenza di 50 MHz e garantiscono una buona stabilità delle caratteristiche.

Amplificatore RF da 30 MHz

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico dell'amplificatore RF da 30 MHz equipaggiato con due transistori BFY50.

I due transistori sono collegati in parallelo e funzionano in circuito a base comune; ognuno di essi è polarizzato da un resistore posto nel circuito di base che tende ad equalizzare le correnti di collettore.

L'elevata tensione oscillante richiesta per avere una buona efficienza richiede l'impiego del transistor BFY50 che ha un valore elevato di V_{CB} e un basso valore di $V_{CE\ sat}$.

La sorgente di $50\ \Omega$ è accoppiata all'impedenza d'ingresso del transistor per mezzo del trasformatore T1, e dei condensatori C2, C3, C4 e C5.

Il circuito di uscita dei transistori è

stato progettato per alimentare un carico di $50\ \Omega$.

L'accoppiamento e la sintonizzazione dell'uscita si ottiene per mezzo di un circuito « passa basso » a π opportunamente modificato, dove il condensatore C9 è usato per la sintonizzazione e C8 per l'accoppiamento.

Collegando a massa il collettore di ciascun transistor e facendo funzionare il circuito con una tensione di alimentazione negativa si ottiene un buon contatto termico per il collettore, il telaio assume la funzione di dissipatore di calore.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Impedenza d'ingresso:	50 Ω
Impedenza d'uscita:	50 Ω
Potenza d'uscita:	3 W
Guadagno di potenza:	7 dB
Rendimento:	48 %

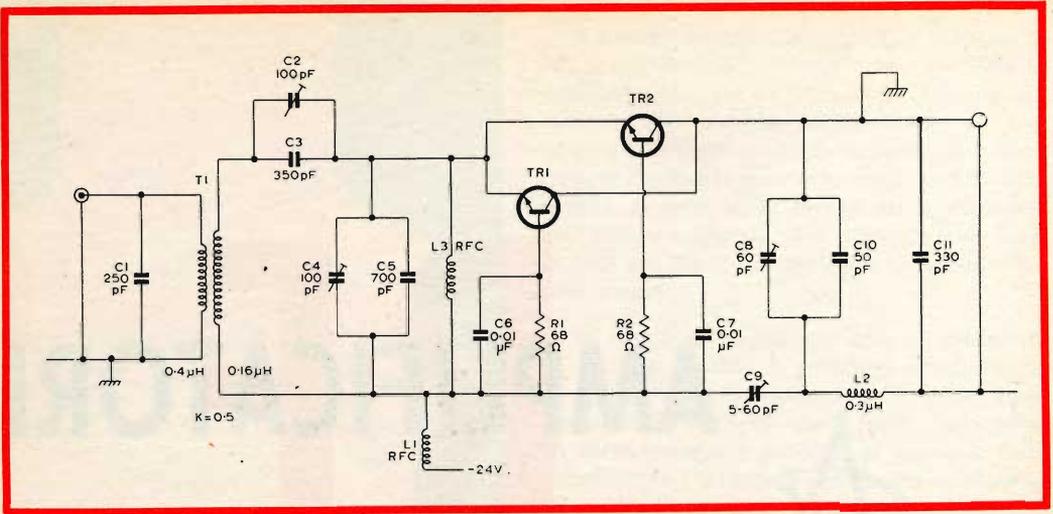


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore RF da 30 MHz. Le bobine RFC sono bobine d'arresto per alte frequenze. I transistori TR1 e TR2 sono del tipo BFY50.

Amplificatore RF da 8 MHz

Il circuito dell'amplificatore RF da 8 MHz, illustrato in fig. 2, è equipaggiato con due transistori tipo BFY50 collegati in parallelo in un circuito ad emettitore comune.

Il circuito funziona in modo simile a

quello descritto in fig. 1, la sola differenza sta nel valore dei componenti che si sono scelti per l'amplificazione dei segnali a 8 MHz.

La sintonizzazione e l'accoppiamento del circuito d'ingresso si ottengono con i con-

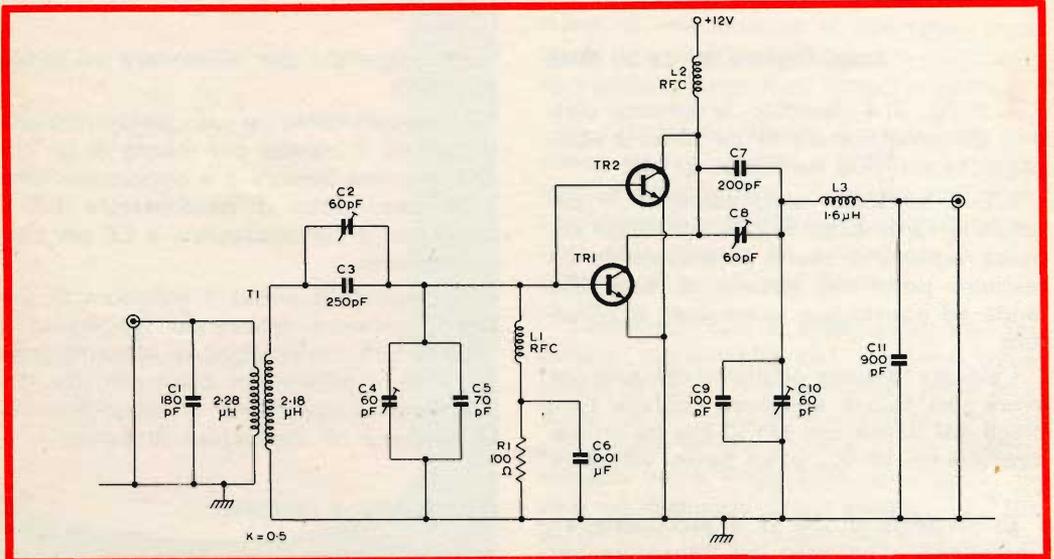


Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore RF da 8 MHz. Le bobine RFC sono bobine d'arresto per alte frequenze. I transistori TR1 e TR2 sono del tipo BFY50.

TELECON

**FINALMENTE
UN INTERFONICO
SENZA COLLEGAMENTI**



DATI TECNICI

Componenti - 4 transistori, 1 diodo
e 1 raddrizzatore al selenio.
Potenza d'uscita del trasmettitore -
10 mW a 10 Ω
Potenza d'uscita del ricevitore -
100 mW
Frequenze - 90 o 110 kHz
Alimentazione - 220 Vca
Dimensioni - cm 17 x 13 x 4

Basta una presa di corrente per poter comunicare con l'interfonico. Questo apparecchio ad onde convogliate che consente di collegare luoghi differenti fra loro è particolarmente adatto per uffici, ospedali, scuole, officine, autorimesse, abitazioni, alberghi - può creare posti volanti di ascolto e risposta.

Rappresentante: CEATRON - Via Wildt, 5 - MILANO - Tel. 285.38.58
DISTRIBUTED BY G.B.C. ELECTRONIC COMPONENT

densatori C2 e C4 rispettivamente, mentre per il circuito d'uscita dai condensatori C8 e C10.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Impedenza d'ingresso:	50 Ω
Impedenza d'uscita:	50 Ω
Potenza d'uscita:	3 W
Guadagno di potenza:	8,9 dB
Rendimento:	61 %

DATI TECNICI DEL TRANSISTORE BFY50

Questo tipo di transistor è del tipo n-p-n planare epitassiale, le dimensioni dell'involucro sono del tipo TO-5. Il collettore è collegato all'involucro.

$V_{CB} (I_E = 0) = 80 \text{ V}$
$V_{CE} = 80 \text{ V}$
$h_{FE} (I_{DM} = 150 \text{ mA}) > 30$
$f_T (V_{CE} = 6 \text{ V}; I_C = 50 \text{ mA}) > 60 \text{ MHz}$
$I_{CBO} (I_E = 0; V_{CB} = 60 \text{ V}) = 50 \text{ nA}$
$I_B (I_E = 150 \text{ mA}; V_{CB} = 6 \text{ V}) = 4,85 \text{ mA}$
$V_{CE sat} (I_C = 150 \text{ mA}; I_B = 15 \text{ mA}) = 200 \text{ V}$

(Da « Mullard Limited »)

BETA

In una moderna comunità, sia che si tratti di uno stabilimento industriale, di una azienda commerciale o di un ospedale, la ricerca rapida delle persone che occupano posti chiave per il buon funzionamento del complesso ha assunto in questi ultimi tempi una importanza sempre crescente. Con l'intensificarsi delle comunicazioni telefoniche, sovente interurbane od internazionali, si è verificata la necessità di poter seguire immediatamente le persone chiamate che, d'altronde, a motivo dei loro specifici compiti sono soggette a frequenti spostamenti cosicchè diventa difficile rintracciarle immediatamente quando vi sia per loro una chiamata urgente.

Questo stato di cose ha spinto molte aziende ad installare all'interno dei loro edifici sistemi di ricerca rapida sia a via induttiva che via radio.

In un ospedale, ancora più che in una azienda industriale, il rintracciamento immediato della persona cercata (in questo caso i sanitari di turno) è di fondamentale importanza in quanto si possono verificare situazioni di emergenza che richiedono la presenza del dottore al capezzale del paziente.

Queste considerazioni hanno indotto la direzione dell'Ospedale Mauriziano « Umberto I » di Torino a chiedere l'installazione di un impianto di ricerca persone via radio.

L'impianto è del tipo a 25 linee e permette non solamente di raggiungere la persona ricercata con un segnale acustico che viene raccolto dal ricevitore individuale ma anche con un breve accenno parlato sui motivi della chiamata. Dal posto di comando è infatti possibile comunicare con la persona chiamata attraverso un normale microfono. Tutto l'impianto funziona come una stazione radio in miniatura e raggiunge un alto grado di efficienza.

GENOVA



VIA BORGORATTI 23/I/R
TEL. 316.888

SISTEMI DI POLARIZZAZIONE DEI TRANSISTOR

In tutta la nostra precedente discussione riguardante il funzionamento di uno stadio amplificatore a transistor con emettitore comune, abbiamo usato per la polarizzazione (o alimentazione) del circuito di ingresso e di uscita (base e collettore) due sorgenti di tensione separate. Questa però non è la migliore soluzione. Uno dei vantaggi offerti da uno stadio dove il transistor è montato con emettitore comune è quello di poter usare per la polarizzazione diretta del diodo base-emettitore e per la polarizzazione inversa del diodo emettitore-collettore, una sola sorgente di alimentazione.

Ci è utile nel nostro studio riconsiderare per un momento alcuni aspetti del circuito che abbiamo già studiato e che per comodità riportiamo in fig. 9. Per ottenere la giusta polarizzazione avevamo reso in questo caso (transistor NPN) la base positiva rispetto all'emettitore e anche il collettore era stato reso positivo rispetto all'emettitore. Il collettore seppure positivo aveva una tensione superiore a quella applicata in base. Ciò era stato semplicemente ottenuto impiegando per V_{cc} una sorgente di tensione maggiore (e cioè 24 V per V_{cc} , e 3 V per V_{BB}). La corrente di polarizzazione della base veniva fissata dal valore della tensione di polarizzazione (V_{BB}) e dal valore del resistore R_{B1} .

Venne impiegato per avere una corrente di base di 40 μ A con una tensione di 3 V, un resistore di base del valore di 75 k Ω . Raddoppiando il valore della tensione di alimentazione, noi potremo ottenere lo stesso valore della corrente di base (40 μ A)

solo raddoppiando il valore del resistore R_B . È ovvio allora che noi potremmo usare per V_{BB} la sorgente di tensione V_{cc} e aumentare proporzionalmente il resistore R_B in modo da mantenere la corrente di polarizzazione di base al valore di 40 μ A. Questo circuito è appunto quello indicato in fig. 9 conosciuto come **circuito a polarizzazione fissa**; viene chiamato così in quanto il valore della corrente di polarizzazione dipende soltanto dalla tensione di alimentazione V_{cc} e dal resistore R_{B1} , che normalmente hanno un valore fisso. La variazione delle caratteristiche del transistor ha un effetto trascurabile sulla corrente di polarizzazione. Per mantenere la corrente di polarizzazione al valore di 40 μ A disponendo di una tensione di alimentazione di 24 V, il valore di R_{B1} dovrà essere portato a $24/40 \times 10^{-6}$ e cioè a 0,6 M Ω .

Nelle valvole, la stabilizzazione del valore della tensione di polarizzazione della griglia è una caratteristica che si cerca in

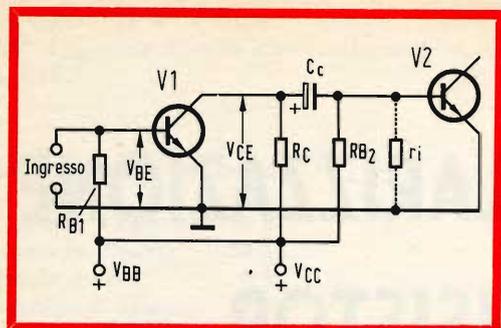


Fig. 9 - Stadio amplificatore RC con il transistor montato con emettitore comune. La polarizzazione della corrente di base è fissa.

tutti i modi di mantenere. **Ciò non vale per i transistor.** Sfortunatamente una corrente di polarizzazione **fissa**, (specialmente se impiegata in un circuito con emettitore comune) porta ad una instabilità del punto di lavoro del transistor che a sua volta può produrre un cattivo funzionamento o addirittura alla distruzione del medesimo.

Questa instabilità è dovuta alle variazioni nella corrente di dispersione del transistor. Siccome, come già abbiamo visto, la corrente di dispersione del circuito con emettitore comune (I_{CEO}) è molto più elevata di quella che si ha nel circuito con base comune (I_{CBO}), ciò porta ad un aggravamento della situazione nel caso si usi questo circuito. La variazione della corrente di dispersione può essere prodotta da una sostituzione del transistor. Tutti sanno che le caratteristiche dei vari transistor, anche se dello stesso tipo e prodotti dallo stesso costruttore, non sono mai uguali. Può succedere che, se il circuito è critico in quanto lavora vicino al limite massimo dei parametri del transistor sia necessario in caso di sostituzione ridimensionare tutti i componenti.

Gli effetti della temperatura

Un'instabilità del punto di lavoro ancora più seria può essere dovuta agli effetti di un aumento della temperatura del tran-

sistor. Ricorderemo come la corrente di saturazione I_{CEO} o I_{CBO} sia la corrente che scorre nel circuito quando il circuito della base o dell'emettitore è aperto. Siccome la giunzione collettore-base è polarizzata in senso inverso, questa corrente risulta formata dai soli portatori minoritari. Quando la temperatura è bassa, il numero dei portatori minoritari è pure basso, e di conseguenza anche la corrente di saturazione è bassa.

Qualsiasi aumento della temperatura del materiale semiconduttore produce la rottura di qualche legame covalente, che si traduce, come abbiamo visto, in un aumento dei portatori minoritari e quindi della corrente di saturazione. Questo aumento è molto rapido: **la corrente di saturazione si raddoppia infatti ogni 9°C.**

Vediamo un po' ora come questo effetto termico influisce sulle caratteristiche di collettore e sul funzionamento del transistor. In qualsiasi istante, la corrente di collettore in un circuito dove il transistor è montato con collettore comune è uguale a

$$I_C = I_{CEO} + \beta I_B$$

Le variazioni di temperatura non modificano il secondo termine di questa equazione (βI_B). Pertanto, quando la corrente di base (I_B) è zero:

$$I_C = I_{CEO}$$

La posizione della curva caratteristica $V_C - I_C$ più bassa (valore di I_C per $I_B = 0$) dipende ovviamente dalla temperatura; **tutte le altre curve caratteristiche però manterranno la loro relativa distanza rispetto a questa curva.** Un eventuale aumento di temperatura sposta tutta la famiglia delle curve caratteristiche verso l'alto o verso il basso a seconda se la temperatura aumenta o diminuisce. Tale spostamento è indicato in fig. 10; in particolare in fig. 10a è riportata la posizione delle curve caratteristiche quando la temperatura di funzionamento del transistor è quella raccomandata dal costruttore mentre in fig. 10b si ritrovano le stesse curve caratteristiche ma spostate tutte verso l'alto a causa dell'elevata temperatura a cui si è fatto lavorare il transistor.

Krundaal test instruments

- Dimensioni di ingombro mm. 60 x 93 x 150. ■ Alimentazione con pila a secco.
- Taratura singola di ogni strumento eseguita con calibratore a quarzo. ■ Quadrante di facile lettura con disco di protezione trasparente in pristol.



TRANSIGNAL AM

- GENERATORE MODULATO DI SEGNALI A RADIO FREQUENZA (ALTA E MEDIA) CON FUNZIONE DI ANALIZZATORE ELETTRONICO PER LA TARATURA E LA LOCALIZZAZIONE DEL GUASTO NEGLI APPARECCHI RADIO A TRANSISTOR.

■ PREZZO NETTO AI TECNICI: L. 12.800

TRANSIGNAL FM

- GENERATORE DI SEGNALI A RADIO FREQUENZA PER L'ALLINEAMENTO DEGLI STADI DI MEDIA FREQUENZA E DEL DISCRIMINATORE A RAPPORTO NEI RICEVITORI FM E TV.

■ NETTO AI TECNICI: L. 18.500

CAPACIMETRO AF. 101

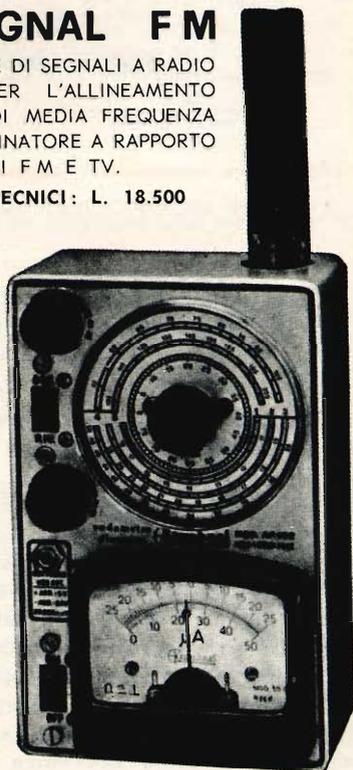
- IL PRIMO CAPACIMETRO PER PICCOLE CAPACITA' ALLA PORTATA DI TUTTI. ■ DUE GAMME DI LETTURA: A = DA 1 ÷ 500 pF (CENTRO SCALA 50 pF). ■ B = DA 10 ÷ 10.000 pF (500 pF CENTRO SCALA).

■ PREZZO NETTO AI TECNICI: L. 29.500.

ONDAMETRO DINAMICO AF 112

- GAMMA DI FREQUENZA DA 10,5 MHz A 220 MHz IN 5 BOBINE COPRE L'INTERO CAMPO DELLE FREQUENZE IN USO NELLA RADIO FM E NELLA TELEVISIONE. ■ BOBINE KRUNDAAL PIATTE LEGGERISSIME, STAMPATE (BR).

■ PREZZO NETTO AI TECNICI: L. 29.500.



GENERATORE TV (VHF.UHF)

- GENERATORE DI BARRE VERTICALI E ORIZZONTALI PER IL CONTROLLO DELLA STABILITA', LINEARITA' E SENSIBILITA' DEL TELEVISORE. ■ CAVO CON ADATTATORE DI IMPEDENZA IN QUARTO D'ONDA. ■ USCITA BILANCIATA 300 OHM PER LA GAMMA UHF.

■ PREZZO NETTO AI TECNICI: L. 18.500.



gratis il manualetto per la riparazione degli apparecchi a transistor
richiedetelo alla radioelettromecanica Krundaal via F. Lombardi 6-8 - Parma.

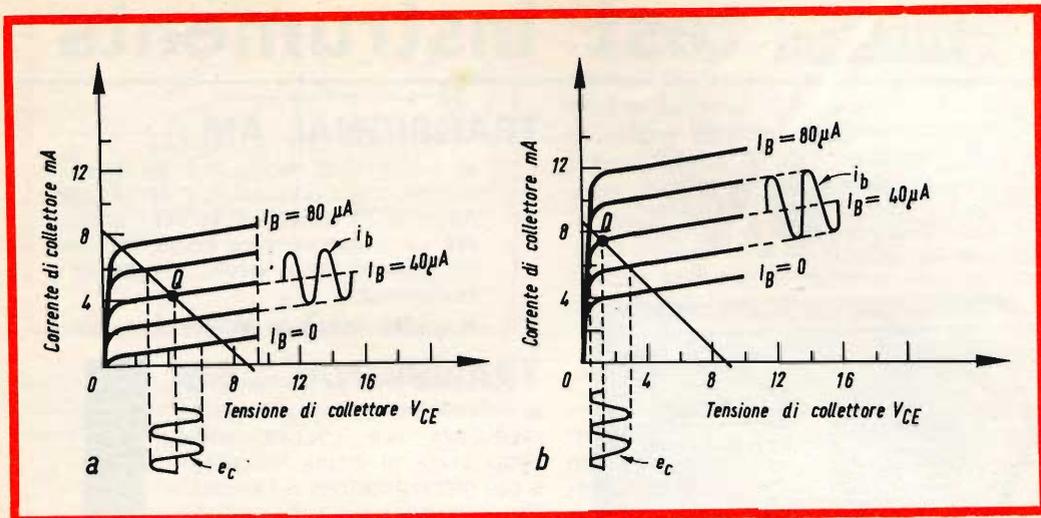


Fig. 10 - Effetti della temperatura sul punto di lavoro e sulla forma della tensione di uscita.

Si osservi innanzitutto lo spostamento verso l'alto della curva della corrente di saturazione (I_c per $I_b = 0$) e come tutte le altre curve (da I_c per $I_b = 20 \mu A$ a I_c per $I_b = 80 \mu A$) mantengono inalterata la loro rispettiva distanza rispetto alla curva di I_c per $I_b = 0$.

Nella fig. 10a, la retta inclinata rappresenta la retta di carico per una particolare condizione di lavoro; il punto di lavoro si trova nel punto di intersezione della retta di carico con la curva caratteristica di collettore corrispondente ad una corrente di polarizzazione di $40 \mu A$. Tale punto di lavoro corrisponde ad una corrente di collettore di circa $4,5 \text{ mA}$. La retta di carico è determinata dalla resistenza di carico (R_c, R_{b2} e r_i) e dalla tensione di alimentazione del collettore.

La corrente di base è fissata dal valore di questa stessa tensione e dal valore del resistore R_{b1} . Fintantochè questi valori non subiscono variazioni, la retta di carico e la corrente di base rimangono le stesse. Un aumento nella temperatura della giunzione del transistor non ha alcuna influenza su questi valori.

Nella fig. 10b quindi ritroviamo la stessa corrente di base e la stessa retta di carico della fig. 10a. Anche il punto di lavoro si mantiene sull'intersezione della retta di carico e della curva caratteristica di collet-

tore corrispondente ad una corrente di base $I_b = 40 \mu A$. Si noti però come tale punto di lavoro sia stato « spinto verso l'alto » a causa dello spostamento globale verso l'alto di tutte le curve caratteristiche. In condizione di temperatura normale (figura 10a) applicando un segnale sulla corrente di base di $20 \mu A$ si ottiene all'uscita (corrente di collettore) lo stesso segnale amplificato e indistorto mentre se la temperatura aumenta (fig. 10b) il segnale di uscita risulta fortemente distorto.

Ma la distorsione non è il solo inconveniente. Si noti infatti come la **corrente di riposo** aumenti da $4,5 \text{ mA}$ a $7,5 \text{ mA}$. Questo aumento di corrente attraverso la giunzione base-collettore produce un ulteriore aumento della temperatura della giunzione. Ciò porterà ad un ulteriore aumento di I_{CEO} con conseguente ulteriore spostamento verso l'alto di tutta la famiglia delle curve caratteristiche. Cosa succede? I_c aumenterà ancora e si avrà un ulteriore aumento di calore che farà aumentare ancora I_{CEO} e così via... Questo effetto è conosciuto come **reazione termica**; portato all'estremo produce il cosiddetto « runaway » termico e quindi alla distruzione del transistor. **Prossimamente vedremo i vari sistemi usati per stabilizzare la corrente di base.**

L. C.

CONVERTITORI CC/CC DI POTENZA A TRANSISTOR

Si descrivono in questo articolo tre convertitori di media e alta potenza che comprendono potenze da 30 a 100 W; essi sono in grado di fornire i valori di potenza d'uscita progettati con dei transistori non selezionati per una gamma di temperature comprese fra 0 e 55 °C. I convertitori sono equipaggiati con i transistori di potenza ASZ 17, ASZ 15 e ADZ 11.

I circuiti descritti in questo articolo funzionano con tutta sicurezza con le normali variazioni di tensione che si hanno negli accumulatori; essi serviranno anche da « regolatori di sicurezza » nel caso che si produca un elevato sovraccarico, siccome le oscillazioni cesseranno, proteggendo i transistori e gli altri componenti fino a quando il sovraccarico viene eliminato.

Queste unità di laboratorio sono state costruite con dei trasformatori di uscita in derivazione allo scopo di illustrare la loro utilizzazione in un grande numero di condizioni di uscita.

Le caratteristiche principali dei convertitori CC/CC di potenza media ed alta sono riportate nella tabella 1.

Convertitore CC/CC da 40 W

Questo convertitore, rappresentato in fig 1, è stato progettato per utilizzare dei transistori ASZ17 in combinazione con due trasformatori costruiti con lamierini di acciaio al silicio di tipo standard.

Con questa gamma di potenze, un tipo simile di costruzione è più economico (a scapito però di un certo aumento delle dimensioni complessive) di quello adottato per i convertitori di potenza più elevata.

Un piccolo trasformatore a saturazione T1 viene utilizzato per commutare i transistori mentre un secondo trasformatore T2 (più grande) viene utilizzato in modo li-

TABELLA 1

Circuito di fig.	Tipo di transistore	Tensione nominale d'ingresso (V)	Tensione nominale d'uscita (V)	Gamma di potenza (W)	Curve di figura	Tensione di ondulazione a pieno carico (V_{r-p})
1	ASZ 17	12	300	30-40	2	1,1
			400		3	0,8
4	ASZ 15	12	300	35-70	5	0,6
			400		6	0,4
7	ADZ 11	12	300	60-100	8	0,5
			400		9	0,4
			600		10	0,3

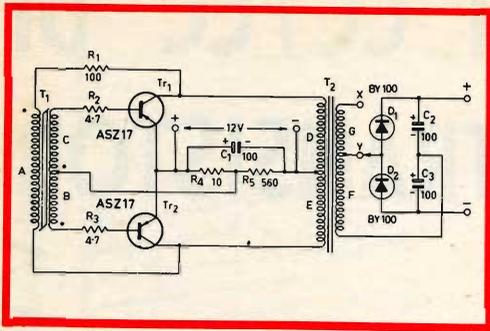


Fig. 1 - Schema elettrico del convertitore CC/CC da 40 W. Presa X: tensione di uscita 400 Vcc; presa Y: tensione di uscita 300 Vcc.

COMPONENTI

- R_1 = 100 Ω , 10 W, 5% a filo
- R_2, R_3 = 4,7 Ω , 5,5 W, 10% a filo
- R_4 = 10 Ω , 1,5 W, 10%
- R_5 = 560 Ω , 1,5 W, 10%
- C_1 = 100 μ F, 16 V elettrolitico
- C_2, C_3 = 100 μ F, 250 V elettrolitico
- D_1, D_2 = BY100 al silicio
- T_1, T_2^* = ASZ17 con accessori di montaggio e di isolamento
- T_1 = 19 lamierini EI 0,508 mm di spessore, in Stalloy 130 con linguetta di 14,289 mm interposta.
- T_2 = 49 lamierini EI 0,508 mm di spessore, in Stalloy 120 con linguette di 22,225 mm interposte (vedere tabella 2).

* Ogni transistoro è montato verticalmente su un dissipatore di calore di 77,41 cm² di superficie in ferro dolce annerito di 1,22 mm di spessore.

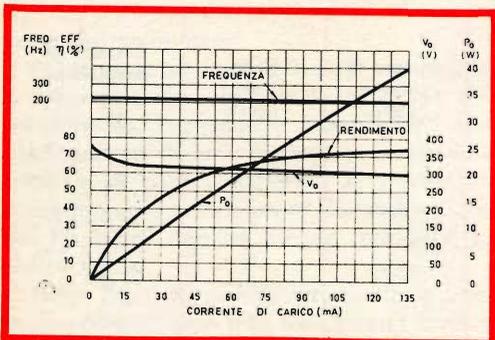


Fig. 2 - Curve caratteristiche tipiche del convertitore da 40 W, con tensione di uscita nominale di 300 V.

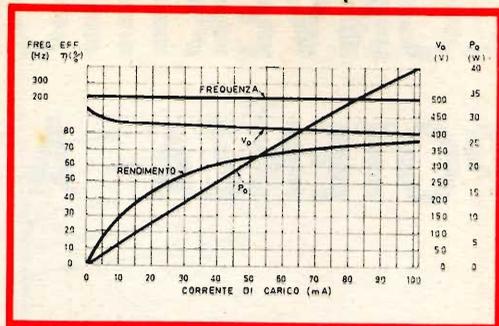


Fig. 3 - Curve caratteristiche tipiche del convertitore da 40 W, con tensione di uscita nominale di 400 V.

neare per aumentare la tensione di onda rettangolare sviluppata negli avvolgimenti del collettore al fine di provvedere alla uscita CC richiesta.

Un vantaggio di questo circuito è la sua facilità di realizzazione in quanto non richiede materiali speciali per la costruzione del trasformatore o di tecniche speciali per l'avvolgimento delle spire.

Comunque si deve notare che, sebbene in questo circuito sia incorporato un piccolo trasformatore di uscita, saranno necessarie dimensioni maggiori se si vorranno avere potenza d'uscita e rendimento superiori.

Il circuito dà una buona regolazione con una scelta di tensioni di uscita per potenze fino a 40 W.

TABELLA II

Avvolgimento	Numero di spire	Diametro del filo di rame smaltato (mm)	
T_1	A	60	
	B	50	
	C	50	
T_2	D	28	2 x 0,90
	E	28	2 x 0,90
	F	380	0,32
	G	130	0,32

NEW

SALDATORE A PISTOLA **ERSA SPRINT**



CARATTERISTICHE

Alimentazione 110 V - 220 V

Potenza 80 - 150 W

Tempo di riscaldamento 10 secondi

Peso 200 g

Punta saldante intercambiabile

numero
GBC
L/430

ERSA

la grande marque internationale

DISTRIBUTED BY G.B.C. ELECTRONIC COMPONENT

Principio di funzionamento

Il circuito mostrato in fig. 1 mostra che le basi dei transistori sono commutate dal trasformatore a saturazione T_1 in modo simile al funzionamento con accoppiamento a trasformatore in controfase.

Comunque questo circuito si differenzia in quanto il primario di T_1 è alimentato a partire dall'avvolgimento di collettore di T_2 attraverso una resistenza di reazione e il processo di commutazione è il seguente.

Quando il nucleo del trasformatore T_1 raggiunge la saturazione, la corrente primaria in aumento rapido produce una caduta di tensione complementare ai capi della resistenza di reazione R_1 riducendo così la tensione di pilotaggio e causando una diminuzione della corrente di collettore del transistor conduttore. Questo inverte le polarità della tensione sugli avvolgimenti di base escludendo dal circuito il transistor conduttore e includendo quello non conduttore. Questo processo di commutazione si ripete ogni volta che il nucleo di T_1 è saturato, così T_1 passa a intervalli regolari fra queste regioni di saturazione positive e negative. Sebbene il trasformatore T_2 alimenti T_1 , esso non si satura, e quindi la corrente di collettore, quando l'uno o l'altro dei transistori conduce, è costituita dalla corrente di reazione attraverso R_1 sommata a una debole corrente di magnetizzazione in T_2 e dalla corrente di carico normale.

I transistori di conseguenza non hanno correnti di picco che superano largamente le loro correnti di carico e ciò permette di ottenere maggiore potenza per una data corrente di cresta del transistor in confronto con un convertitore ad accoppiamento con trasformatore singolo.

Si deve notare che le condizioni di innesco e di pilotaggio dei transistori sono comandate dal partitore di tensione (R_1 - R_5) e che le resistenze di base in serie (R_2 - R_3) vengono utilizzate per rendere minimi gli effetti dovuti alla dispersione di fabbricazione dei valori di V_{be} nei transistori di commutazione.

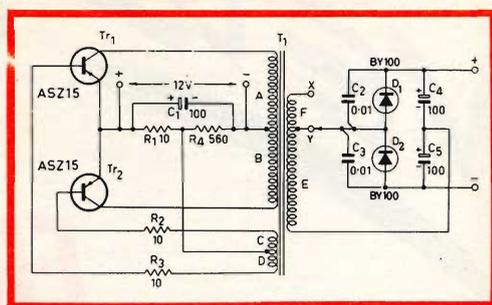


Fig. 4 - Schema elettrico del convertitore CC/CC da 70 W. Presa X tensione di uscita 400 Vcc; presa Y: tensione di uscita 300 Vcc.

COMPONENTI

- R_1 = 10 Ω , 10 W a filo, 10%
- R_2, R_3 = 10 Ω , 5,5 W a filo, 10%
- R_4 = 560 Ω , 3 W, 10%
- C_1 = 100 μ F, 16 V elettrolitico
- C_2, C_3 = 0,01 μ F, 700 V polistirene
- C_4, C_5 = 100 μ F, 250 V elettrolitico
- D_1, D_2 = BY100 diodi al silicio
- Tr_1, Tr_2^* = ASZ15 con accessori di montaggio e di isolamento
- T_1 = toroide a lega HCR, spessore del nastro 0,051 mm (dimensioni del nucleo di base senza contenitore: 47, 624 mm di diametro esterno x 31,750 mm di diametro interno x 12,7 mm di profondità) (vedere tabella 3)

* Ogni transistoro è montato verticalmente su un dissipatore di calore di 77,41 mm² di superficie in ferro annerito di 1,22 mm di spessore.

TABELLA III

Avvolgimento	Numero di spire	Diametro del filo di rame smaltato (mm)
A	36	1,45
B	36	1,45
C	40	0,64
D	40	0,64
E	500	0,455
F	200	0,455

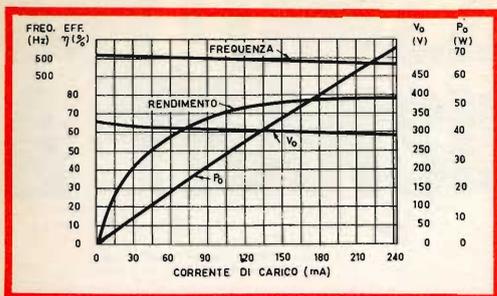


Fig. 5 - Curve caratteristiche tipiche del convertitore da 70 W con una tensione di uscita nominale di 300 V.

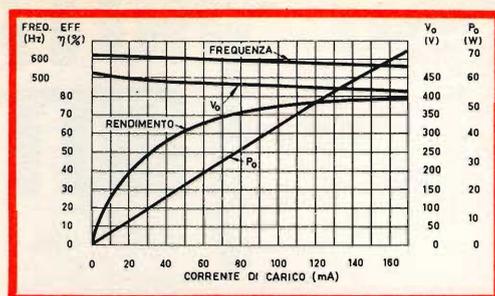


Fig. 6 - Curve caratteristiche tipiche del convertitore da 70 W con una tensione di uscita nominale di 400 V.

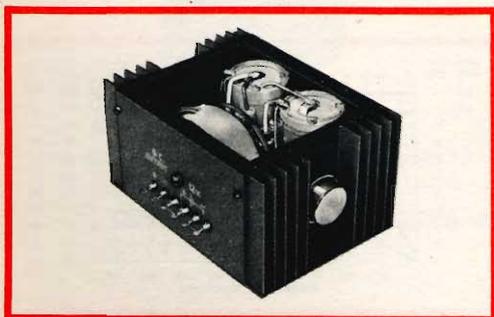
Convertitori CC/CC da 70 W e da 100 W

L'aumento della corrente, che è maggiore per la serie dei transistori di potenza ASZ 15-18, permette di ottenere potenze d'uscita più elevate nei convertitori CC/CC, funzionanti con accumulatori a bassa tensione.

Il convertitore CC/CC da 70 W (fig. 4) utilizza dei transistori ASZ 15 ed è progettato per trarre dei buoni vantaggi da questi nuovi regimi di corrente. Il convertitore da 100 W (fig. 7) utilizza i transistori di potenza ADZ11 da 15 A. Questi convertitori vengono utilizzati in alimentatori di alta tensione negli equipaggiamenti di telecomunicazioni comprendenti trasmettitori AM e FM e per gli amplificatori di sonorizzazione esterna.

Principio di funzionamento

I convertitori CC/CC da 70 W e da 100 W funzionano entrambi col sistema



Realizzazione pratica del convertitore CC/CC da 100 W.

dell'accoppiamento a trasformatore in controfase.

Questo tipo di circuito ha permesso di realizzare dei blocchi compatti con potenza di uscita elevata e alto rendimento. I trasformatori utilizzati in questi convertitori sono stati costruiti con una lega HCR (50% di nichel e 50% di ferro). Questa lega ha un ciclo di isteresi quadrato con una densità di flusso di saturazione elevata e un debole coefficiente di perdita dovuto all'isteresi; queste caratteristiche sono particolarmente adatte per questo tipo di applicazione in circuiti di commutazione e con questi livelli di potenza.

Si utilizzano dei nuclei toroidali in quanto essi presentano una debole reattanza di fuga e le loro dimensioni sono relativamente piccole per queste alte potenze. I nuclei sono di solito forniti dal costruttore in scatole di plastica sagomata che possono servire da contenitore per tutto l'avvolgimento proteggendo la lega HCR dai danni meccanici che possono influire sulla qualità magnetica.

La tecnica di avvolgimento per questi nuclei differisce da quella dei trasformatori normali in quanto il secondario, con il suo elevato numero di spire, è di solito avvolto a macchina per primo, seguito dagli avvolgimenti di base e di collettore che devono essere avvolti in bifilare. La ragione di questa tecnica particolare di avvolgimento è che gli avvolgimenti di collettore comprendono poche spire di filo di diametro elevato che vengono spesso avvolte a mano.

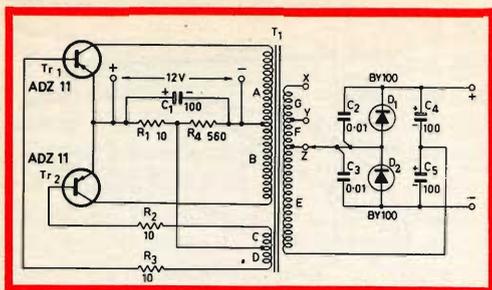


Fig. 7 - Schema elettrico del convertitore CC/CC da 100 W. Presa X: tensione di uscita 600 Vcc; presa Y: tensione di uscita 400 Vcc; presa Z: tensione di uscita 300 Vcc.

COMPONENTI

- $R_1 = 10 \Omega$, 10 W a filo, 10%
- $R_2, R_3 = 10 \Omega$, 5,5 W a filo, 10%
- $R_4 = 560 \Omega$, 5,5 W a filo
- $C_1 = 100 \mu F$, 16 V elettrolitico
- $C_2, C_3 = 0,01 \mu F$, 700 V polistirene
- $C_4, C_5 = 100 \mu F$, 350 V elettrolitico
- $D_1, D_2 = BY100$ diodi al silicio
- $Tr_1, Tr_2^* = ADZ 11$ con accessori di montaggio e di isolamento
- $T_1 =$ toroide a lega HCR, spessore del nastro 0,051 mm (dimensioni del nucleo di base senza contenitore: 57,149 mm di diametro esterno x 38,099 mm di diametro interno x 12,7 mm di profondità) (vedere tabella 4)

* Ogni transistoro deve essere posto su un dissipatore di calore di 107,95 mm di lato di rame annerito di 1,63 mm di spessore e montato verticalmente oppure su un radiatore ad alette sovrapposte.

TABELLA IV

Avvolgimento	Numero di spire	Diametro del filo di rame smaltato (mm)
A	24	2 x 1,29
B	24	2 x 1,29
C	30	0,64
D	30	0,64
E	325	0,455
F	100	0,455
G	205	0,455

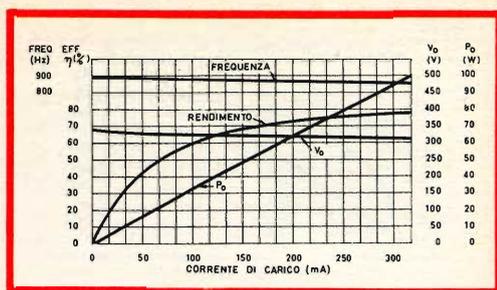


Fig. 8 - Curve caratteristiche tipiche del convertitore da 100 W con una tensione di uscita nominale di 300 V.

Gli avvolgimenti individuali devono essere accuratamente isolati perchè si utilizzano delle alte tensioni; per questo scopo è particolarmente adatta della carta di poliestere da 0,06 mm.

Gli avvolgimenti del secondario dei trasformatori toroidali devono essere provvisti di prese per fornire delle variazioni di tensione in uscita in modo da poter essere usate per applicazioni particolari.

Circuito di rettificazione

L'utilizzazione dei circuiti duplicatori di tensione è consigliata in tutti i casi in cui è richiesta una rettificazione e le figg. 4 e 7 mostrano che, nei circuiti duplicatori di tensione che si sono utilizzati, i diodi al silicio sono shuntati con dei piccoli condensatori (C_2 e C_3).

Questi condensatori migliorano leggermente la forma d'onda di commutazione

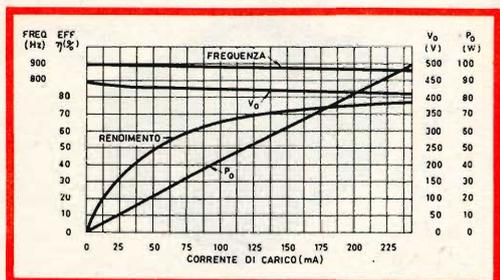
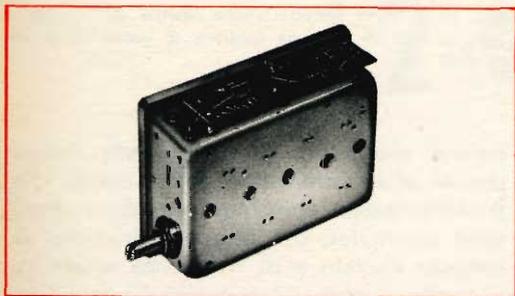


Fig. 9 - Curve caratteristiche tipiche del convertitore da 100 W con una tensione di uscita nominale di 400 V.

SINTONIZZATORE UHF A TRANSISTOR

**TIPO 3122.108/
59501**

CON ACCORDO IN $\lambda/4$



DATI TECNICI:

Banda di frequenza: 470-890 MHz

Accordo linee di Lecher: $\lambda/4$

Portante audio F.I.: 40,4 MHz

Portante video F.I.: 45,9 MHz

Impedenza dell'antenna: 300 Ω simmetrici

Guadagno: circa 20 dB

Uscita della F.I.: accoppiamento capacitivo per corrente. La capacità complessiva di uscita inclusa quella del cavo coassiale è circa 68 pF e dipende dall'accoppiamento e dalla qualità dei circuiti accordati.

Transistor impiegati: AF 186/83 amplificatore RF; AF 186/84 oscillatore-mescolatore.

Alimentazione: +12 V (min. 9,5 V) per lo stadio oscillatore; +12 V (min. 9,5 V) per lo stadio amplificatore R.F. Corrente complessiva \approx 8 mA (senza C.A.G.).

Tensione massima ammissibile all'ingresso senza apprezzabili segni di saturazione: 50 mV su 300 Ω di impedenza.

PHILIPS

Le prestazioni di questo sintonizzatore sono considerevolmente superiori a quelle di un analogo sintonizzatore a valvole; ciò è dovuto principalmente alle più favorevoli caratteristiche di rumore e di guadagno dei transistor.

L'accordo è ottenuto mediante condensatore variabile a 4 sezioni e linee di Lecher risonanti in $\lambda/4$. Anche il circuito di aereo può essere accordato consentendo un maggior guadagno e tasso di riflessione più basso.

Il selettore può essere fornito anche in esecuzione con controllo automatico di frequenza (C.A.F.).



Sintonizzatore munito di demoltiplica con rapporto 1:5.



Sintonizzatore munito di demoltiplica con rapporto 1:40.

Questi due tipi di demoltiplica vengono forniti a parte dietro richiesta.



PHILIPS

PHILIPS S.P.A. - REPARTO ELETTRONICA - PIAZZA IV NOVEMBRE 3 - MILANO



Fluido antimuffa per impiego su apparecchiature elettroniche professionali.
Confezione da 16 onces

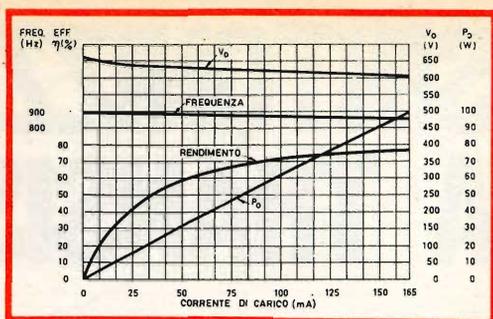


Fig. 10 - Curve caratteristiche tipiche del convertitore da 100 W con una tensione di uscita nominale di 600 V.

poiché eliminano tutti gli effetti minori dovuti alla formazione delle cavità che possono essere presenti quando i diodi sono commutati con una combinazione di potenza elevata e di frequenza superiore a quella di rete. Si può ugualmente fare appello a un raddrizzatore a ponte in quei circuiti dove sia necessario. Però conviene notare che, in questo caso, la tensione di uscita non è che la metà di quella dei circuiti duplicatori di tensione e che lo spazio occupato per l'avvolgimento del trasformatore può precludere l'utilizzazione di ponti rettificatori nel caso di alte tensioni.

Particolari di costruzione

Dal fatto che i convertitori CC/CC di grande potenza necessitano di correnti continue d'ingresso elevate, si preferisce montare le unità più vicine possibile all'alimentatore. Il cablaggio e i collegamenti reciproci devono essere corti e di uno spessore sufficiente per evitare tutte le cadute di tensione inutili e tutte le deteriorazioni possibili durante il funzionamento.

I convertitori possono esser messi a terra positivamente o negativamente in rapporto all'alimentazione, poiché i transistori sono isolati dai loro dissipatori di calore per mezzo di rondelle isolanti di mica.

Le curve di funzionamento sono ricavate con una tensione d'ingresso di 12 V.

F. T.

(Da « Digested Concern Literature »)

CARICABATTERIE AUTOMATICO 1,2 ÷ 12 V

Si descrive un semplice caricabatterie adatto a caricare batterie con tensioni che variano da 1,2 a 12 V. Il circuito è interessante per la sua semplicità in quanto è formato da un numero molto limitato di componenti.

L'accumulatore è una sorgente continua di elettricità molto usata nelle apparecchiature moderne. Ogni automobile è dotata di una batteria di accumulatori destinata all'accensione e all'alimentazione dell'impianto luminoso e del sistema elettrico in generale.

Ora l'accumulatore tende a sostituire le pile in numerosi casi. È evidentemente più conveniente effettuare una ricarica che cambiare una pila diventata inutilizzabile. Per questa ragione l'accumulatore è sempre più usato nei flashes e si introduce sempre più negli apparecchi elettronici equipaggiati con transistori.

Il caricatore che vi proponiamo e che si può costruire facilmente, possiede delle particolarità interessanti che lo distinguono dalla maggior parte degli apparecchi simili.

Esso infatti permette di caricare senza bisogno di commutazioni tutti gli accumulatori da 1,2 a 12 V. L'assenza di commutatori evita tutti i falsi contatti. Con valori di tensione bassi si può ottenere una po-

tenza notevole, le correnti sono molto elevate e si devono perciò eliminare i cattivi contatti.

Il caricabatterie è di costruzione robusta ed è protetto contro i cortocircuiti accidentali.

Descrizione dello schema

Lo schema del caricabatterie è riportato in fig. 1. Esso è formato da un trasformatore il cui primario è adatto per tutte le prese di tensione di rete e cioè: 110, 130, 220, 240 V.

Il trasformatore ha un secondario che fornisce 6 V con una intensità di corrente di 5 A. Per la ricarica di un accumulatore, è necessario disporre di una corrente continua circolante sempre nello stesso senso. Conviene dunque raddrizzare quella fornita dal secondario del trasformatore; a questo scopo si utilizzano due diodi al silicio tipo TS7/70 previsti per una tensione di 70 V e una corrente di 7 A. Essi presentano dunque un grande margine di sicurezza

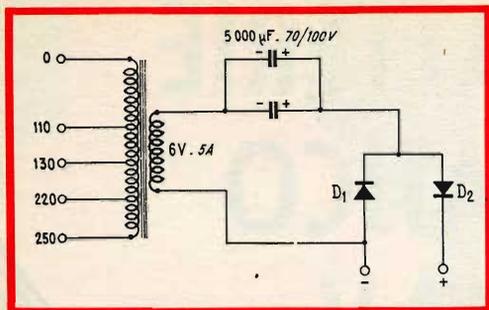


Fig. 1 - Schema elettrico del caricabatterie.

Questi diodi sono montati come duplicatori di tensione con, in serie nel circuito, un condensatore elettrolitico di 5000 μF , formato da due elementi collegati in parallelo. Questo condensatore è previsto per una tensione di lavoro di 70 V e una tensione di prova di 100 V che è molto elevata in confronto alla tensione utilizzata. Vi è ancora da notare una ulteriore misura di sicurezza; in effetti, quando si fa un collegamento, si produce un'extra corrente di chiusura che può creare nel circuito una elevata sovratensione, soprattutto se la manovra ha luogo alla sommità dell'alternanza. Sebbene momentanea, questa sovratensione può, alla lunga, essere fatale a un condensatore dimensionato troppo esattamente. D'altra parte, questo condensatore deve effettuare un lavoro considerevole, poichè a ciascuna alternanza esso si carica e si scarica, benchè il rendimento di un condensatore di questo genere sia buono, questo lavoro lo riscalda fortemente e se non è previsto per questa utilizzazione, verrà deteriorato dopo pochi minuti di servizio.

Esaminiamo ora il funzionamento del duplicatore di tensione. Si vede che un lato del secondario si congiunge alla boccia d'uscita « meno ». A questa boccia è collegato anche l'anodo del diodo D_1 . Il catodo è collegato all'anodo del diodo D_2 e al polo positivo del condensatore da 5000 μF .

Il polo negativo di questo condensatore chiude il circuito sul secondario. Il catodo del diodo D_2 corrisponde alla boccia di

uscita positiva. Un'alternanza di corrente rende il diodo D_1 conduttore e carica attraverso di esso il condensatore di 5000 μF con una tensione dell'ordine di 6 V. Quando l'altra alternanza carica il condensatore si trova nello stesso senso della differenza di potenziale fornita dal secondario del trasformatore e la corrente prodotta è condotta dal diodo D_2 .

Tutto si comporta come se il secondario dia una tensione doppia di quella che fornisce in realtà. Si possono, grazie a questa astuzia, caricare degli accumulatori da 12 V con un trasformatore che dà solamente 6 V.

Il condensatore offre al passaggio della corrente una certa impedenza. È quest'ultima che regolarizza la corrente secondo la tensione della batteria da caricare. Per una batteria di tensione bassa (1,2 V per esempio) la corrente tende ad essere molto elevata. Ma in questo caso, si produce una caduta elevata nel condensatore e questa limita la corrente.

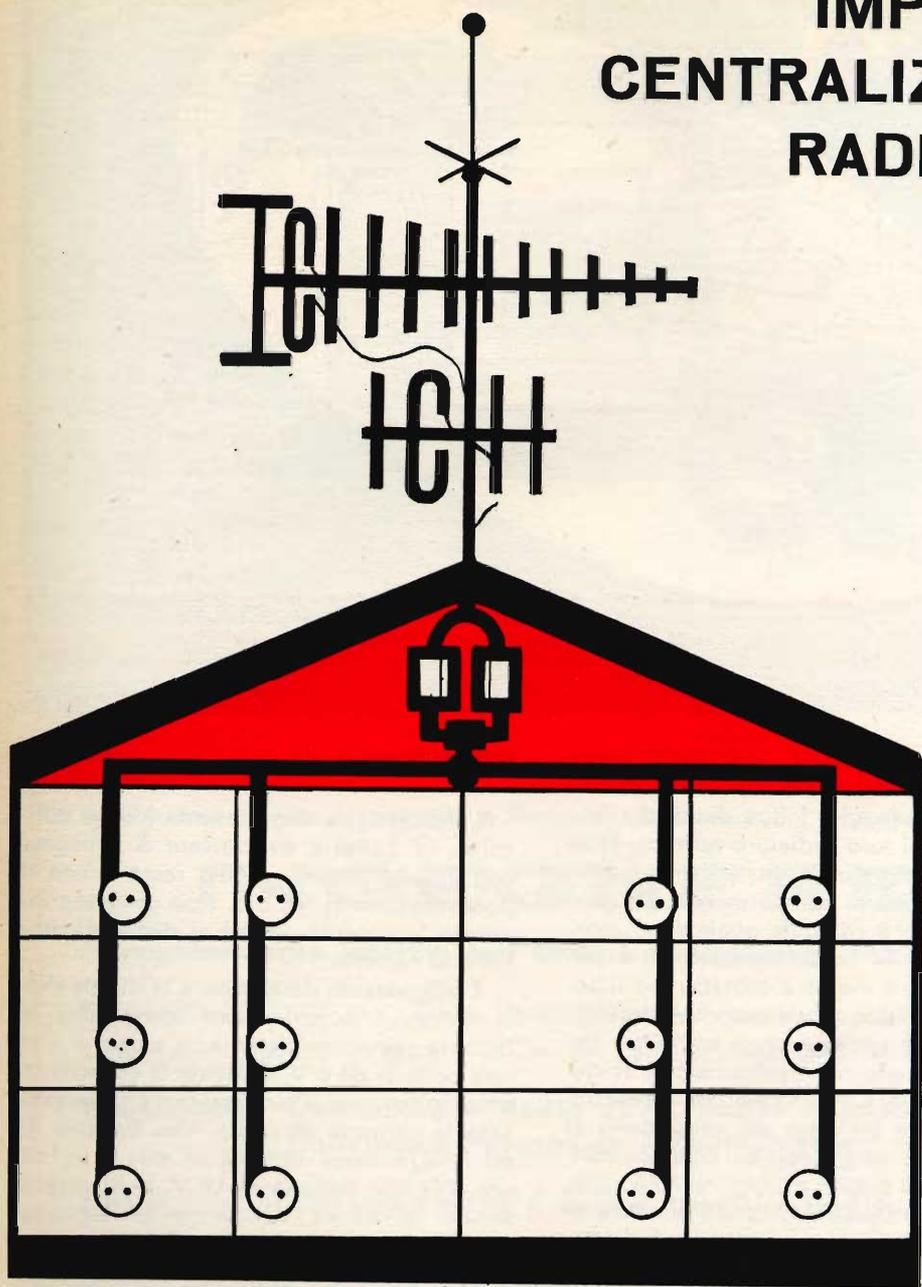
Così, quando si carica una batteria di 6 V, l'intensità di corrente è di 5 A. Essa cade rapidamente a 4 A e si stabilisce sui 3,5 A. Se si tratta di una batteria da 12 V, la corrente è di 3 A; essa diventa rapidamente 2,5 A e si stabilizza fra 2 e 2,5 A. Si è detto che il caricabatteria è «protetto»; questa qualità è dovuta ancora alla presenza del condensatore. In effetti se per una falsa manovra i due fili di uscita sono messi in contatto, non si può parlare di corto circuito nel vero senso della parola perchè l'impedenza del condensatore limita l'intensità della corrente a un valore ammissibile per gli altri elementi (trasformatore e diodi).

Realizzazione pratica

La costruzione del caricabatterie viene fatta sul piano di cablaggio della fig. 2. I vari componenti sono montati all'interno di un telaio metallico. Il trasformatore è posto e fissato su un piccolo supporto previsto sul fondo del telaio. Su questo trasformatore è montato, con l'aiuto di una squadretta metallica, il partitore di tensione, con il fusibile generale.

I due condensatori elettrolitici, accoppia-

IMPIANTI CENTRALIZZATI RADIO TV



COSTRUZIONI ELETTRONICHE E COMPONENTI PER IMPIANTI RADIO - TELEVISIVI CENTRALIZZATI

RAZAM

MILANO

Via S. Siro 9 - Telefoni: 483587 - 436889

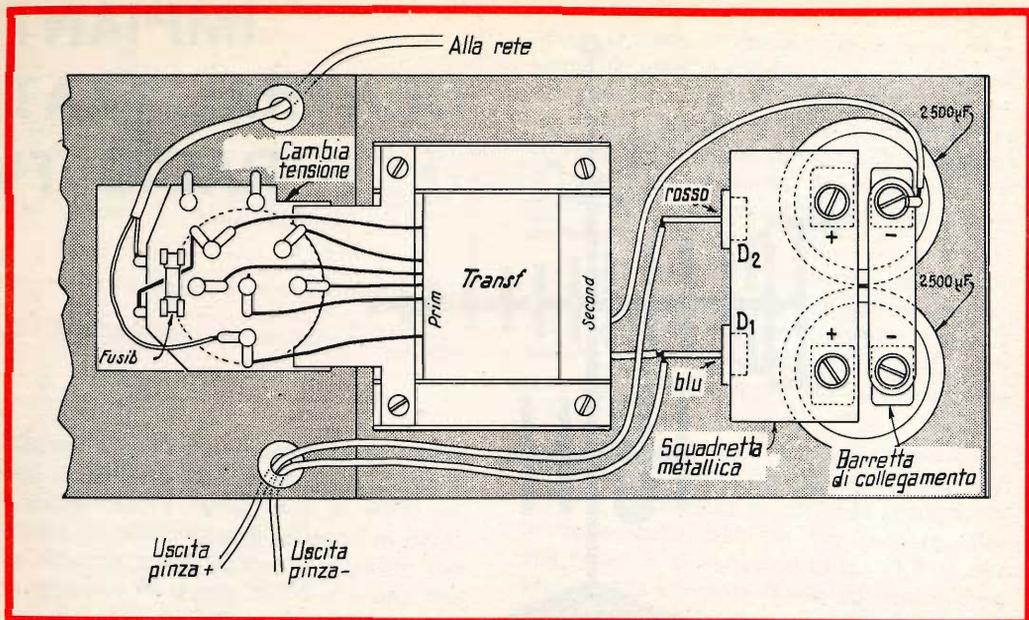


Fig. 2 - Cablaggio dei vari componenti il caricabatterie.

ti per ottenere 5000 μF , sono fissati dietro il lato interno del telaio con l'aiuto di una fascetta di fissaggio. I due diodi al silicio sono fissati al loro radiatore termico. Quest'ultimo è formato da una piastra di alluminio di 15/10 di spessore; la sua superficie è di 10 x 8 cm sulla quale sono montati i diodi e un bordo ripiegato di 4 cm. Questo bordo è messo a contatto con il polo positivo dei due condensatori elettrolitici. Il cablaggio è estremamente semplice: dal lato del primario del trasformatore, si collega il fusibile e il cordone d'alimentazione. Si collega un capo del secondario al polo negativo del gruppo dei condensatori. L'altro capo di questo avvolgimento è collegato al diodo D_1 . Due fili di 60 cm circa di lunghezza serviranno a collegare la batteria al caricabatterie. Il filo positivo è saldato sul diodo D_2 e il filo negativo sul diodo D_1 . Questi fili sono muniti all'altra estremità di due grosse pinze a coccodrillo.

Si prenderanno di preferenza dei fili di colori diversi: per esempio, rosso per il positivo. Una volta terminato, questo caricabatterie viene ricoperto da un coperchio di protezione.

Utilizzazione

L'utilizzazione non presenta alcuna difficoltà. La batteria da caricare è collegata con il polo positivo al filo rosso e con il polo negativo al filo blu. Non conviene invertire le polarità perchè si danneggerebbero le batterie.

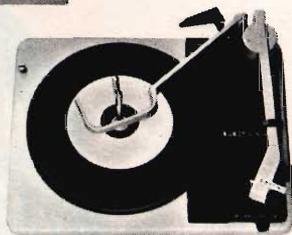
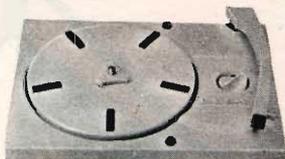
È interessante determinare la durata della carica; si suppone per questo che le batterie siano completamente scariche. Per una batteria da 6 V, si divide la capacità in ampere-ore, per 4 ampere che è in questo caso la corrente di carico. Una batteria di 60 amp/h verrà caricata in $60 : 4 = 15$ ore. Per una batteria di 12 V, si troverà il tempo di carica dividendo la capacità espressa in ampere/ora per 2,5 A.

Quando si caricano delle batterie al piombo, è consigliabile togliere i tappi delle celle, in modo da facilitare l'evaporazione dei gas. Per questo tipo di batterie, l'indice del termine della carica è dato da una ebollizione dell'elettrolita.

(Da « Le Haut-Parleur »)

BETA

LESA



per l'industria:

GIRADISCHI E CAMBIADISCHI
monofonici e stereofonici
a corrente alternata e continua
per alta fedeltà

CARTUCCE PIEZOELETTRICHE

POTENZIOMETRI - MACCHINARIO ELETTRICO

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO

LESA OF AMERICA - NEW YORK / N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i / Br • LESA FRANCE - LYON • LESA ELECTRA - BELLINZONA

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

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

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

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

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

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

Informazioni e consigli senza impegno - scrivetece oggi stesso



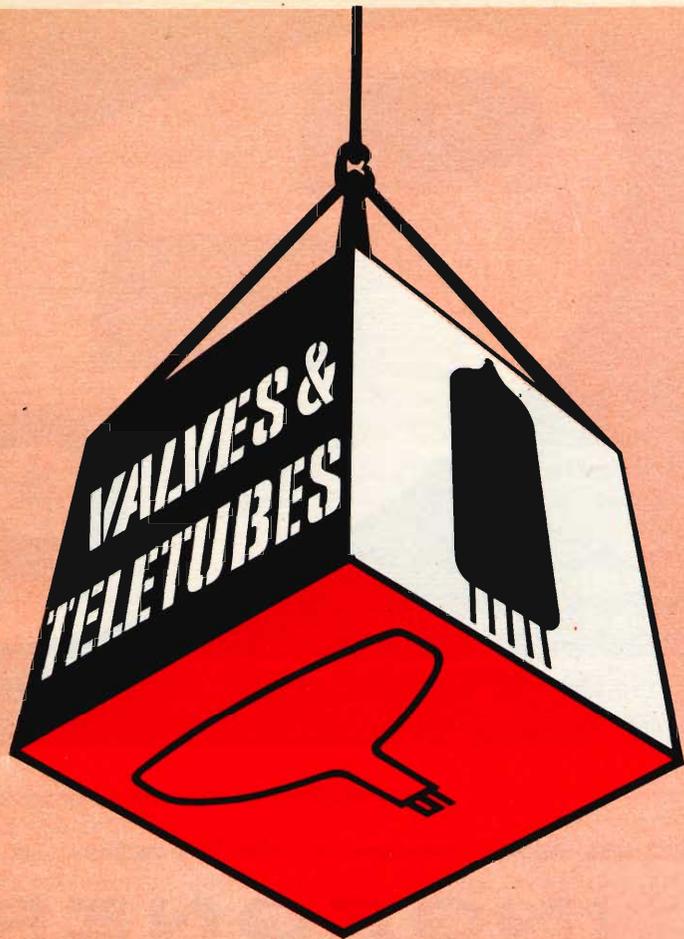
BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



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



BRIMAR

**Valves and
Teletubes**

Alimentatore Selettore VHF e UHF

Si descrive la sezione alimentatrice del televisore e si danno alcuni cenni sul funzionamento degli stadi amplificatori R.F., oscillatore e mescolatore del selettore di canali.

Per meglio individuare ciascuna sezione, useremo lo stesso numero riportato nello schema a blocchi.

1 - SEZIONE ALIMENTATRICE

In fig. 7 è riportato lo schema elettrico di questa sezione. Quasi tutti gli attuali televisori sono sprovvisti del convenzionale trasformatore di alimentazione. La ragione principale è che un siffatto trasformatore sarebbe ingombrante e costoso. D'altra parte, per l'accensione dei filamenti, se si fa l'alimentazione in serie si raggiunge il valore della tensione di rete di 220 V senza difficoltà e senza perdite per calore. **Un polo della tensione di rete si troverà costantemente collegato allo chassis per cui in sede di riparazione del televisore bisognerà usare un trasformatore separatore.**

Raddrizzamento

Il raddrizzatore al silicio G1 viene usato come raddrizzatore di una semionda. La fig. 8 spiega il funzionamento di questo circuito.

All'atto della chiusura dell'interruttore, le semionde positive della tensione ($V = 220 V_{\text{eff.}} \sqrt{2} \approx 308 V_{\text{picco}}$) fanno circolare nel raddrizzatore una corrente. Sul condensatore CL si produce una deficienza di elettroni compensata dal carico R, e di conseguenza, si forma una tensione

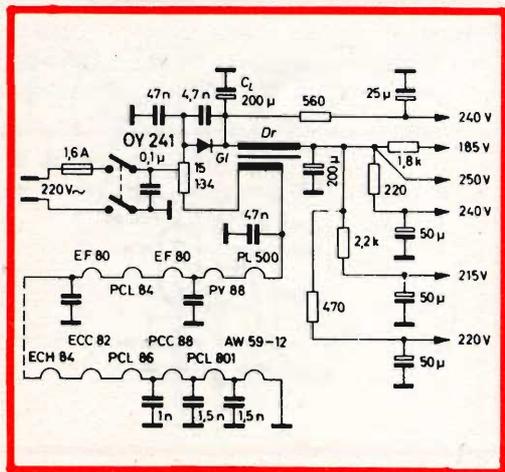


Fig. 7 - Alimentatore con filtro e circuito per l'accensione dei filamenti.

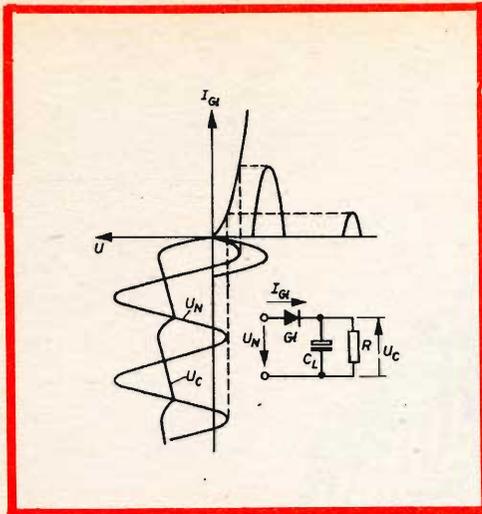


Fig. 8 - Raddrizzamento di una sola semionda con ingresso a condensatore; corrente nel raddrizzatore (I_{Gl}) in funzione della tensione di rete (U_N) e della tensione (U_C) sul condensatore C_L .

positiva che per il raddrizzatore rappresenta la tensione di blocco o inversa. A questo punto potranno produrre una corrente di carica solo i picchi positivi di tensione che superano il valore della tensione inversa in precedenza formata. In questo modo quanta più corrente assorbirà il carico R e tanto più si scaricherà il condensatore CL durante l'intervallo della semionda negativa. Via via che cresce la corrente assorbita dal carico, au-

menta anche l'ampiezza del dente di sega (tensione di ronzio).

In parallelo al raddrizzatore GL si trovano prima e dopo due condensatori. Scopo di questi condensatori è di tener lontano dal raddrizzatore gli impulsi di tensione di disturbo che si sovrappongono alla tensione della rete.

Dalla fig. 8 si ricava facilmente come, durante la semionda negativa, si venga a formare agli estremi del raddrizzatore una tensione inversa con valore di $2 \times U = 2 \times 308 = 616 \text{ V}_{p.p.}$ (se la tensione di rete è 240 V si può arrivare fino a $680_{p.p.}$). I picchi delle tensioni di disturbo che verrebbero a sommarsi a questo valore, supererebbero la tensione inversa massima sopportabile dal raddrizzatore distruggendolo. Opportune reti di filtraggio (LC o RC) provvedono a livellare il dente di sega del ronzio (hum).

Circuito per l'alimentazione dei filamenti

Osservando lo schema di fig. 7 si noti un particolare: sull'impedenza di filtro del circuito raddrizzatore si trova un altro avvolgimento nel quale circola la corrente di alimentazione dei filamenti delle valvole che sono tutti in serie. Se questo secondo avvolgimento è ben dimensionato il ronzio della tensione continua di alimentazione può essere quasi completamente annullato. Disponendo infatti opportunamente i due avvolgimenti, il cam-

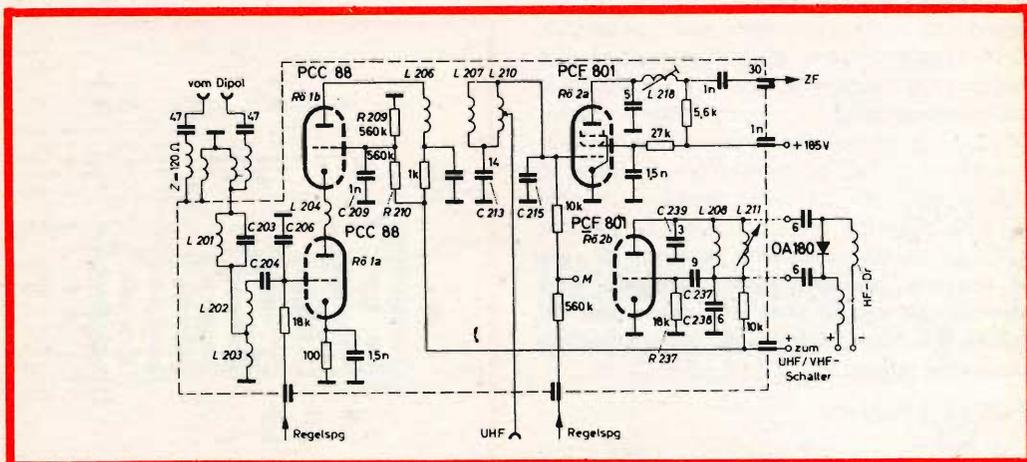


Fig. 9 - Schema elettrico di un selettore V.H.F. (Regelspg = C.A.G.; ZF = F.I.).

po magnetico risultante del ronzio può essere del tutto annullato. Tutti i filamenti delle valvole sono collegati in serie. Si deve tener presente che in alcuni stadi e quindi in alcune valvole la tensione tra catodo e filamento deve essere tenuta più bassa possibile; questi stadi dovranno quindi essere disposti nella sezione a bassa tensione della catena dei filamenti. Un termistore provvede a mantenere bassa la corrente al momento dell'accensione grazie alla nota proprietà di avere un valore elevato di resistenza a freddo.

SEZIONE RF (SELETTORE VHF e UHF)

Amplificatore RF

La fig. 9 indica lo schema elettrico completo di un selettore di canali VHF (tuner). L'impedenza d'ingresso è 240Ω simmetrici. Due condensatori ceramici da 47 pF separano il circuito d'antenna dallo chassis e quindi dalla rete.

Un circuito di simmetrizzazione provvede ad adattare l'ingresso simmetrico dell'antenna con l'ingresso asimmetrico (60Ω) del primo stadio amplificatore RF del segnale. Tale circuito è formato da due avvolgimenti da 120Ω i quali rispetto ai terminali dell'antenna risultano collegati in serie ($120 + 120 = 240 \Omega$) mentre rispetto all'ingresso dello stadio risultano collegati in parallelo ($120/2 = 60 \Omega$). Il segnale, attraverso un circuito accordato sulla frequenza intermedia (trappola L 201, C 203), raggiunge direttamente il circuito d'ingresso.

Quest'ultimo è formato dalle induttanze L 202 e L 203 collegate in serie e dai condensatori di accoppiamento C 204 e C 206 anch'essi collegati in serie. In parallelo al condensatore C 206 si trova la capacità d'ingresso della valvola C_{gk} . Grazie all'accoppiamento della più piccola induttanza L 203, si ottiene una trasformazione della resistenza dinamica di risonanza sul valore di circa $2 \dots 3 \text{ k}\Omega$. Il circuito ha una banda molto ampia (circa 20 MHz); L 202 viene cambiata ad ogni canale allo scopo di ottenere la più elevata sensibilità.

Il doppio triodo PCC 88 lavora in un

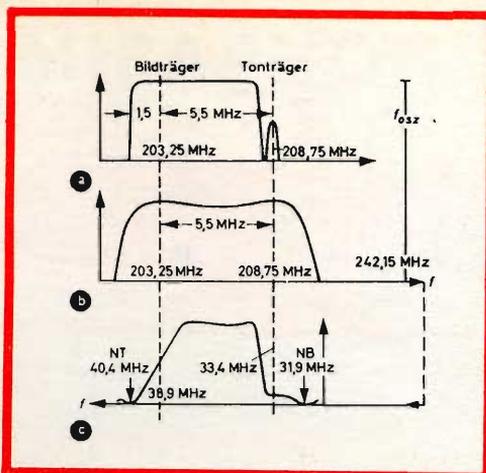


Fig. 10 - Curve R.F. e della F.I. di un ricevitore; a) Banda irradiata dal trasmettitore; b) Curva di risposta R.F. del selettore; c) curva di risposta dell'amplificatore F.I. (Bildträger = portante immagine; Tonträger = portante suono).

circuito « cascode ». Questo circuito, com'è noto, riunisce i vantaggi del triodo, e cioè basso fruscio con quelli del pentodo, e cioè, amplificazione elevata e buona schermatura tra circuito d'ingresso e circuito di uscita.

Il primo triodo funziona come trasformatore di impedenza; l'amplificazione è pressochè 1. Tra i due stadi si trova l'induttanza L 204 che compensa l'attenuazione dei canali a frequenza elevata causata dalle capacità della valvola e del circuito, e nello stesso tempo fa sì che per tutti i canali si abbia un'uguale amplificazione. Il secondo triodo lavora in un

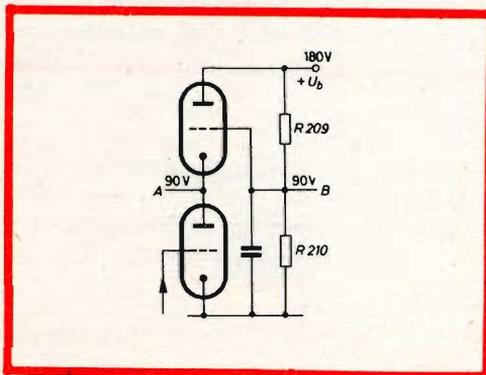


Fig. 11 - Schema semplificato per la corrente continua del circuito « cascode ».

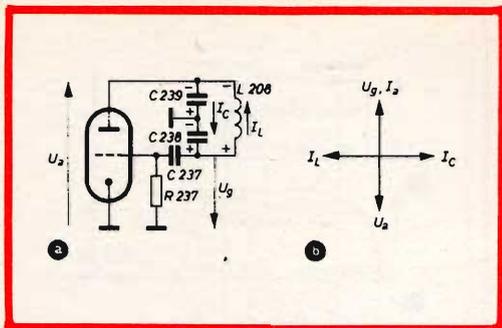


Fig. 12 - Schema di principio dell'oscillatore: in a) e in b) diagramma vettoriale delle correnti e delle tensioni.

un circuito con griglia a massa; la griglia viene messa a massa dal condensatore C 209. Questo triodo effettua l'amplificazione del segnale RF che assomma a circa 32 dB. Il carico di questo stadio è costituito da un filtro di banda che viene commutato ad ogni canale e che fissa la forma e la larghezza della curva di risposta in frequenza (fig. 10). La larghezza di banda è circa 8 ... 10 MHz.

Agli effetti della corrente continua i due triodi risultano collegati in serie e le loro resistenze interne R_i sono uguali (fig. 11). Sul punto A si trova una tensione pari a $1/2 V_b = 90 V$, e così pure sul punto B a causa del partitore R 209 e R 210. Se al primo triodo si applica una tensione C.A.G., la sua resistenza interna aumenterà e di conseguenza aumenterà anche la tensione nel punto A. Siccome la tensione nel punto B rimane invariata, ecco che l'applicazione di una tensione C.A.G. sulla griglia del primo triodo produrrà una variazione nella tensione di polarizzazione

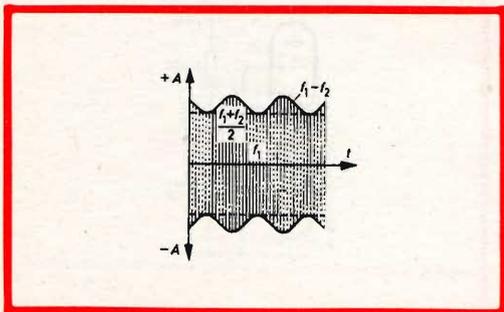


Fig. 13 - Formazione della curva di involuppo in seguito alla mescolazione additiva delle frequenze f_1 e f_2 .

del secondo triodo (amplificatore) come appunto desideravasi. Conclusione: i due triodi vengono « regolati » contemporaneamente e le loro resistenze interne, pur variando, rimangono complessivamente sempre uguali.

L'oscillatore

Come riportato schematicamente in figura 12, R_{c2b} lavora come oscillatore in un circuito Colpitts.

Quando la tensione sull'anodo diminuisce all'atto della circolazione della corrente anodica agli estremi del partitore capacitivo C 238 C 239 si produce una differenza di tensione che, a sua volta, farà circolare nel condensatore in serie una certa corrente I_c ; tale corrente produrrà ovviamente una caduta di tensione nel partitore capacitivo. A causa della messa a massa del punto di collegamento dei due condensatori, una frazione della precedente caduta di tensione verrà applicata con polarità positiva alla griglia, ciò farà incrementare ulteriormente la corrente anodica, e così via. Il circuito oscillante sarà costretto a oscillare. Il catodo è collegato al punto centrale del partitore capacitivo. V_g sarà quindi sempre in opposizione di fase a V_a . All'interno della valvola si produce un'altra rotazione di fase di 180° . Le variazioni della tensione anodica influiscono quindi favorevolmente sulla griglia e le oscillazioni si manterranno.

La combinazione C 237 e R 237 fissa il punto di lavoro della valvola e mantiene costante l'ampiezza delle oscillazioni. Se infatti l'ampiezza delle oscillazioni aumenta, scorrerà in R 237 una maggiore corrente di griglia; quest'ultima diventerà più negativa e l'ampiezza delle oscillazioni tenderà a ridursi. La tensione oscillante viene « iniettata » induttivamente nel secondario del filtro di banda. L'induttanza L 211 può essere variata in qualche modo (ad esempio con nucleo di ottone), e ciò serve per effettuare la sintonia fine sul canale ricevuto.

Sintonia automatica

Nei televisori di classe si trova spesso

ELAC

MIRAPHON 20



Giradischi Studio Hi-Fi MIRAPHON 20

Giradischi automatico di alta qualità con dispositivo per il sollevamento pneumatico del braccio.

CARATTERISTICHE:

Motore asincrono monofase a quattro poli.

*Braccio di qualità professionale con contrappeso e regolazione micrometrica della pressione (da 1 a 6 g.).
Movimento del braccio su cuscinetti a sfere di precisione.*

Testina sfilabile con contatti a slitta, adatta per qualsiasi cartuccia stereo, in particolare per la ELAC STS 240 e per la ELAC STS 322 Studio.

Piatto massiccio del peso di 2,3 Kg. e del diametro di 30 cm.

*Perfetta regolarità del moto:
wow < 0,1 %; flutter < 0,12 %.*

Piastra in lamiera stampata; dimensioni: 370 x 319 mm.

N. G.B.C. R/236-1 - senza cartuccia

ELAC - ELECTROACUSTIC - KIEL - Westring 425-429 - West Germany

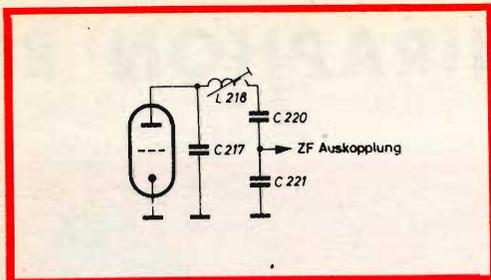


Fig. 14 - Prelievo della F.I. dello stadio mescolatore. (ZF Auskopplung = uscita F.I.).

un dispositivo per la regolazione automatica della sintonia fine. Esso consiste in un diodo speciale a capacità variabile (Varactor o Varicap) che mediante due condensatori viene collegato in parallelo al circuito oscillante dell'oscillatore. Attraverso una bobina di arresto RF si applica a questo diodo una tensione inversa continua; variando questa tensione inversa varia anche la capacità della giunzione del diodo la quale, in serie ai condensatori C 240 e C 241, potrà influire, a sua volta, sulla frequenza di accordo del circuito oscillante cui è posta in parallelo. In genere, in un qualsiasi diodo semiconduttore si ha una variazione della capacità della giunzione tutte le volte che varia la tensione inversa. Vengono però costruiti dei diodi nei quali questo fenomeno viene esaltato e sono appunto i diodi Varicap e Varactor.

Evidentemente, in un selettore munito di diodo per la sintonia automatica può mancare l'induttanza L 211 di fig. 9. Nel caso si volesse regolare a mano la sintonia basterebbe variare mediante un potenziometro la tensione inversa applicata al diodo. In seguito vedremo per mezzo di quale circuito si ricava questa tensione da applicare al diodo Varicap.

Stadio mescolatore

La valvola Rö 2a lavora in uno stadio mescolatore di tipo additivo. La frequenza dell'oscillatore f_0 viene accoppiata induttivamente al filtro di banda RF. La bobina dell'oscillatore L 208 è avvolta sullo stesso supporto sul quale si trovano le bo-

bine del filtro di banda. Nel circuito oscillante L 207, L 210, C 213, C 215 si sovrappongono la frequenza dell'oscillatore f_0 e le frequenze del segnale rispettivamente F_V (portante video) e F_A (portante audio). Ciò dà luogo ad una « curva involuppo » (fig. 13) contenente una serie di nuove frequenze e cioè $(f_0 + f_v) / 2$ e $f_0 - f_v$. Nel nostro caso interessano solo le frequenze differenza $f_0 - f_v$ e $f_0 - f_A$, le quali in opposizione di fase formano la metà superiore e inferiore dell'involuppo. L'azione raddrizzatrice che ha luogo nel tratto catodo-griglia del triodo Rö 2a « taglia via » la metà negativa dell'involuppo. Tra tutte le varie frequenze che la valvola amplifica, viene prelevata ad opera del circuito accordato solo la frequenza differenza (frequenza intermedia).

Siccome la frequenza dell'oscillatore è superiore a quella delle due portanti, quest'ultime assumeranno nella F.I. una posizione invertita rispetto a quella assunta in R.F. Per cui, la portante audio che in R.F. aveva una frequenza superiore a quella della portante video, avrà in F.I. una frequenza inferiore. Per esempio:

Canale G - portante video = 201,25 MHz
 portante audio = 206,75 MHz
 frequenza oscill. = 247,15

$247,15 - 201,25 = 45,9$ portante F.I. video

$247,15 - 206,75 = 40,4$ portante F.I. audio.

La distanza relativa di 5,5 MHz fra le due portanti, rimane naturalmente invariata anche nelle rispettive frequenze della frequenza intermedia.

L'amplificazione del miscelatore è circa 24 dB. Il prelievo della F.I. avviene attraverso un filtro a π (C 217, L 218, C 220, C 221 in fig. 14); tale filtro produce un'attenuazione complessiva effettuata dal selettore (in assenza di tensione C.A.G.) sarà pertanto:

$32 \text{ dB} + 24 \text{ dB} - 16 \text{ dB} = 40 \text{ dB}$
 e cioè, circa 100 volte.

L. C.

(Funktechnik)

SINTONIZZATORE UHF A TRANSISTORI

A molti nostri lettori, in possesso di apparecchi televisivi che ricevono solamente il I Programma, si è presentato il problema di adattare il proprio televisore alla ricezione del II canale senza doverlo cambiare od incorrere comunque in una spesa eccessiva.

Con questo articolo intendiamo facilitare la risoluzione del problema descrivendo le operazioni che si devono eseguire per inserire un sintonizzatore UHF in quei televisori che ne sono sprovvisti o che ne abbiano uno guasto o poco efficiente.

Ci siamo orientati su di un sintonizzatore

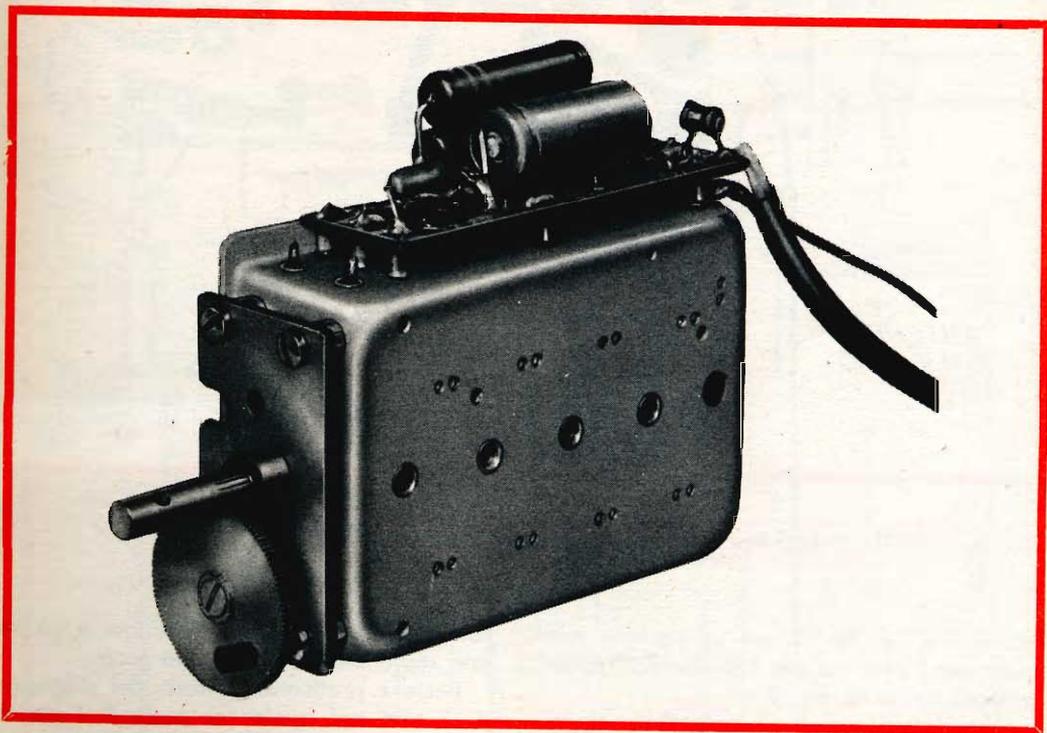


Fig. 1 - Sintonizzatore UHF a transistori tipo 3122.108.69501 (N. G.B.C. M/790-11).

a transistori, perchè questi offrono prestazioni notevolmente superiori ai tradizionali tipi funzionanti a valvola ed usati fino a qualche tempo fa, ciò in conseguenza alle più favorevoli caratteristiche di rumore e di guadagno offerte dai transistori.

Si tratta del sintonizzatore Philips tipo 3122.108.59501 che viene fornito dalla G.B.C. col numero di catalogo M/790-11 sotto forma di scatola di montaggio.

Esso viene fornito con alcuni componenti che rendono più semplice l'installazione.

Sono compresi infatti:

- 1 demoltiplica (rapporto 1 : 5)
- 2 R da 18 kohm 2 W 5%
- 1 R da 680 ohm 0,5 W
- 1 C da 1.200 pF
- 1 C da 100 µF - 25 VL

ed inoltre, piattina, cavetti, stagno e minuterie varie.

Dopo aver sistemato la demoltiplica, si salderanno sulla piattina del circuito stampato (lato superiore del sintonizzatore) le resistenze, i condensatori ed i vari collegamenti (piattina per antenna UHF, cavo

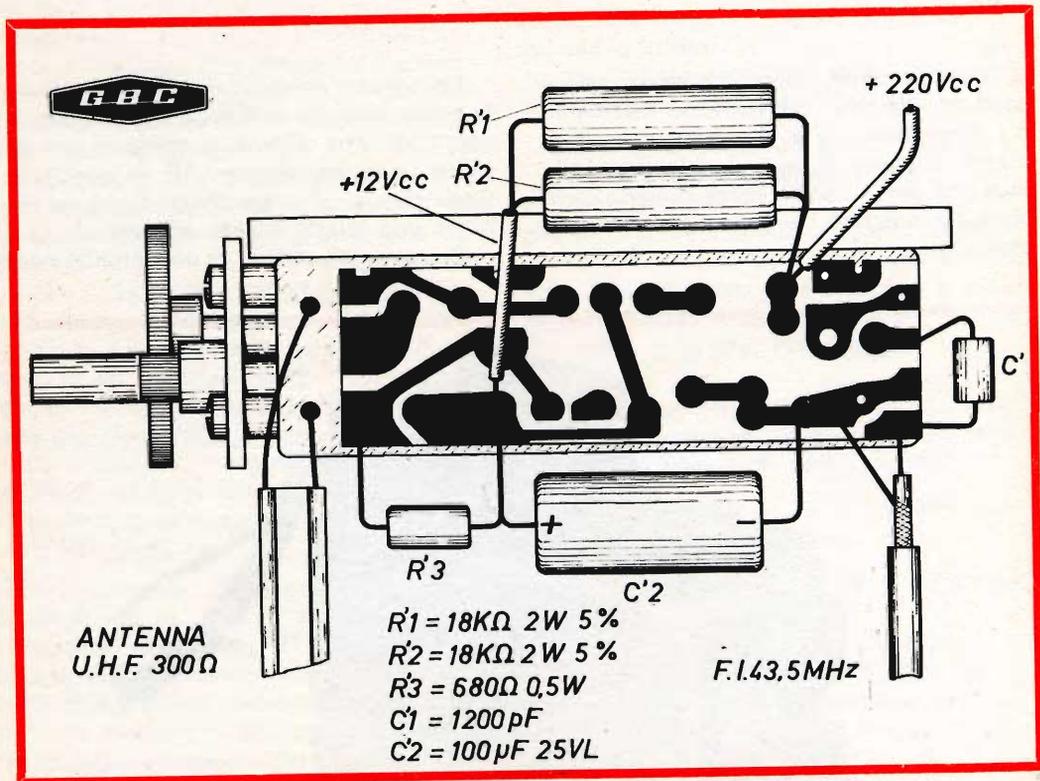


Fig. 2 - Particolare del circuito stampato e degli organi meccanici del sintonizzatore.

schermato per la F.I. ed un cavetto normale per i 220 Vcc per l'alimentazione del gruppo) come da fig. 2.

Completato così il sintonizzatore si dovrà cercare nel mobile del TV il punto più adatto per poterlo fissare.

Sul sintonizzatore sono praticati alcuni

fori filettati (nella parte inferiore e su un lato dello stesso) adatti allo scopo.

Basterà praticare un foro del diametro di 7 mm nel quale far passare il perno del sintonizzatore. Nel caso si usi una manopola graduata ad innesto, si dovrà tener presente il diametro di quest'ultima.

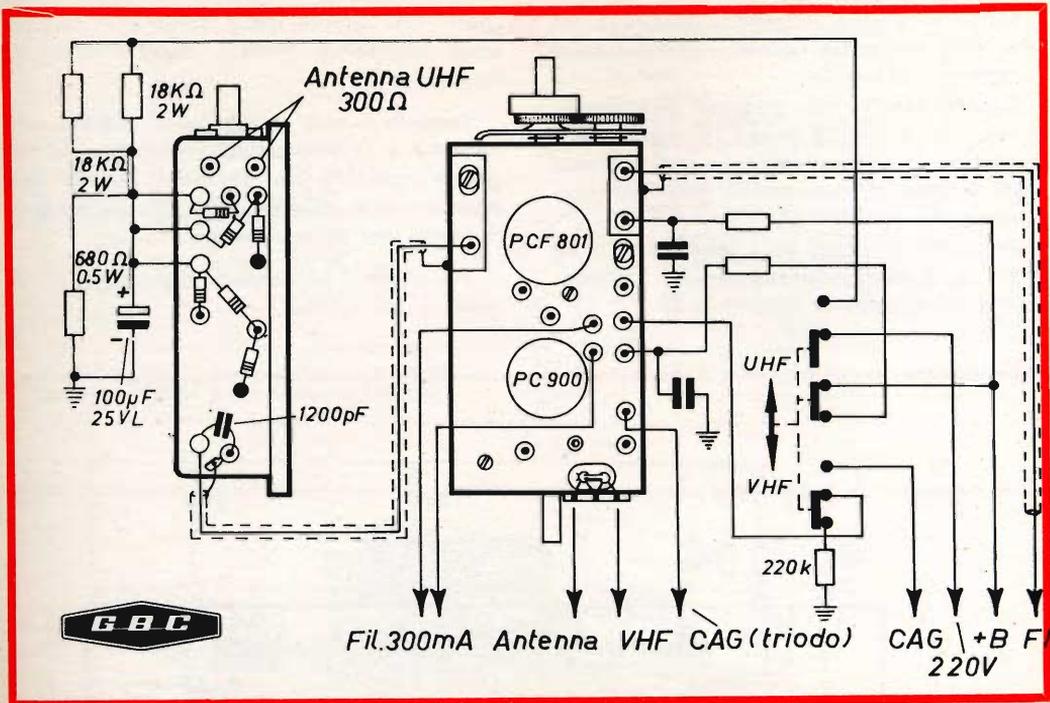


Fig. 3 - Collegamenti fra i selettori UHF, VHF ed il commutatore.

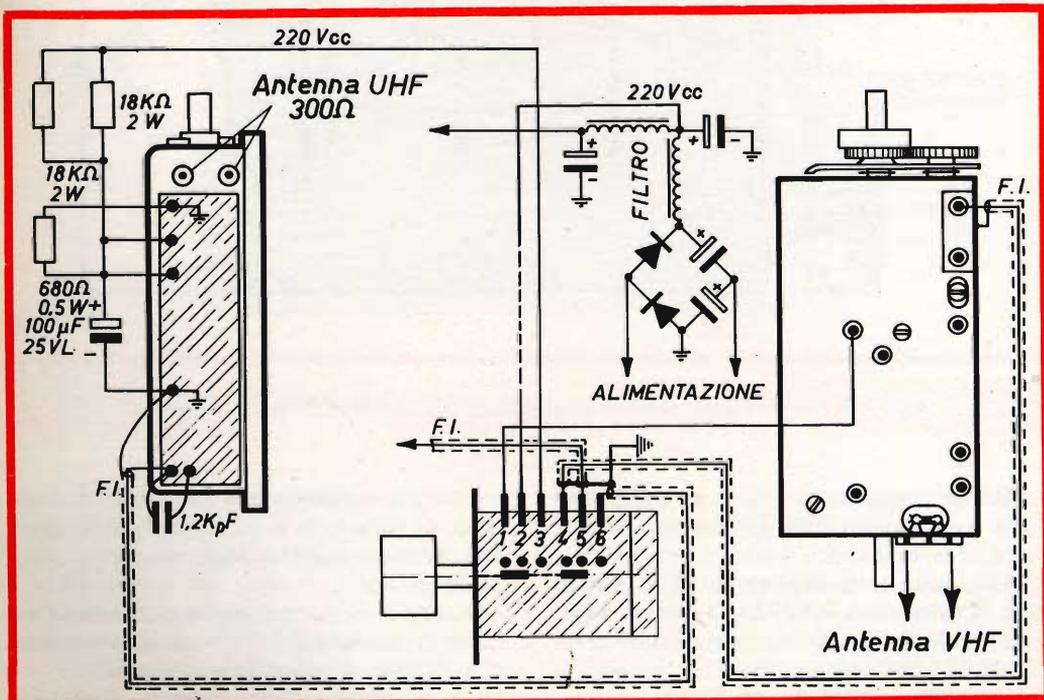


Fig. 4 - Schema generale di inserzione del sintonizzatore UHF a transistori in televisori equipaggiati con valvole della serie E/P.

Nel caso poi che il perno risulti troppo corto si potrà usare una prolunga.

Nelle vicinanze occorrerà praticare un altro foro per poter fissare il commutatore a tastiera.

Questa servirà per passare direttamente dal I al II canale senza ricorrere continuamente al commutatore a scatti il quale rimarrà fisso sul canale di migliore ricezione della zona.

Per i collegamenti tra i selettori VHF ed UHF ed il commutatore seguire attentamente gli schemi di figg. 3 e 4.

I + 220 Vcc per l'alimentazione del selettore UHF a transistori in TV equipaggiati con valvole della serie E/P si possono facilmente trovare dopo il filtro di spianamento.

Eseguiti i vari collegamenti rimane ora solamente la ricerca del punto per la migliore ricezione del secondo canale; tale operazione si effettua ruotando lentamente il perno del sintonizzatore.

Per i lettori più esperti diamo qui di seguito i dati tecnici.

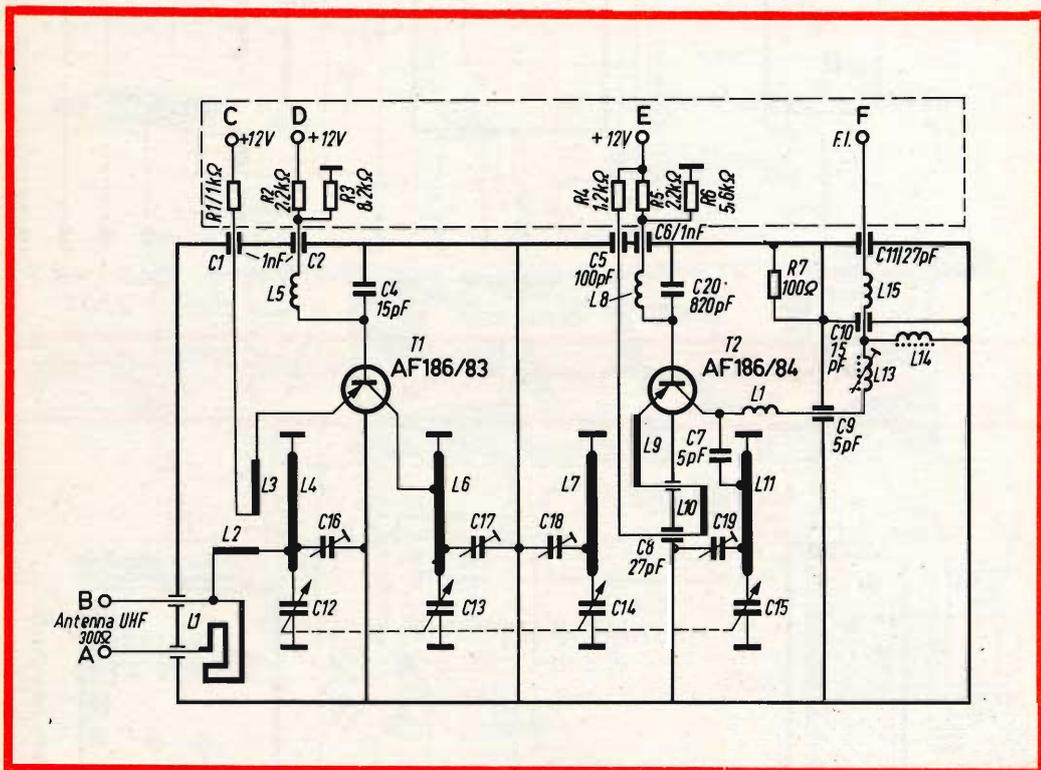


Fig. 5 - Schema elettrico del sintonizzatore UHF tipo 3122.108.59501 (N. G.B.C. M/790-11).

Questo sintonizzatore UHF consente l'accordo su emittenti UHF della banda IV e V (da 470 a 890 MHz).

Nello stadio amplificatore RF è impiegato il transistor AF 186/83 (punto nero) e nello stadio oscillatore-mescolatore il tipo AF 186/84 (punto rosso).

L'accordo è ottenuto mediante un con-

densatore variabile a 4 sezioni (il cui angolo di rotazione è di circa 180°; lineare con la frequenza) e linee di Lecher risonanti in $1/4 \lambda$.

Anche il circuito d'aereo può essere accordato consentendo un maggior guadagno e tasso di riflessione più alto.

La frequenza della portante audio F.I.

COMPONENTI	Condensatori
Resistori	$C_1 = 1000 \text{ pF}$ ceramico passante
$R_1 = 1000 \Omega$ a carbone, 1/8 W	$C_2 = 1000 \text{ pF}$ ceramico passante
$R_2 = 2200 \Omega$ a carbone, 1/8 W	$C_3 = 1000 \text{ pF}$ ceramico passante
$R_3 = 8200 \Omega$ a carbone, 1/8 W	$C_4 = 15 \text{ pF}$ ceramico passante
$R_4 = 1200 \Omega$ a carbone, 1/8 W	$C_5 = 1000 \text{ pF}$ ceramico passante
$R_5 = 2200 \Omega$ a carbone, 1/8 W	$C_6 = 1000 \text{ pF}$ ceramico passante
$R_6 = 5600 \Omega$ a carbone, 1/8 W	$C_7 = 5 \text{ pF}$ ceramico passante
$R_8 = 100 \Omega$ a carbone, 1/8 W	$C_8 = 1000 \text{ pF}$ ceramico passante
Transistori	$C_9 = 820 \text{ pF}$ ceramico passante
$Tr_1 = \text{AF } 186/83$ punto contrassegno nero	$C_{10} = 27 \text{ pF}$ ceramico passante
$Tr_2 = \text{AF } 186/84$ punto contrassegno rosso	$C_{11} = 5 \text{ pF}$ ceramico passante
	$C_{12} = 15 \text{ pF}$ ceramico passante
	$C_{13} = 27 \text{ pF}$ ceramico passante
	$C_{15} - C_{16} - C_{17} - C_{18} -$ variabile
	$C_{19} - C_{20} - C_{21} - C_{22} -$ trimmer
	$C_{23} = 2,5 \text{ pF}$ ceramico passante
	$C_{25} = 100 \text{ pF}$ ceramico passante

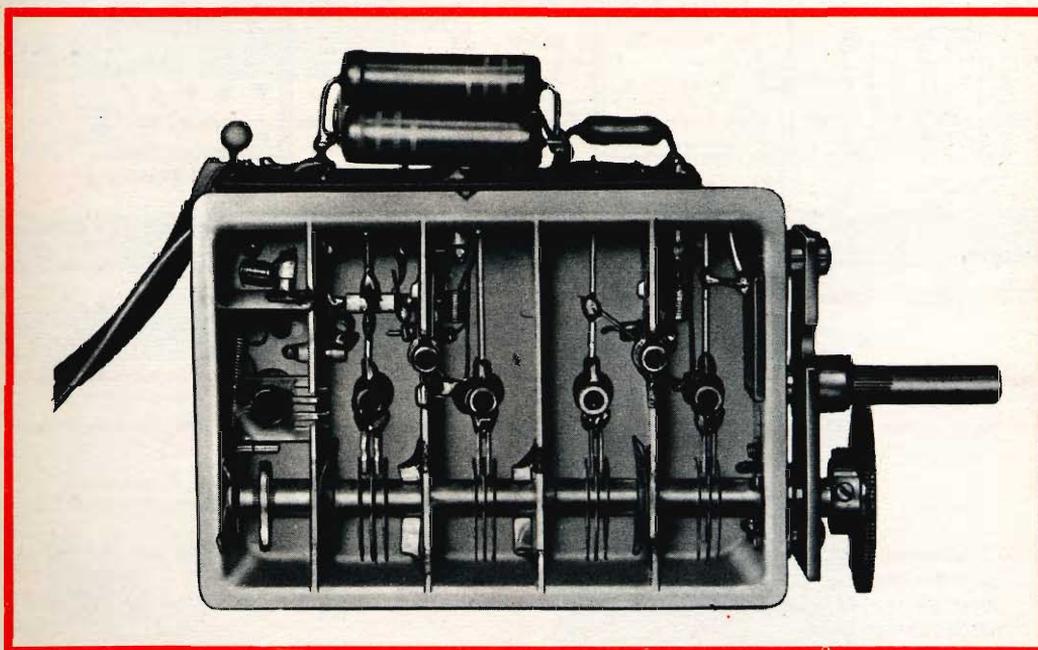


Fig. 6 - Vista interna del sintonizzatore UHF a transistori.

è di 40,4 MHz, mentre quella video F.I. è di 45,9 MHz.

La frequenza dell'oscillatore è superiore alla frequenza del segnale ricevuto.

Il filtro F.I. sul selettore è accordato sulla frequenza centrale dell'F.I.: 43,5 MHz. La soppressione della F.I. è maggiore di 60 dB, mentre la soppressione della

frequenza immagine è maggiore di 53 dB a 470 MHz e di 43 dB a 800 MHz.

L'accoppiamento è capacitivo per corrente. La capacità complessiva di uscita, inclusa quella del cavo coassiale, è circa 68 pF e dipende dall'accoppiamento e dalla qualità dei circuiti accordati.

Il guadagno è di circa 20 dB per una

larghezza di banda della F.I. di 6 MHz (misurata a 3 dB di attenuazione).

La stabilità di frequenza dell'oscillatore è minore di ± 150 kHz (per fluttuazione del $\pm 10\%$ della tensione di alimentazione) e minore di ± 500 kHz dopo 60 minuti dalla messa in funzione e con un aumento graduale della temperatura ambiente da $+ 25^\circ$ a $+ 40^\circ\text{C}$.

Il rapporto delle onde stazionarie è minore di 3.

L'impedenza dell'antenna è di 300Ω simmetrici.

Il fattore di rumore (misurato, con ge-

neratore di rumore avente l'uscita con Z_0 di 300Ω simmetrici) è:

< 7 kTo alla frequenza di 470 MHz

< 10 kTo alla frequenza di 650 MHz

< 17 kTo alla frequenza di 800 MHz

L'alimentazione è di $+ 12$ V (min. 9,5 V) per lo stadio oscillatore e per lo stadio amplificatore R.F.

La corrente complessiva (senza C.A.G.) è di circa 8 mA.

La tensione massima ammissibile all'ingresso, senza apprezzabili segni di saturazione, è di circa 50 mV su 300Ω di impedenza.

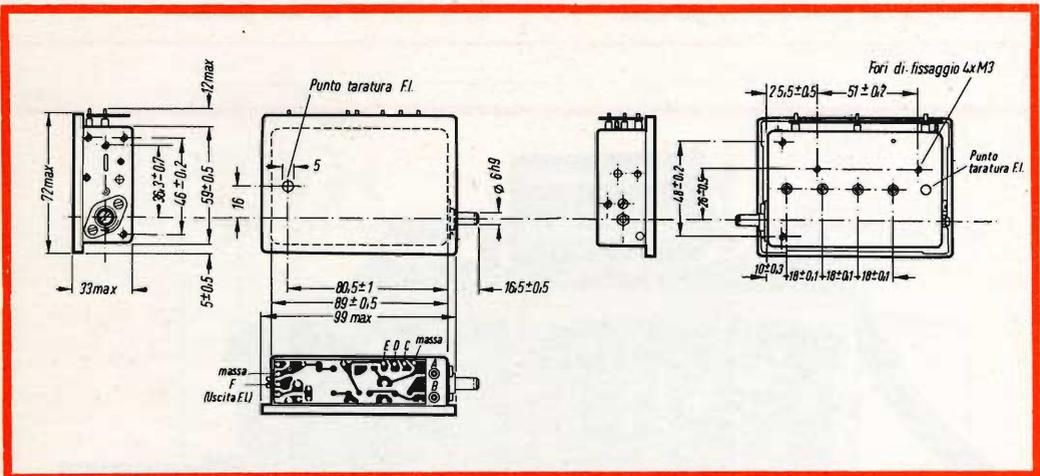


Fig. 7 - Dati meccanici e d'ingombro del sintonizzatore e punti di collegamento. A-B = antenna;

Le dimensioni delle pile richieste dall'industria di apparecchi portatili tendono sempre più ad uniformarsi ad alcuni tipi standard. All'avanguardia di questo processo di unificazione sono gli U.S.A. dove praticamente, in ordine decrescente d'importanza, gli unici tipi di vasto impiego sono:

- AA Size: 13,97 × 49,28 (Stilo)
- D Size: 33,34 × 61,18 (Torcia)
- C Size: 25,80 × 49,18 (Mezza Torcia)
- AAA Size: 10,25 × 42,87 (Minimicro Lunga)
- N Size: 11,90 × 28,62 (Minimicro)

L'Europa segue, grosso modo, l'andamento U.S.A. Sono però ancora notevoli le vendite del tipo piatto 4,5 V (Italia e Francia) e del tipo 3 V cilindrico (Italia e Germania).

Secondo un'indagine recentemente compiuta, nel nostro Paese l'incremento totale nelle vendite di pile è attualmente di circa del 7,1% annuo, di cui ben il 2,2% è rappresentato dalla dimensione AA (stilo), l'1,4% dalla dimensione C (mezza torcia) e l'1,2% dalla dimensione D (torcia).

Una notevole tendenza negativa si ha invece per la pila a 9 V usata nei ricevitori a transistor.

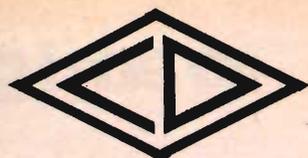
CHINAGLIA

BELLUNO

Via Vitt. Veneto

Tel. 4102

ELETTROCoSTRUZIONI s.a.s.



Mignontester 364 s

Dispositivo di protezione

Strumento base sensibilità 30µA

Classe I norme C.E.I. Scala 100°

Analizzatore tascabile 3 sensibilità

20000 CC - 10000 - 5000 Ohm per volt CC e CA

PORTATE 36

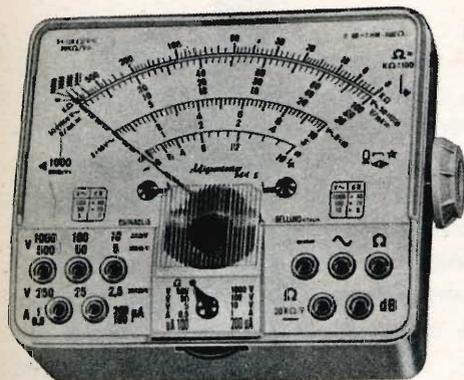
V cc	20KΩV	100 mV	2,5 V	25 V	250 V	1000 V
ca	5-10KΩV	5 V	10 V	50 V	100 V	500 V 1000 V

mAcc	50 µA	100 µA	200 µA	500 mA	1 A
------	-------	--------	--------	--------	-----

dB — 10 a + 62 in 6 portate

V BF	5 V	10 V	50 V	100 V	500 V	1000 V
------	-----	------	------	-------	-------	--------

Ω 10.000 - 10.000.000 OHM



SENSIBILITÀ
20.000 Ω/V

Richiedete Cataloghi di tutta la nostra produzione

Analizzatore 250

Dispositivo di protezione

Portate amperometriche in ca

Scala a specchio

Tascabile: sensibilità 2000 Ω per volt CC e CA

con dispositivo di protezione contro sovraccarichi per errate inserzioni - scala a specchio. **PORTATE 41**

V cc 5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000

V ca 5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000

A cc 50 µA 0,5 - 5 - 50 - 500 mA - 2,5 A

A ca - 0,5 - 5 - 50 - 500 mA - 2,5 A

V BF 5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000

dB — 10 + 62 in 6 portate

Ω 10 - 100 K - 1 - 10 - 100 MΩ



SENSIBILITÀ
20.000 Ω/V

ritagliate

incollate

affrancate

spedite

Vogliate inviarmi descrizioni e prezzi per:

MIGNONTESTER 364/S CHINAGLIA

ANALIZZATORE AN/250 CHINAGLIA

Vogliate inviarmi cataloghi generali

Nome

Via

Città

Spett. s.a.s.

CHINAGLIA DINO

Elettrocostruzioni

Via V. Veneto, /S

BELLUNO

parigi '66

composants electroniques electroacoustique

Anche quest'anno siamo tornati a Parigi, graditi ospiti di quella che la stampa internazionale ha definito la più importante Mostra Internazionale dell'elettronica: le Salon International des Composants Electroniques.

Alcune cifre, che qui di seguito vogliamo riportare, dimostreranno la veridicità di questa affermazione. 980 espositori, dei quali: 169 americani, 103 tedeschi, 82 inglesi, 27 giapponesi, 22 italiani e 14 svizzeri. 142.000 visitatori, il 16 % dei quali era costituito da stranieri. 30.000 m² di superficie, sui quali si allineavano i 6.000 m di facciate, riguardanti gli stand.

L'aumento degli espositori, circa il 7 %, e dei visitatori, circa il 15 %, rispetto all'anno precedente, sono una chiara espressione del successo che il Salone ha riscontrato anche nel 1966.

La mostra si divideva in due settori ben distinti: il primo, le Salon International des Composants Electroniques, oltre alla vasta e infinita moltitudine di componenti elettronici e apparecchiature professionali, metteva in evidenza la tecnica fin qui raggiunta nel campo della miniaturizzazione; infatti i circuiti integrati stanno facendo passi da gigante e non è molto lontano il giorno in cui i circuiti elettronici più complessi potranno essere contenuti su piastrine aventi dimensioni di pochi millimetri, e nemmeno è lontano il giorno, visto l'impressionante progredire della miniaturizzazione, che nulla ci farà più stupore.

Come si ebbe già modo di dire l'anno





passato, i diodi controllati al silicio sono venuti ad occupare un posto di primo piano tanto da soppiantare i tradizionali relais per correnti industriali anche di rilevanti potenze.

Una interessante applicazione dei medesimi la si può notare nei dispositivi di accensione nei motori a scoppio dato che possono sostituire molto facilmente l'ormai superato e vecchio spinterogeno con rotore magnetico.

Interessanti le dimostrazioni che riguardano il Laser, esso infatti, da semplice confinato da laboratorio di ricerca è diventato il numero uno in parecchie applicazioni pratiche che comprendono le microsaldature, microforature, trasmissioni di immagini, telecomunicazioni, radar, operazioni chirurgiche e molte altre di minor importanza.

Alcuni Espositori presentavano, cosa di assoluta attualità in Europa, componenti per televisori a colori utilizzando il tubo RC « Showshaw Mask »; inoltre, venivano date dimostrazioni pratiche con televisori



Nella foto il posto che la Direzione del Salone ha riservato alla nostra rivista.

funzionanti che ricevevano un programma irradiato dalla ORTF secondo il sistema Secam.

Nel salone dell'elettroacustica invece, abbiamo notato un forte sviluppo nel campo della stereofonia, infatti la maggior parte delle Case Espositrici presentavano apparecchi atti alla riproduzione ed alle emissioni radio in stereofonia M.F. È da rilevare che la stereofonia sta con-

quistando sempre maggiormente il pubblico dal canto loro le Case costruttrici cercano di rendere sempre meno costose le apparecchiature ad essa collegate. Oggi infatti, con meno di 100.000 lire, si può offrire a chi ama un buon ascolto una apparecchiatura dalle elevate prestazioni e dalla linea elegante, facilmente inseribile nello stile delle case moderne; cosa del resto non trascurabile.

RECENSIONE

Sono pervenuti in Redazione due volumi dalla Howard W. Sams e Co. Inc., Indianapolis, New York.

Il primo: « Transistor Specifications Manual », contiene le principali caratteristiche dei transistor americani, indispensabili per la progettazione dei circuiti.

Sono indicate per ogni tipo la tensione, la potenza, il guadagno, le dimensioni d'ingombro e i collegamenti agli elettrodi.

Il secondo: « Transistor Substitution Handbook », è la guida più accurata e completa per la sostituzione dei transistor americani.

LESA



POTENZIOMETRI • POTENTIOMETERS • POTENTIOMETER
POTENTIOMETRES • POTENCIOMETROS

una vasta gamma di
tipi standard a strato
di carbone e a filo

modelli speciali per
ogni esigenza

per l'industria: Giradischi e cambiadischi monofonici, stereofonici e per Hi-Fi • Cartucce piezoelettriche • Macchinario elettrico

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

LE VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI

TEORIA DI FUNZIONAMENTO E TECNICA DI IMPIEGO

Parte decima - AMPLIFICAZIONE in ALTA e MEDIA FREQUENZA

Come abbiamo visto all'inizio, le moderne valvole termoioniche vengono costruite con diverse caratteristiche, che variano a seconda dell'impiego al quale esse sono destinate. Infatti, dal momento che — agli effetti dell'amplificazione di segnali a frequenza elevata — intervengono fattori che non hanno invece alcuna importanza quando si tratta di amplificare segnali a frequenza acustica (come ad esempio la capacità interelettrodica, il tempo di transito, ecc.), le valvole progettate e prodotte per essere usate come amplificatrici ad Alta Frequenza possono essere quasi sempre usate anche in circuiti di Bassa Frequenza. Accade invece assai raramente che una valvola destinata tipicamente al funzionamento in Bassa Frequenza possa funzionare in Alta Frequenza in modo soddisfacente. In questa sede, prima di esaminare la tecnica dell'amplificazione, vedremo in modo sommario i circuiti di selezione di ingresso, dopo di che ci occuperemo dei sistemi di accoppiamento tra gli stadi, e di alcuni particolari accorgimenti.

Affinché uno stadio amplificatore a valvola possa fornire un determinato guadagno — vale a dire una certa amplificazione — nei confronti di un dato segnale, è necessario che esso sia provvisto di un circuito selettore di ingresso, che stabilisca a priori il valore della frequenza dei segnali da amplificare.

In pratica, l'amplificazione ad Alta Frequenza serve per aumentare l'intensità dei segnali percepiti da parte di un'antenna, la quale — ovviamente — capta attra-

verso l'etere tutti i segnali emessi dalle varie emittenti presenti in tutto il mondo, e che irradiano un segnale di potenza sufficiente a raggiungerla.

Allo scopo di limitare la sensibilità di uno stadio di ingresso ad una sola emittente, e di fare in modo che solo i segnali da questa emessi vengano percepiti, amplificati ed inoltrati agli stadi successivi, si ricorre all'impiego di un selettore di ingresso, costituito da uno o più circuiti accordati.

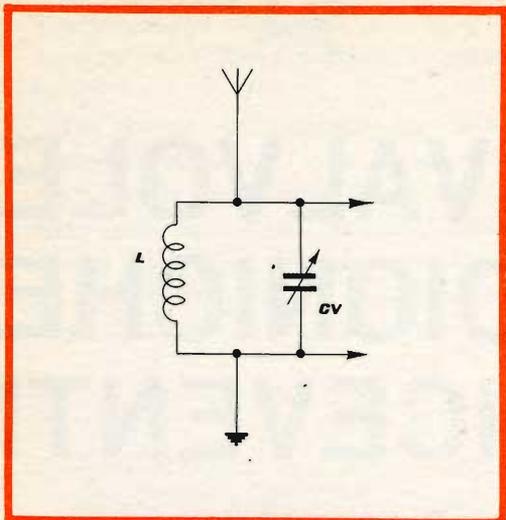


Fig. 58 - Circuito selettore di ingresso, nella sua versione più semplice: l'induttanza L e la capacità variabile CV determinano la frequenza di risonanza del circuito. Tutti i segnali di frequenza diversa vengono convogliati a massa, mentre il solo segnale di frequenza pari a quella di risonanza viene reso disponibile all'uscita.

I CIRCUITI DI SELEZIONE DI INGRESSO

La forma più semplice di circuito selettore di ingresso è costituita esclusivamente da un'induttanza, in parallelo alla quale viene predisposto un condensatore variabile.

Il principio è illustrato alla **figura 58**, nella quale si osserva che l'antenna, rappresentata dall'estremità superiore a tre bracci del tratto verticale, dopo aver captato tutti i segnali presenti nello spazio ad essa circostante, provvede ad applicarli ai capi del circuito accordato, costituito dall'induttanza L e dalla capacità variabile CV .

Naturalmente, esiste un secondo percorso attraverso il quale tali segnali vengono applicati al circuito accordato: tale secondo percorso consiste nella presa di terra, la quale — tuttavia — può essere omessa, oggi in modo particolare. Questa possibilità di omissione è dovuta a due motivi principali: in primo luogo, alla no-

tevole sensibilità dei ricevitori, dovuta alla forte amplificazione fornita dalle valvole moderne, e — in secondo luogo — al fatto che, in gran parte dei ricevitori, la vera e propria antenna è stata sostituita da una derivazione del vecchio « telaio ». In pratica, si tratta di una bobina avvolta su di un nucleo in **ferrite**, ossia di un materiale speciale, che aumenta il fattore di merito dell'induttanza al punto tale, che le vibrazioni elettromagnetiche presenti nello spazio vengono percepite con sufficiente intensità, senza più ricorrere ad un'antenna propriamente detta.

Tornando al circuito della figura 58, come sappiamo certamente dalle basi della elettrofisica — che abbiamo supposto essere in possesso del lettore — l'induttanza e la capacità variabile, in tal modo collegati, costituiscono un circuito **risonante in parallelo**. Ciò significa che il complesso L - CV risona su di una determinata frequenza, il cui valore dipende dal valore induttivo di L , e da quello capacitivo assunto da CV .

Dal momento che il valore induttivo di L è fisso, è ovvio che — facendo variare la capacità di CV , che è per l'appunto un condensatore variabile — è possibile far variare a piacere (ma entro limiti prestabiliti) il valore della frequenza di risonanza.

In un circuito risonante in parallelo, la reattanza (ossia la resistenza offerta al passaggio di una corrente alternata) è massima nei confronti della frequenza di risonanza, mentre tende tanto più ad approssimarsi a zero, quanto più la frequenza del segnale applicato si discosta dal valore della frequenza di risonanza suddetta.

Per questo motivo, è del tutto intuitivo che — disponendo di vari segnali provenienti dall'antenna, ed applicati tutti contemporaneamente al circuito accordato — se tra i segnali ne esiste uno di frequenza eguale a quella di risonanza, questo segnale, verrà reso disponibile — in tutta la sua ampiezza — all'uscita del circuito selettore, rappresentata dalle due estremi-

tà a freccia presenti dal lato destro. Per contro, tutti gli altri segnali di frequenza diversa verranno convogliati a massa — sempre attraverso il circuito accordato — in misura tanto maggiore quanto maggiore è la differenza della loro frequenza rispetto a quella di risonanza, detta anche **frequenza di sintonia**.

La **figura 59** illustra un secondo tipo di circuito selettore di ingresso, nel quale si notano due induttanze, che vengono tra loro accoppiate induttivamente. La prima (L_1) viene interposta tra l'antenna e la presa di terra, ed è in genere una induttanza **aperiodica**, tale cioè da determinare un campo magnetico per ciascuna delle frequenze dei vari segnali che la percorrono, ad essa forniti dall'antenna.

La seconda (L_2) è invece un'induttanza di valore adatto (come nel caso della figura 58) ad oscillare su di una certa gamma di frequenze, determinata con maggiore esattezza dai valori massimo e minimo che possono essere assunti dalla capacità variabile CV.

La differenza tra questo tipo di selettore di ingresso ed il tipo precedente consiste semplicemente nel fatto che — in questo caso — il circuito di antenna non fa parte materialmente del circuito di utilizzazione del segnale scelto. Ciò risulta assai utile — tanto per citare un esempio — in quei casi in cui l'antenna vera e propria viene installata sul tetto, in modo tale da poter captare anche delle scariche atmosferiche, che potrebbero essere gravemente pericolose per l'intero circuito di amplificazione. Quando esiste un accoppiamento induttivo tra il circuito di antenna e quello di selezione, qualsiasi tensione applicata all'antenna si scarica direttamente a massa attraverso il primario (L_1), mentre il secondario diventa sede di oscillazioni elettriche solo per la corrente alternata di eccitazione, caratterizzata — come già si è detto — da una frequenza pari a quella di risonanza.

La **figura 60** rappresenta un terzo tipo di circuito selettore di ingresso, nel quale entrambi i circuiti primario ($L_1 - CV_1$)

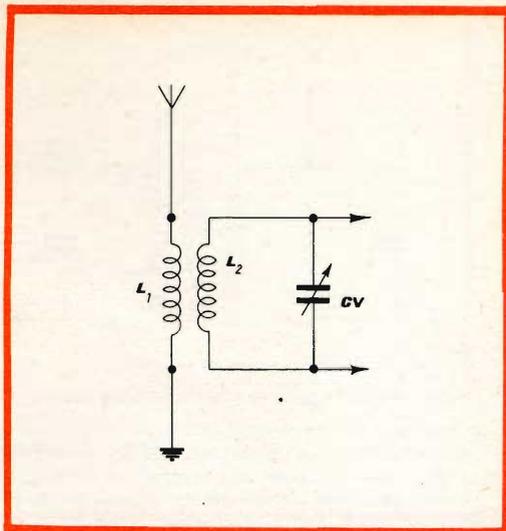


Fig. 59 - Esempio di circuito selettore di ingresso, simile a quello di figura 58, ma provvisto di un primario facente parte del circuito di antenna. In questo caso, nel secondario (L_2) viene indotta una tensione solo se la frequenza di risonanza del circuito oscillante $L_2 - CV$ è presente in uno dei segnali che passano attraverso L_1 .

e secondario ($L_2 - CV_2$) sono accordati. In questo caso, è chiaro che una prima selezione viene effettuata ad opera di L_1 e di CV_1 : il segnale selezionato crea un campo magnetico variabile che — per induzione — determina analoghe oscillazioni nel circuito costituito da L_2 e da CV_2 ; questi — a loro volta — provvedono a migliorare la precisione della selezione eseguita.

Questo sistema si rivela assai utile in alcuni apparecchi economici che — per la verità — sono attualmente in completo disuso. Infatti, nei primi ricevitori destinati a ricevere emittenti di frequenza molto prossima tra loro, poteva accadere che — in caso di forte amplificazione, o di forte intensità di segnali di frequenza non molto discosta — si avesse la ricezione contemporanea di due o più emittenti.

È del tutto intuitivo che se in seguito alla prima selezione da parte del circuito primario, oltre al segnale scelto il campo magnetico conteneva un residuo di un se-

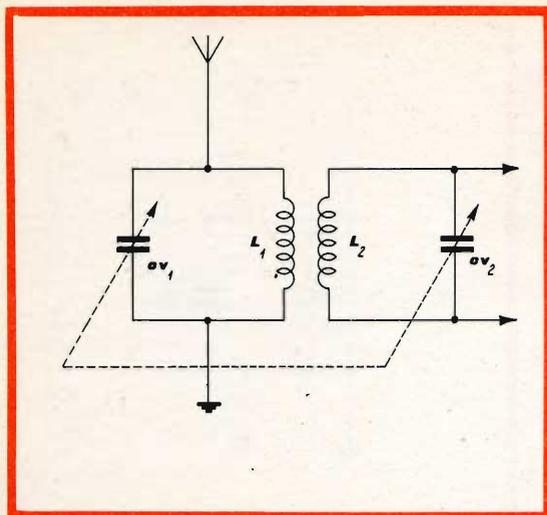


Fig. 60 - Circuito selettore di ingresso costituito da due circuiti accordati — identici tra loro — ed accoppiati induttivamente. I due condensatori variabili, CV 1 e CV 2, possono essere azionati mediante un unico comando, rappresentato dalla linea tratteggiata che unisce tra loro le due frecce. Con questo sistema si ha una doppia selezione, e — di conseguenza — una maggiore selettività.

gnale di un'altra frequenza, la seconda selezione eseguita tramite il circuito secondario provvedeva ad eliminarlo, impedendone la presenza all'uscita.

Quando un ricevitore è destinato a ricevere più di una gamma di frequenze (ad esempio, quando è predisposto per la ricezione delle Onde Medie, delle Onde Corte e delle Onde Cortissime), i circuiti selettori di ingresso sono in genere tutti del medesimo tipo.

La sola differenza consiste nel fatto che ogni gamma viene stabilita dal valore dell'induttanza. Per il passaggio da una gamma all'altra si predispose un semplice commutatore multiplo, avente tante posizioni quante sono le gamme da ricevere. Tale commutatore ha il compito di inserire una sola tra le diverse induttanze predisposte, per ciascun circuito di selezione, eseguendo in tal modo la **commutazione di gamma**.

SISTEMI DI ACCOPPIAMENTO AD ALTA FREQUENZA

In genere, quando uno stadio amplificatore a valvola viene fatto funzionare in modo da ottenere l'amplificazione di un segnale ad Alta Frequenza corrispondente ad una emittente, il segnale ottenuto all'uscita del circuito selettore viene ap-

plicato tra la griglia e la massa di uno stadio, costituito in genere da un pentodo.

Naturalmente, questa valvola deve avere prerogative adatte a quel tipo di funzionamento, ossia deve avere un tempo di transito ed una capacità interelettrodica tanto minori, quanto maggiore è la frequenza da amplificare.

Lo stadio che segue il selettore di ingresso può essere un amplificatore ad Alta Frequenza, se si tratta di un ricevitore destinato alla ricezione di segnali assai deboli, oppure uno stadio rivelatore o mescolatore, se si tratta invece di un apparecchio assai economico (di tipo diletantistico) o — rispettivamente — di un normale ricevitore **supereterodina**. Di quest'ultimo ci occuperemo a suo tempo, a proposito della conversione di frequenza.

Quando lo stadio che segue il selettore di ingresso assolve la funzione di rivelazione, il segnale da esso fornito è a frequenza acustica, per cui il circuito successivo rientra nei tipi da noi già esaminati in precedenza (amplificazione in classe « A »). Quando invece lo stadio funziona come amplificatore ad Alta Frequenza, esso implica l'impiego di un circuito particolare, destinato a consentire l'accoppiamento allo stadio successivo.

La **figura 61** illustra appunto uno dei diversi metodi che esistono per consentire l'accoppiamento tra uno stadio di amplificazione ad Alta Frequenza, e lo stadio successivo.

Il principio di funzionamento è del tutto analogo a quello considerato a proposito del circuito di figura 59. Anche in questo caso — infatti — abbiamo un primario aperiodico, ossia non sintonizzato, costituito da L_1 , il quale è percorso da due tipi di corrente: la corrente anodica della valvola, che scorre tra la placca ed il punto a tensione positiva di alimentazione, e la corrente alternata del segnale amplificato dalla valvola.

La prima crea un campo magnetico costante, che non induce alcun segnale nel circuito secondario. La seconda — invece — induce una tensione di eguale frequenza nel secondario (L_2), che viene sintonizzato sulla stessa frequenza ad opera di CV.

Nei vecchi ricevitori di qualche decennio fa, funzionanti sul sistema di amplificazione ad Alta Frequenza a stadi accordati, le induttanze secondarie erano tutte del medesimo valore, come pure le diverse capacità variabili di sintonia. In tal caso, tutti i condensatori variabili venivano comandati da un unico albero, che determinava la medesima variazione di frequenza in tutti i circuiti di selezione, permettendo in tal modo una facile manovra agli effetti della ricerca delle varie emittenti.

Attualmente, come vedremo meglio in seguito, il sistema supereterodina ha avviato a questo inconveniente, ed ha permesso di eseguire — con selettività più che soddisfacente — una sola selezione dei segnali di ingresso.

La **figura 62** illustra un altro tra i vecchi sistemi di accoppiamento, nel quale il circuito primario e quello secondario sono entrambi accordati, come nel caso di figura 60.

Incidentalmente, aggiungeremo che nei circuiti delle figure 60 e 62, i due con-

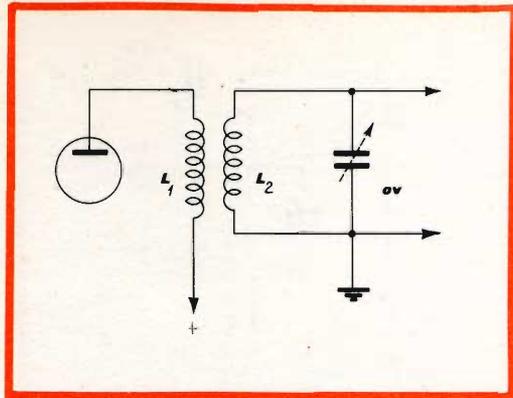


Fig. 61 - Circuito di accoppiamento tra uno stadio amplificatore ad Alta Frequenza, e lo stadio successivo. L_1 viene percorsa sia dalla corrente anodica della prima valvola, sia dal segnale da questa amplificato. In tal modo, viene indotta in L_2 una tensione alla medesima frequenza, che deve corrispondere alla frequenza di risonanza del circuito oscillante costituito da L_2 e da CV.

densatori variabili CV 1 e CV 2 sono rappresentati con una linea tratteggiata che li unisce, e che rappresenta appunto il comando di entrambi **in tandem**, vale a dire mediante un unico alberello di rotazione delle lamine che costituiscono il rotore.

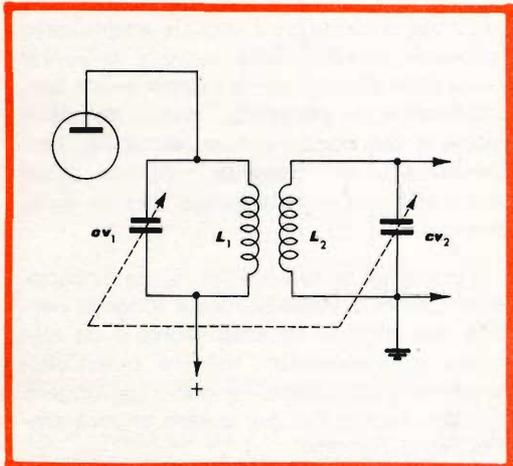


Fig. 62 - Esempio di trasformatore di accoppiamento tra uno stadio ed un altro, nel quale entrambe le induttanze fanno parte di un circuito accordato. CV 1 e CV 2 possono essere comandati da un unico perno, come nel caso illustrato, quando devono servire per variare contemporaneamente le due frequenze di risonanza.

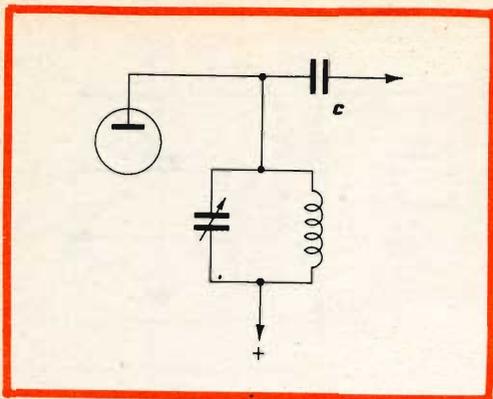


Fig. 63 - Il segnale amplificato da una valvola può anche essere prelevato attraverso una capacità, dalla placca della valvola amplificatrice, il cui carico sia costituito da un circuito accordato. In tal caso, la capacità C ha il compito di bloccare la tensione continua positiva, che polarizza la placca, e di lasciar passare soltanto il segnale da applicare allo stadio successivo.

La figura 63 rappresenta infine un ultimo sistema di accoppiamento che è doveroso citare, in quanto viene ancora usato in determinati casi. Esso presenta il vantaggio di una maggiore semplicità ed economia, che si accompagna però ad un minor rendimento, e ad una minore selettività.

In questo circuito, il segnale amplificato che viene fornito dalla valvola si rende disponibile ai capi del circuito accordato e risonante in parallelo, costituito dalla bobina e dal condensatore variabile, unitamente alla componente continua costituita dalla corrente anodica statica della valvola.

Tramite il condensatore C, la componente continua viene bloccata lungo il percorso del segnale da amplificare o da elaborare ulteriormente, mentre quest'ultimo passa indisturbato, e può raggiungere lo stadio successivo per essere ancora amplificato o rivelato.

LA SELETTIVITA' NEGLI STADI AMPLIFICATORI

La selettività da parte di un amplificatore ad Alta Frequenza, costituito da uno

o più stadi, non è altro che la misura dell'attitudine a selezionare segnali di varia frequenza, rendendo disponibile alla uscita solo quello scelto dai vari circuiti di selezione.

Ciò significa che un amplificatore è tanto più selettivo, quanto più il segnale fornito al termine del circuito di amplificazione è esente da interferenze.

In altre parole, è intuitivo che se un ricevitore determina la ricezione di una emittente — ad esempio della stazione locale — unitamente a quella (sia pure con un livello di potenza inferiore) di un'altra emittente di frequenza prossima, esso presenta una selettività inadeguata o comunque insufficiente.

L'aggiunta di circuiti accordati di selezione, oppure la messa a punto di quelli disponibili in modo rigorosamente esatto, porta in genere all'ottenimento di una selettività apprezzabile e soddisfacente, almeno nei normali ricevitori di tipo commerciale. Occorre però tener presente che una eccessiva selettività può essere causa di un grave difetto, come adesso vedremo più dettagliatamente.

Dai principi dell'elettronica che spiegano il fenomeno della modulazione di ampiezza, apprendiamo che — modulando in ampiezza una portante ad Alta Frequenza con un segnale a frequenza acustica — otteniamo tre frequenze risultanti, esattamente come accade nel caso del **battimento tra due frequenze**. La prima è la stessa frequenza portante, la seconda è data dalla somma delle due frequenze, e la terza dalla loro differenza.

Supponiamo — a titolo di esempio — di dover modulare una portante alla frequenza di 500 kHz, con una frequenza acustica del valore di 10 kHz. In tal caso otterremo le seguenti tre frequenze:

$$F 1 = \text{Portante, pari a } 500.000 \text{ Hz}$$

$$F 2 = \text{Somma, pari a } 510.000 \text{ Hz}$$

$$F 3 = \text{Differenza, pari a } 490.000 \text{ Hz}$$

In altre parole, affinché l'intero segnale passi indisturbato, senza subire alterazioni

agli effetti dell'inviluppo di modulazione, il circuito accordato deve essere sintonizzato sulla frequenza centrale di 500 kHz, ma in modo tale che l'intera gamma dei segnali, compresa tra 490.000 e 510.000 Hz, possa passare senza subire gravi attenuazioni. In altre parole, il circuito deve essere tale da consentire una **larghezza di banda** — in questo caso specifico — di 20.000 Hz, pari cioè al doppio della frequenza di modulazione.

Nel campo delle comunicazioni per via radio a modulazione di ampiezza, la gamma delle frequenze acustiche di modulazione viene volutamente limitata, proprio allo scopo di rendere minima la larghezza di banda necessaria ad ogni singola emittente. In caso contrario, la gamma delle onde medie — ad esempio — compresa tra circa 600 e 1.200 kHz, non potrebbe ospitare tutte le emittenti che la occupano, e che sono assai numerose, senza che si verificassero gravi interferenze.

Per maggiore chiarezza, supponiamo che una emittente funzionante sulla frequenza di 650 kHz venga modulata in Bassa Frequenza con suoni compresi tra 50 e 7 mila Hz. In tal caso, la larghezza di banda deve essere compresa tra 643.000 e 657 mila Hz, ossia deve essere di 14 kHz. Se la larghezza di banda risulta invece limitata a soli 12.000 Hz, è intuitivo che tutti i segnali di modulazione, la cui frequenza sia compresa tra 6.000 e 7.000 Hz, vengono fortemente attenuati, con grave danno agli effetti della qualità del suono.

Per ottenere il risultato migliore, ogni circuito accordato deve presentare una curva di responso ideale, tale cioè da consentire il passaggio della larghezza di banda necessaria, senza però che ciò risulti a scapito della selettività.

La **figura 64** illustra un tipo di curva di responso, nel quale il livello di ampiezza del segnale risulta pressoché pari a zero per frequenze assai discosti dalla frequenza di sintonia F , mentre presenta un livello apprezzabile per una gamma di frequenze compresa tra due unità in più e tre unità in meno rispetto alla citata fre-

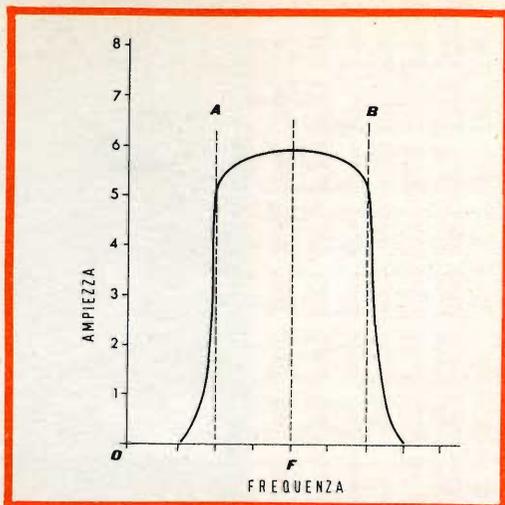


Fig. 64 - Esempio di curva di selettività, nella quale la banda passante ha una certa larghezza, con un picco in corrispondenza della frequenza centrale F . In queste condizioni, è assai facile che una emittente di frequenza prossima ad F determini una interferenza

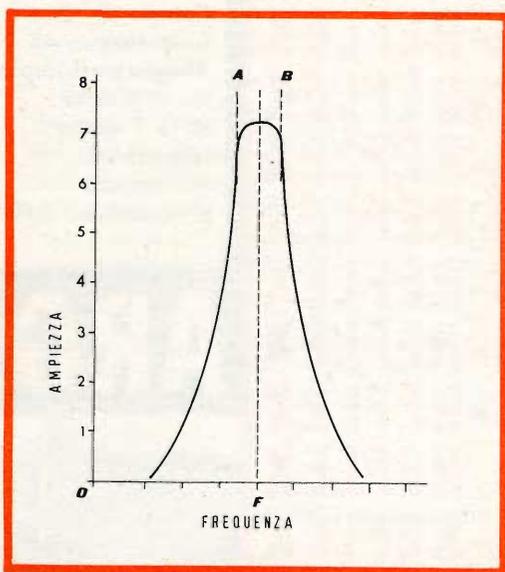


Fig. 65 - Esempio ideale di curva di selettività. Come si osserva, l'ampiezza del segnale utile è massima in corrispondenza della frequenza centrale, e minima per le frequenze che da essa si discostano. Ciò significa che il segnale di uscita è di ampiezza apprezzabile solo per la frequenza di risonanza, detta anche di sintonia, mentre tutti i segnali di frequenza diversa vengono neutralizzati. La banda passante, compresa tra A e B , deve essere però di ampiezza tale da non sacrificare le frequenze più elevate della modulazione.

quenza F (per unità intendiamo i segmenti in cui è diviso l'asse orizzontale). In questo caso, è ovvio che qualsiasi altra frequenza centrale di una emittente, che ricada entro la parte superiore della curva, o almeno entro il valore di frequenza compreso tra le quattro unità che costituiscono la banda passante, rappresenta un'interferenza indesiderabile.

Osservando invece la **figura 65**, notiamo che la selettività è assai più spinta, e che il segnale raggiunge l'ampiezza in una larghezza di banda (compresa tra A e B) assai più ristretta.

Questo tipo di curva è ideale agli effetti della selettività, e lo è anche agli effetti della qualità sonora, sempre che le frequenze comprese tra i punti dell'asse orizzontale corrispondenti ad A e B distino tra loro di un ammontare equivalente al doppio della massima frequenza di modulazione.

Per evitare interferenze, in base ad un accordo internazionale si è stabilita una distanza minima in chilohertz tra ogni coppia di emittenti adiacenti. Ciò ha permesso di stabilire con una certa esattezza la larghezza ammissibile di banda, ed un margine di frequenze non utilizzate, sempre presente tra una emittente e le due adiacenti, di frequenza immediatamente minore, ed immediatamente maggiore.

L'AMPLIFICAZIONE A MEDIA FREQUENZA

Come abbiamo già premesso, l'argomento specifico della conversione di frequenza, ossia il principio di funzionamento della supereterodina, verrà spiegato più avanti, in un apposito capitolo. Per ora, ci basti sapere che — nei moderni radiorecettori — la frequenza del segnale ricevuto viene convertita in un'altra frequenza, di valore fisso per tutte le emittenti, indipendentemente dalla gamma alla quale esse appartengono.

Questa frequenza di valore fisso è intermedia tra l'Alta Frequenza e la Bassa Frequenza, e questo è il motivo per cui è stata definita **Media Frequenza**.

In pratica, si tratta sempre di Alta Frequenza, ma di valore inferiore a quello comunemente adottato per le radiocomunicazioni: di conseguenza, poiché anche i segnali a Frequenza Intermedia debbono essere amplificati per poter consentire una ricezione con intensità sonora sufficiente anche di emittenti assai deboli, è ovvio che — in un comune radiorecettore — esiste una sezione denominata appunto **Amplificatore di Media Frequenza**.

Questo amplificatore consta di un minimo di due stadi, i quali sono accoppiati tra loro e con quello successivo (stadio rivelatore) mediante appositi trasformatori (detti trasformatori di Media Frequenza), il cui funzionamento è del tutto analogo a quello descritto a proposito della figura 62. La sola differenza consiste nel fatto che non esistono i condensatori variabili, ed al loro posto vengono usati dei piccoli condensatori fissi, con l'aggiunta di un elemento variabile di valore assai ridotto, e che serve come **compensatore**, per la messa a passo dei due circuiti accordati.

Un altro metodo per la messa a punto dei trasformatori di questo tipo consiste nel munire le due bobine accoppiate tra loro di piccoli nuclei ferromagnetici, che possono essere inseriti più o meno nel corpo della bobina, variandone in tal modo il valore induttivo.

In alcuni casi, viene usato anche il sistema di cui alla figura 63, sempre che la selettività e la sensibilità da esso consentite siano sufficienti alle esigenze di ricezione.

Amplificazione di Media Frequenza in FM

Come certamente è noto, nelle radiocomunicazioni a modulazione di frequenza il segnale a frequenza acustica modula la portante non facendone variare l'ampiezza delle oscillazioni, bensì facendone variare la frequenza, rispetto al valore che essa presenta in assenza di modulazione.

Ciò significa che, a seconda dell'ampiezza e della frequenza del segnale modu-

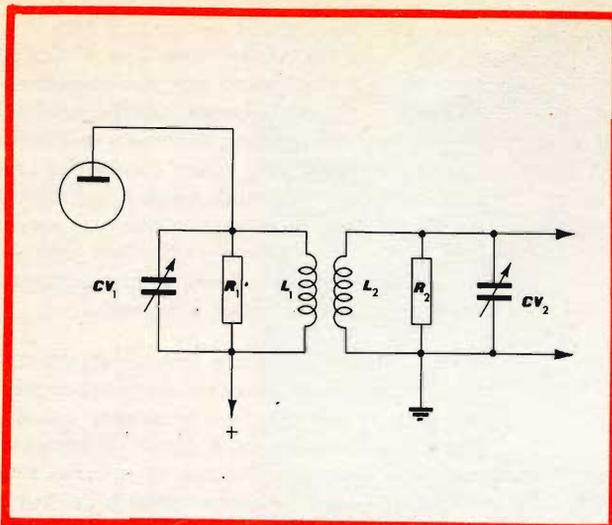


Fig. 66 - In questo trasformatore di accoppiamento tra uno stadio ed un altro, simile a quello di figura 62, la banda passante viene resa più larga ad opera di due resistenze collegate in parallelo ai due circuiti risonanti. L'allargamento della banda può però essere ottenuto anche con un accoppiamento induttivo più stretto tra le due bobine.

lante, la frequenza si allontana più o meno dal valore suo proprio, che costituisce la frequenza centrale, o riferimento.

A causa di ciò, va da sé che un amplificatore adatto ad aumentare l'intensità di un segnale modulato in frequenza non può presentare una curva di selettività troppo acuta: in tal caso — infatti — essa impedirebbe il passaggio dei segnali di modulazione in tutta la loro integrità.

Per questo motivo, sia i circuiti di selezione di ingresso, sia i circuiti accordati degli stadi di amplificazione a Media Frequenza, vengono definiti col termine di amplificatori a **larga banda**.

Per ottenere questa particolare caratteristica da parte dei vari circuiti accordati, si ricorre all'impiego di resistenze di smorzamento, di valore appropriato, collegate in parallelo agli avvolgimenti di sintonia, così come illustrato alla **figura 66** che rappresenta appunto uno stadio di amplificazione di M.F. col trasformatore di accoppiamento allo stadio successivo.

L'effetto delle due resistenze applicate in parallelo alle bobine viene messo in evidenza dalla curva di selettività di cui alla **figura 67**, nella quale si osserva che, tra i punti A e B, il livello del segnale si mantiene pressoché costante, con un lieve avvallamento sulla frequenza F.

Questo tipo di curva, denominato « a sella », consente il miglior risultato, in quanto determina una selettività soddisfacente, grazie alla ripida caduta dell'ampiezza al di qua ed al di là della banda passante, e — nel medesimo tempo —

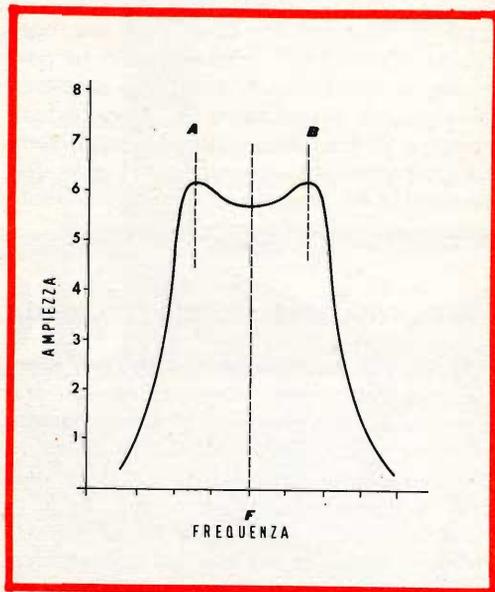


Fig. 67 - Quando la banda passante è di notevole larghezza, la curva di selettività assume l'aspetto qui illustrato. In pratica, tutte le frequenze appartenenti alla gamma compresa tra A e B passano con un'ampiezza di uscita pressoché costante. Questo tipo di curva, è quello generalmente adottato negli stadi di amplificazione a Media Frequenza, nei ricevitori funzionanti a modulazione di frequenza.

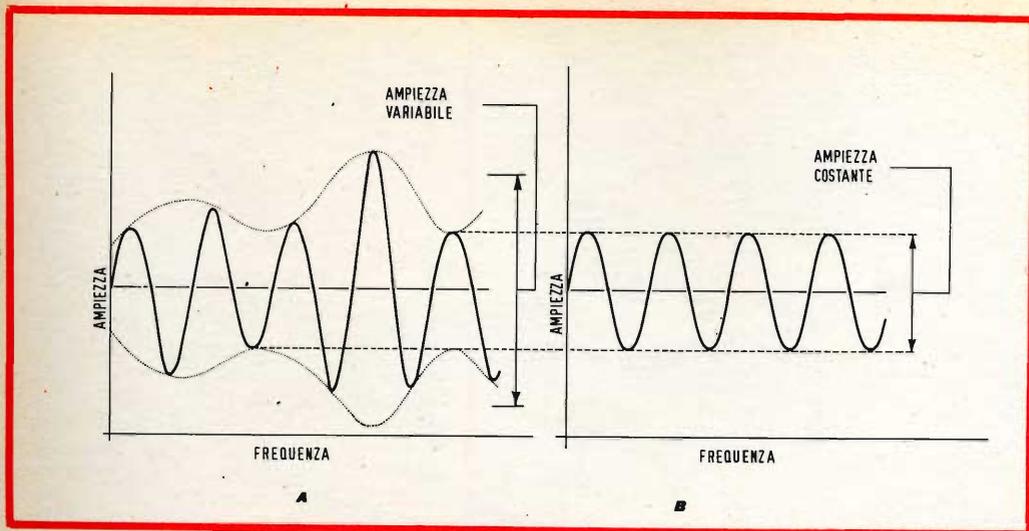


Fig. 68 - Rappresentazione grafica dell'effetto di livellamento dell'ampiezza delle oscillazioni, da parte di un dispositivo limitatore. Il segnale di ingresso, modulato in frequenza, può presentare anche variazioni di ampiezza non desiderate, come si osserva in A. Lo stadio limitatore ha appunto il compito di limitarne l'ampiezza, eguagliandola ad un valore minimo, come si nota in B.

presenta una sufficiente linearità agli effetti della gamma delle frequenze di modulazione.

Un simile risultato può essere ottenuto anche variando il grado di accoppiamento tra il primario ed il secondario nel trasformatore che unisce uno stadio a quello successivo, e — sovente — si ricorre ad entrambi i sistemi, per ottenere la curva più soddisfacente.

Lo stadio limitatore

Sempre restando nel campo della modulazione di frequenza, occorre aggiungere che tutte le variazioni di ampiezza della portante modulata, e dovute ad agenti atmosferici, ad incostanza delle caratteristiche di propagazione, a fenomeni di riflessione, ad interferenze, ecc., non possono che arrecare danni alla qualità della ricezione.

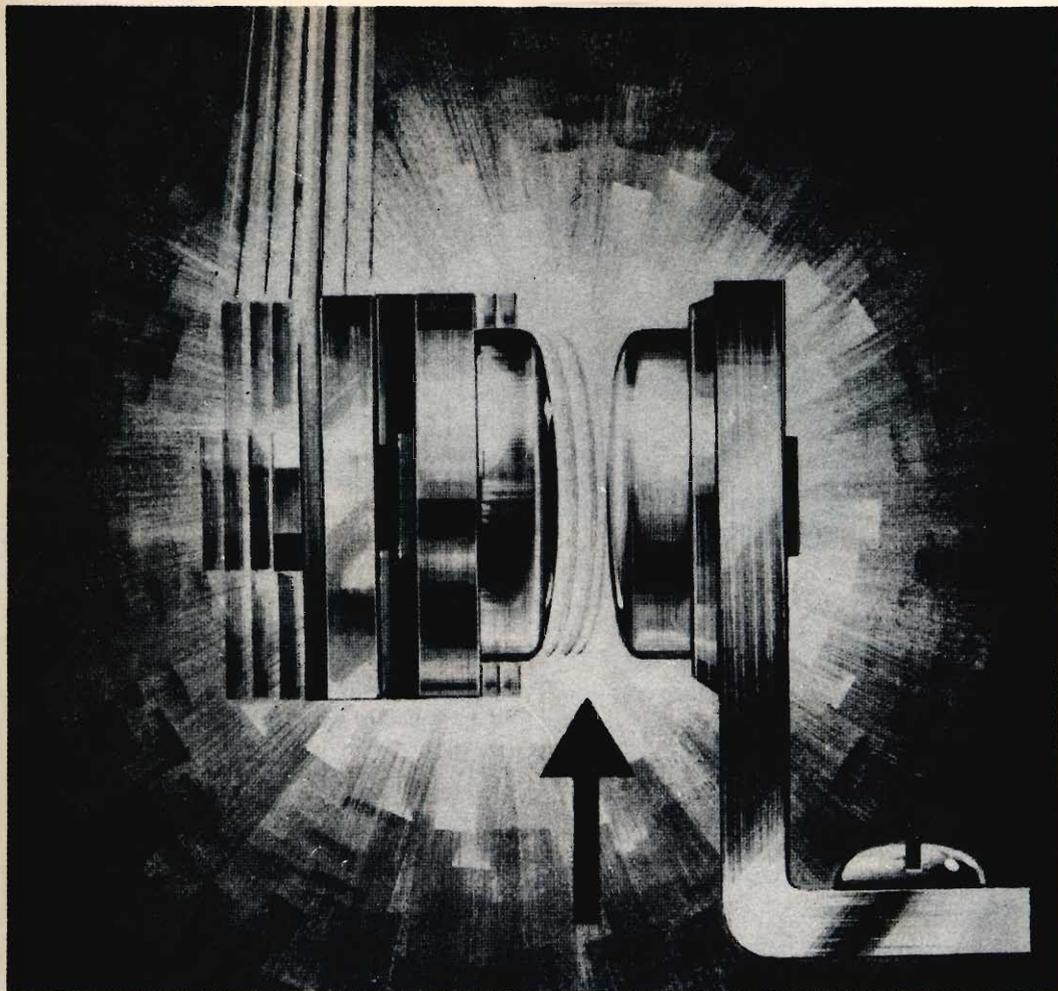
Poiché tali variazioni di ampiezza si verificano inevitabilmente, è risultato necessario eliminarle ricorrendo ad un sistema detto di **limitazione**.

Il principio è illustrato alla **figura 68**, nella quale si osserva in **A** una portante modulata in frequenza (in modo però non apprezzabile, in quanto vengono rappresentate solo poche sinusoidi), le cui oscillazioni variano evidentemente di ampiezza, per una delle cause citate.

La sezione **B** della medesima figura illustra come sia possibile — mediante uno speciale accorgimento — **limitare** l'ampiezza delle oscillazioni ad un valore preso come riferimento, e normalmente pari ad un valore minimo tra quelli che la portante può assumere a causa delle variazioni di ampiezza.

In tal caso, la portante risulta — per così dire — livellata, e tutte le oscillazioni vengono appunto limitate ad una determinata ampiezza, lasciandone però inalterate le variazioni di frequenza.

Ciò è possibile mediante l'impiego di uno stadio amplificatore di Media Frequenza, del tipo illustrato alla **figura 69**. In essa, la griglia della valvola amplificatrice (un pentodo) viene polarizzata — ad opera del gruppo RC in parallelo, pre-



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

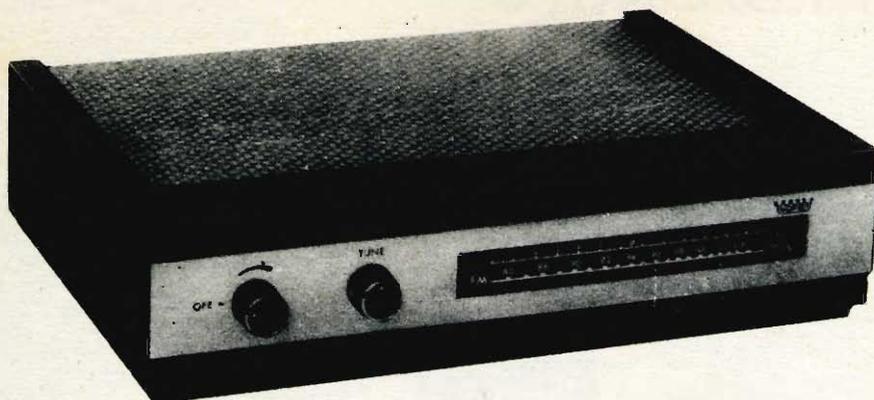
*REGD. TRADE MARK

only
ELECTROLUBE*

ELECTROLUBE LTD OXFORD AVE SLOUGH BUCKS Tel: Slough 25574

P0104

UL 42



CARATTERISTICHE GENERALI

Controllo di volume sull'uscita FM, con interruttore di rete.

Uscite FM e DECODER Multiplex separate

Presa di rete ausiliaria

Indicatore di sintonia a valvola

Alimentaz. 110 ÷ 220 V c.a. - 50/60 Hz - 16 W

Fusibile di protezione: 0,4 A

Valvole impiegate: 6 valvole + 1 diodo al silicio + 1 raddrizzatore al selenio

Dimensioni: 332 x 223 x 77 mm

Peso: 3,8 Kg

CARATTERISTICHE TECNICHE

Impedenza d'antenna: 300 ohm

Sensibilità (per S/N = 26 dB): 0,7 μ V

Fattore di rumore: \leq 3KTO

Banda passante MF: 180 kHz

Selettività (per $\Delta F = 300$ kHz): 37 dB

Deenfasi: 50 μ sec.

Uscita FM (in BF): 0,5 V, impedenza 0,1 ÷ 1 Mohm

Uscita MX (19 kHz): 0,5 V, impedenza 22 kohm

Banda passante BF: 30 ÷ 15.000 Hz \pm 2 dB

Distorsione BF (F = 1 kHz): \leq 2 %

Rumore: \geq 60 dB

Controllo automatico di frequenza: con diodo VARICAP

FM - MULTIPLEX TUNER

Numero di catalogo G.B.C. Z/729



Amplificatore 5 W a simmetria complementare

Viene descritto un amplificatore con una potenza di uscita di 5 W, realizzato con la serie di transistori Mistral denominata CL 19 K.

Il rapporto prestazioni-costo è molto elevato grazie all'impiego di transistori complementari di nuovo disegno e di dimensioni ridotte. Il funzionamento è stabile fino ad una temperatura ambiente di 50 °C.

I circuiti a simmetria complementare consentono, come già noto, il funzionamento dei transistori finali in classe B senza l'impiego di alcun trasformatore.

Le semplificazioni circuitali che si ottengono, in tal guisa, nello stadio pilota e le possibilità di accoppiamento in continua di quest'ultimo allo stadio di uscita, comportano dei vantaggi fondamentalmente economici, oltre che la riduzione d'ingombro e di peso.

CARATTERISTICHE GENERALI A 25 °C

Massima potenza d'uscita (D = 8%)	5	W
Tensione di alimentazione	20	V
Impedenza di carico	8	Ω
Sensibilità: per $P_{usc} = 50 \text{ mW}$	1,8	mV
per $P_{usc} = 5 \text{ W}$	20	mV
Risposta in frequenza	60 ÷ 25.000	Hz
Resistenza d'ingresso	10.000	Ω
Guadagno di potenza	82 ± 1	dB
Assorbimento: per $P_{usc} = 0$	29	mA
per $P_{usc} = 5 \text{ W}$	380	mA
Superficie del dissipatore per i transistori finali	65	cm²
Aletta di raffreddamento per il transistor pilota	tipo N. 6	
Temperatura ambiente massima per funzionamento continuo	50	°C

LA SERIE CL 19 K

La mancanza di una tipizzazione adeguata nei riguardi del transistor n-p-n per impieghi di B.F., ha limitato, allo stato attuale, la potenza di uscita degli amplificatori a simmetria complementare a $2 \div 3$ W circa.

I nuovi transistori finali complementari impiegati nella serie CL 19 K, consentono di raggiungere potenze di $5 \div 6$ W pur essendo di dimensioni ridotte, grazie alla loro bassa resistenza termica giunzione-cassa ed al loro formato parallelepipedo,

che minimizza la resistenza termica di contatto nel fissaggio dell'aletta di raffreddamento.

Lo schema dell'amplificatore con i valori dei componenti è rappresentato in fig. 1.

I singoli transistori del quartetto sono marcati con la denominazione della serie (CL 19 K), seguita da un numero progressivo che ne determina univocamente la posizione nel circuito. Essi vengono opportunamente preselezionati in modo che, per la ripetibilità della produzione, la dispersione del guadagno dell'intero ampli-

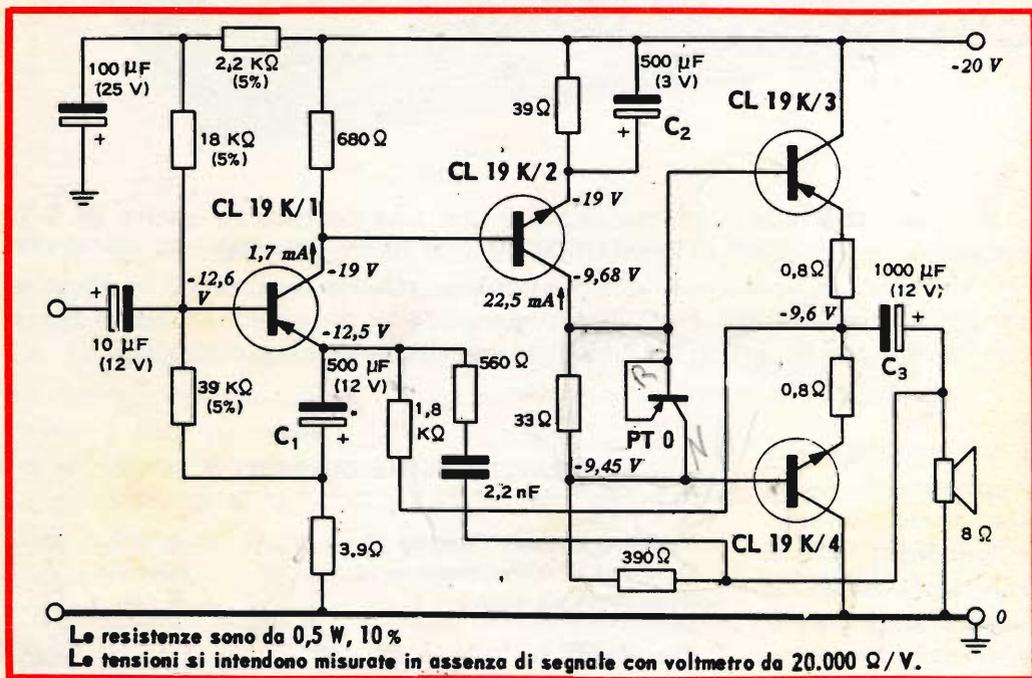


Fig. 1 Schema elettrico dell'amplificatore.

ficatore venga contenuta entro ± 1 dB.

La stabilità termica è assicurata dalla adeguata controeazione in corrente continua estesa a tutti gli stadi e dall'impiego di un transistor PTO, connesso come diodo, fra le due basi dei transistori finali.

Fissando questo diodo sullo stesso dissipatore su cui sono disposti i transistori di uscita, si riesce ad ottenere, al variare della temperatura, un efficiente controllo della corrente di riposo dei finali stessi.

Le curve di figg. 2-3-4-5 rappresentano le caratteristiche misurate e danno per-

tanto un'idea delle prestazioni dell'amplificatore.

La serie CL 19 K è impiegabile per costruire amplificatori a simmetria complementare per potenze di uscita comprese fra 2,5 e 6 W.

Nell'intento di coprire tutta la gamma dei valori a partire da potenze di uscita di 300 mW sono state costituite altre serie di quartetti preselezionati.

La tab. 1 riassume tutte le serie.

Esse si riferiscono all'impiego in circuiti come quello di fig. 1 con transistor pilota di tipo n-p-n.

Denominazione della serie	Potenza d'uscita	Tensione d'alimentazione	Impedenza di carico
CL 21	300 ÷ 750 mW	6 ÷ 9 V	8 ÷ 15 ohm
CL 19	750 mW ÷ 2,5 W	9 ÷ 15 V	8 ÷ 15 ohm
CL 19K	2,5 ÷ 6 W	15 ÷ 30 V	8 ÷ 15 ohm

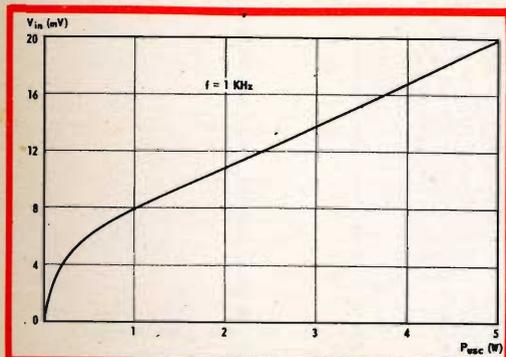


Fig. 2 - Caratteristica di sovraccarico.

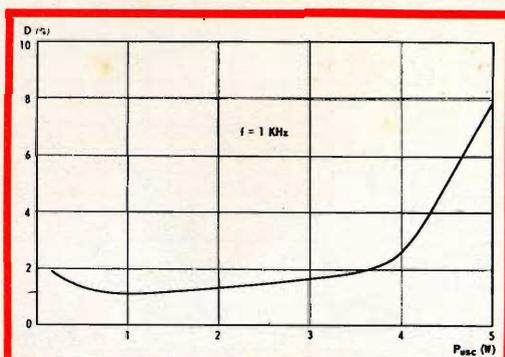


Fig. 3 - Distorsione, funzione della potenza d'uscita.

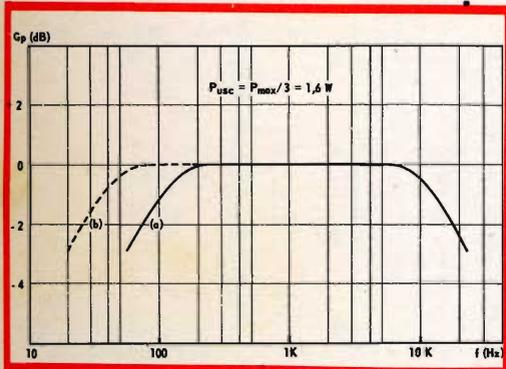


Fig. 4 - Curva di risposta dell'amplificatore. Si noti che la curva (a) si ottiene impiegando i valori di C_1, C_2, C_3 , riportati sullo schema di figura 1; la curva (b) si ottiene per $C_1 = 2000 \mu F, C_2 = 1000 \mu F, C_3 = 2000 \mu F$.

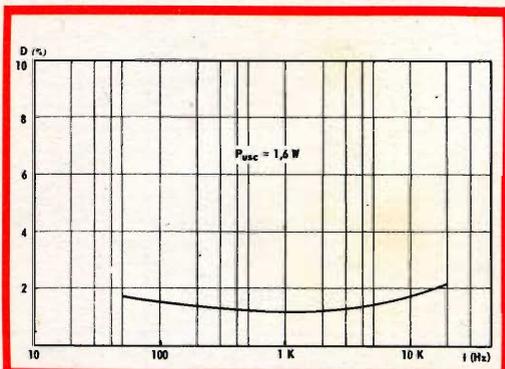


Fig. 5 - Distorsione funzione della frequenza.

DETERMINAZIONE DELLA SUPERFICIE DEL DISSIPATORE PER I TRANSISTORI FINALI

La fig. 6 rappresenta un grafico mediante il quale è possibile determinare rapidamente la superficie del dissipatore dei transistori finali della serie CL 19 e della serie CL 19 K.

Il grafico si riferisce a dissipatore costituito da lamierino di alluminio di almeno 0,8 mm. di spessore, contenente

tutti e due i transistori finali e disposto verticalmente.

Esempio:

Per calcolare la superficie del dissipatore contenente i due transistori finali di un amplificatore da 5 W, che debba funzionare stabilmente fino ad una temperatura ambiente di 50°C, dal grafico di fig. 6 si ottiene:

$$S = 65 \text{ cm}^2$$

(Laboratorio Applicazioni Mistral)

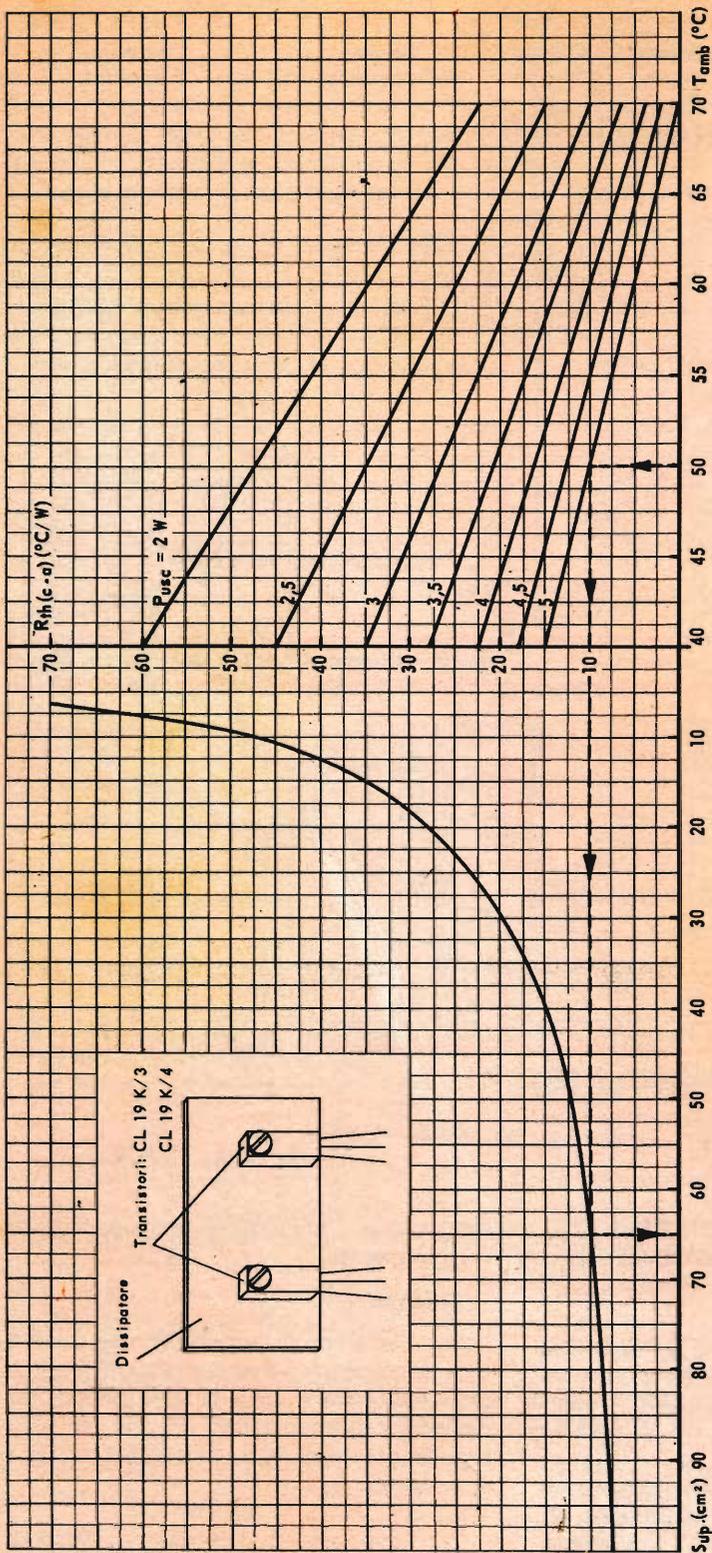


Fig. 6 - Grafico per la determinazione della superficie del dissipatore su cui vengono montati i due transistori finali.

l'elettronica

ILLUSTRATA



Tutt'intorno alla terra, le onde elettromagnetiche prodotte dalle stazioni trasmettenti, formano un intreccio che, se si potesse vedere sarebbe veramente degno di attenzione: si vedrebbero le onde lunghe, le medie, le corte, le cortissime, con tutte le modulazioni possibili.



Gli « elementi della sintonia » che si trovano nel nostro ricevitore riescono a scegliere tra tutte le trasmettenti che esistono in tutto il mondo, proprio quella che noi desideriamo. Come ciò sia possibile lo vedremo in seguito.



Tutti conosciamo qualche « fenomeno di risonanza ». Ed è appunto sul fenomeno di risonanza che è basata la possibilità di scegliere tra tante la stazione desiderata. Prendiamo un esempio qualunque: esiste una nota di un pianoforte che battuta fa vibrare un quadretto posto sopra il pianoforte stesso. E tra tutte solo una nota riesce a far produrre questo fenomeno. Questo è appunto un semplice fenomeno di risonanza.





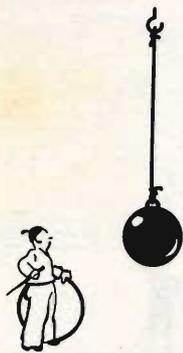
TRASMETTITORE RICEVITORE
accordati sulla stessa nota

Se due violoncelli si trovano uno di fronte all'altro, e se si « pizzica » una nota di uno si vedrà oscillare anche la corda dell'altro corrispondente alla nota della prima corda. La condizione essenziale perchè questo fenomeno si verifichi è che la seconda corda sia accordata sulla stessa nota della prima.

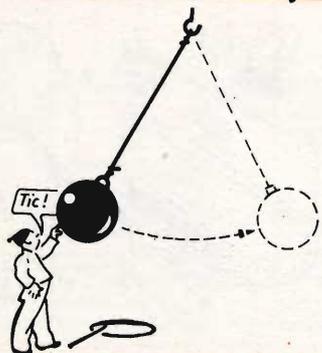


TRASMETTITORE RICEVITORE
non accordato

Il secondo strumento resterà muto se nessuna delle sue corde sarà accordata sulla nota della corda pizzicata dal primo violoncello.



Un altro esempio servirà a chiarire meglio il concetto di risonanza. Una palla di ferro è sospesa ad un filo di acciaio. Il giovane la vuole fare oscillare.



Comincerà a smuoverla lentamente e con piccoli colpetti, dati con opportuna cadenza riuscirà a farle fare delle considerevoli oscillazioni.

Una volta iniziata un'oscillazione di una certa ampiezza sarà facile mantenerla, dando un colpetto alla sfera subito dopo che essa inverte l'oscillazione. Si può ancora contare i tempi (per esempio, un'oscillazione al secondo).



Se la sfera è ferma e si vuole di nuovo metterla in movimento, dando dei colpetti alla distanza di $\frac{1}{2}$ secondo non si riuscirà nell'intento: la frequenza degli urti deve adattarsi alla frequenza di oscillazione del sistema.



Appendendo la sfera con una corda più corta, e dando ad essa urti alla distanza di 1 secondo, non si riuscirà ancora a farla entrare in oscillazione. Si dovrebbe in questo caso aumentare la frequenza degli impulsi.



Se al contrario, la corda del pendolo viene allungata, l'intervallo tra un urto e l'altro dovrebbe essere più lungo: la frequenza degli impulsi, deve essere in ogni caso, uguale alla frequenza del sistema.

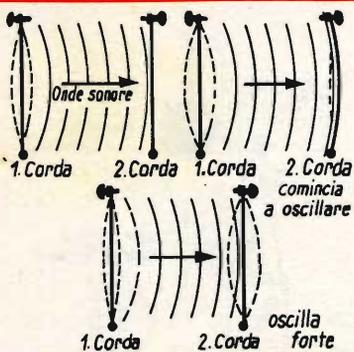




Se la frequenza degli urti è uguale alla frequenza di oscillazione del sistema, si potrebbe mettere in oscillazione il pendolo, anche mediante dei semplici soffi di aria, ma dati ad intervalli appropriati.



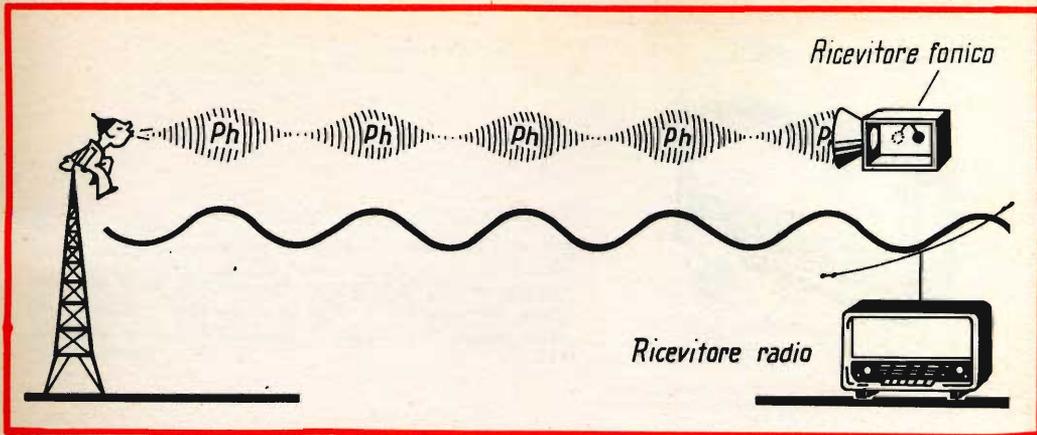
Sempre mantenendo la frequenza dei soffi uguale a quella di oscillazione del sistema si possono realizzare i due stadi di oscillazione qui indicati.



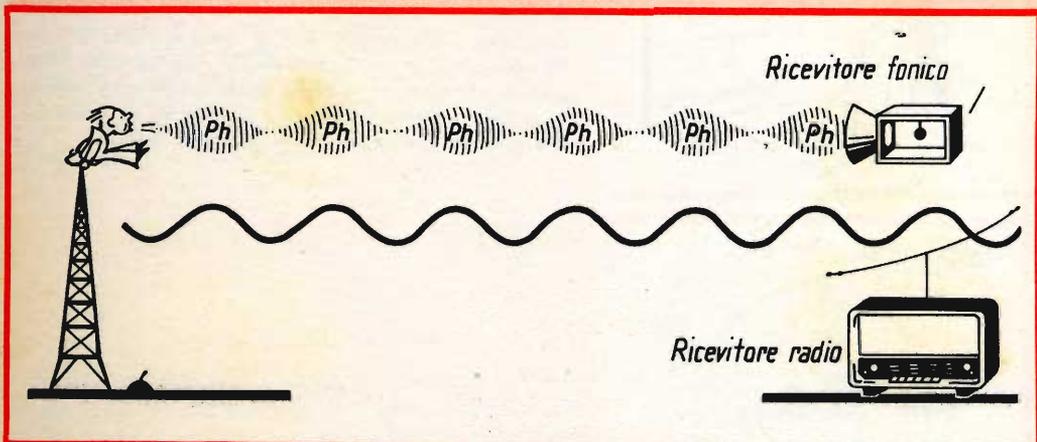
Con le corde del violoncello si verifica lo stesso fenomeno. Si dia un pizzicotto alla prima corda, le onde sonore si propagano per l'aria e vanno ad urtare la corda del secondo violoncello; questa comincerà a mettersi via via sempre più in oscillazione finchè anch'essa, pur non essendo toccata emetterà un suono. E' il fenomeno della risonanza. Se fosse stata più o meno tesa rispetto alla prima non si sarebbe mossa sotto l'urto delle onde dell'aria: Mancanza di risonanza.



I trasmettitori irradiano onde; naturalmente onde elettromagnetiche. A seconda della loro frequenza esse sono più o meno lunghe (si misurano in metri).

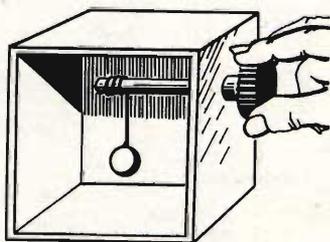


Queste onde elettromagnetiche pervengono molto deboli all'ingresso del ricevitore; pur tuttavia sono in grado di mettere in oscillazione un dispositivo risonatore di cui è munito il ricevitore. Questo dispositivo si comporta come la corda del secondo violoncello quando era colpita dalle onde dell'aria. Ecco un esempio di trasmissione di onde sonore e di onde elettromagnetiche. Il fenomeno fisico di risonanza su cui è basata la ricezione è identica, cambia solo la natura dell'onda.



Nella figura precedente era il pendolino che si metteva a oscillare sotto l'influsso degli ipotetici soffi ritmici di aria. A questo secondo caso, essendo cambiato il ritmo dei soffi (cambiata la frequenza) esso non si muove più. E non si muove sia che il ritmo sia aumentato rispetto a quello di prima sia che sia diminuito di frequenza.

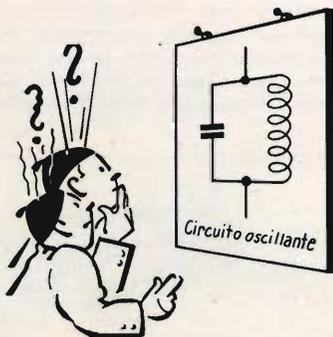
Se volessimo far oscillare il pendolino a qualsiasi frequenza del soffio, dovremmo munire il dispositivo di un regolatore della lunghezza della cordicella a cui è appeso il pendolino.



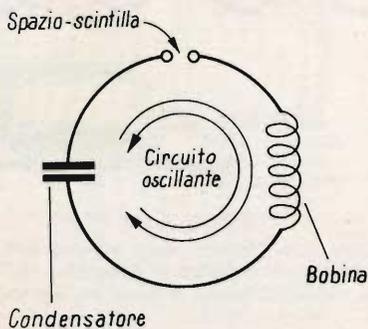


Sintonizzare

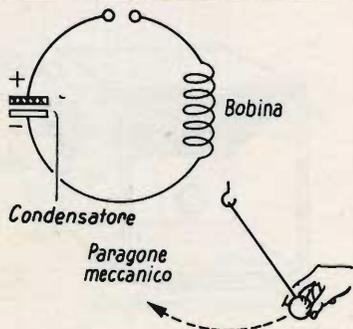
Quando giriamo la manopola della sintonia di un radiorecettore, facciamo più o meno la stessa cosa, nel senso che «accordiamo» il ricevitore su qualsiasi frequenza trasmessa.



In precedenza abbiamo parlato di un dispositivo elettrico risonatore. Naturalmente esso è completamente diverso dal pendolino. Le oscillazioni che in esso generano sono invisibili come sono invisibili le onde che ad esso pervengono. Tale risonatore elettrico è formato da un condensatore e da una bobina inserita in un circuito elettrico.

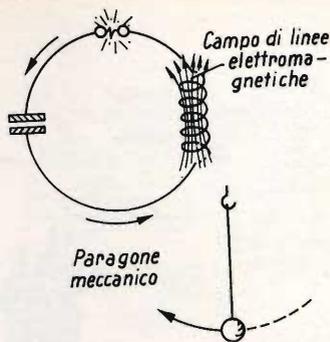


Ecco un circuito che ci aiuterà a comprendere il fenomeno di risonanza elettrico. Quanto abbiamo imparato circa il condensatore e l'induttanza ci aiuterà a comprendere il fenomeno.

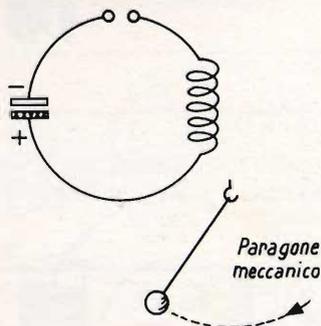


Supponiamo che il condensatore venga caricato in qualche modo. Una armatura avrà la polarità positiva e l'altra, la polarità negativa. Le condizioni in cui si trova ora questo circuito elettrico sono quelle di un pendolo sospeso, pronto a oscillare.

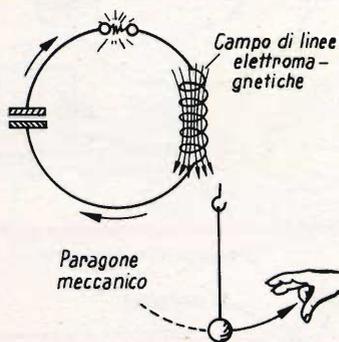
Se avviciniamo le due sferette, scoccherà una scintilla, il condensatore si scaricherà producendo una crescente corrente elettrica che scorrendo nella bobina produrrà un campo elettromagnetico. Nel paragone meccanico, il pendolo lasciato cadere passerà a grande velocità per la parte più bassa (massima velocità).



A causa della forza cinetica immagazzinata il pendolo passerà oltre il punto morto e si dirigerà verso la posizione opposta a quella di partenza. Nel nostro circuito, la forza « cinetica » della bobina farà scorrere una corrente in senso contrario, il condensatore si caricherà di nuovo ma con polarità opposta a quella di prima.

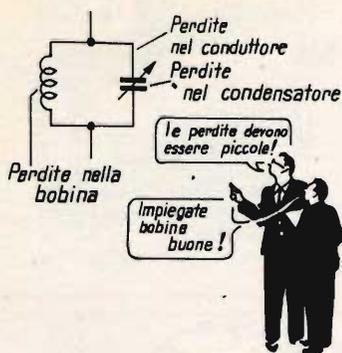


Il fenomeno si ripeterà come prima, e continuerà con energia sempre più decrescente a causa delle inevitabili perdite nel circuito. Il paragone meccanico ci dice che anche il pendolo continuerà ad oscillare, ma sempre più debolmente a causa dell'attrito che incontra spostandosi nell'aria. Si avranno cioè oscillazioni smorzate.

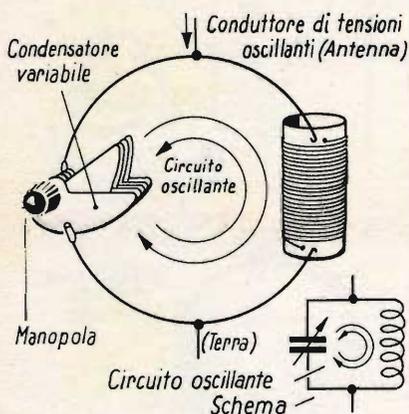


Ecco una rappresentazione delle perdite cui soggiace un pendolo meccanico: perdite dovute alla forza di gravità, perdite dovute all'attrito nell'aria, perdite dovute all'attrito del punto di attacco della corda ecc.

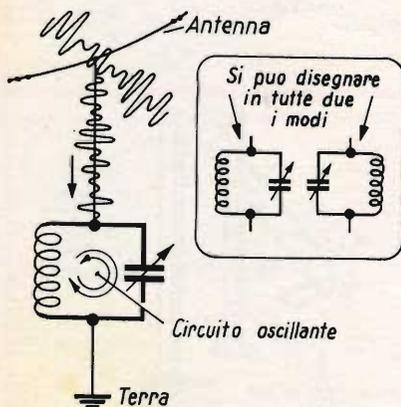




Nei circuiti elettrici le perdite sono dovute alla resistenza dei conduttori, che ostacola l'andirivieni della corrente. Il radiotecnico sa che queste perdite « smorzano » il circuito oscillante, facendone diminuire l'ampiezza delle oscillazioni. Un circuito oscillante è tanto più buono quanto più ridotte sono le sue perdite. Un circuito oscillante con perdite è molto « smorzato ». Una diminuzione dello smorzamento si ottiene impiegando speciali circuiti di reazione come vedremo in seguito.

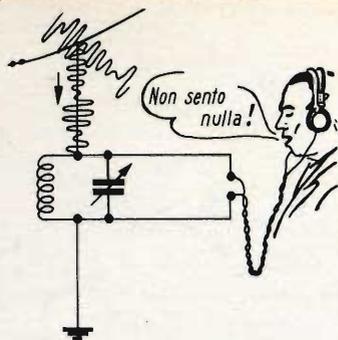


Con riferimento al precedente esempio di oscillazione meccanica, è facile intuire che dando al pendolo delle spinte al tempo giusto, si riesce a mantenerlo in oscillazione. In un circuito elettrico, la persistenza delle oscillazioni elettriche è mantenuta se si riesce a caricare ritmicamente il condensatore. E' necessario poichè avvenga ciò che il condensatore abbia una capacità non troppo piccola e non troppo grande, e cioè sia « accordato » sugli impulsi che si desidera ricevere. Ecco perchè in un circuito oscillante il condensatore è variabile.



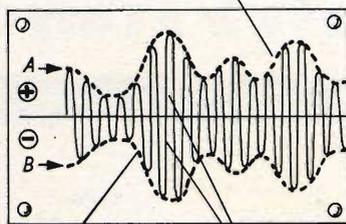
Ma dove li prendiamo questi impulsi per caricare ritmicamente il condensatore? Semplice: dalle onde elettromagnetiche emesse dalle stazioni radio. Vengono « acciuffate » dall'antenna e portate sotto forma di impulsi nel circuito oscillante. Se quest'ultimo è accordato sulla frequenza degli impulsi presenti in antenna e ciò noi possiamo sempre farlo mediante il condensatore variabile, in esso si produrranno delle oscillazioni elettriche che saranno mantenute in seguito dal sopraggiungere ritmico di questi impulsi. Se si verifica quindi la « condizione di risonanza », basteranno anche impulsi molto deboli per mantenere le oscillazioni. Abbiamo quindi fatto conoscenza con un componente estremamente importante in un radiorecettore: cioè il circuito oscillante.

Ma le onde elettromagnetiche sono modulate da onde sonore; esse cioè portano informazioni acustiche. Se noi quindi volessimo conoscere il contenuto di queste informazioni, e se per far ciò collegassimo una cuffia al nostro circuito oscillante noi non sentiremmo nulla!



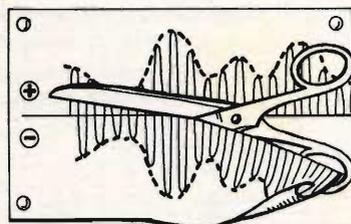
L'onda elettromagnetica ondulata appare così come indicato in questa figura: L'onda sonora è quella tratteggiata sia nella porzione positiva (A) che in quella negativa (B) dell'onda portante. Trovandosi quindi in queste due condizioni elettriche di segno opposto, essa nella cuffia si cancellerà.

Modulazione (con frequenza audio)



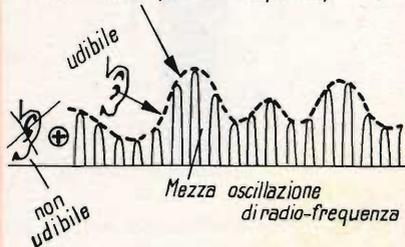
Modulazione Segnale di radio frequenza

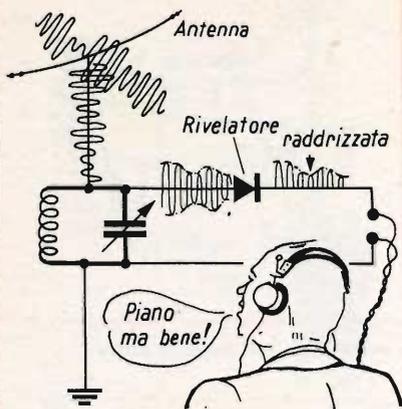
Bisognerà quindi « togliere » una porzione per es. quella negativa. Ciò si ottiene « raddrizzando » l'onda portante. Il raddrizzamento (rivelazione) di un'onda portante verrà trattato ampiamente in seguito.



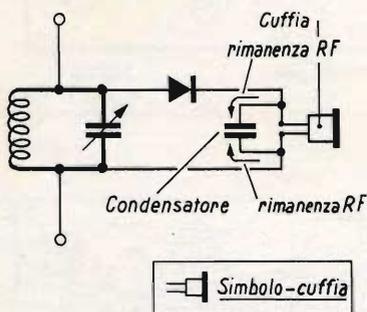
Se l'onda elettromagnetica viene raddrizzata essa appare come indicato in questa figura, nella quale appaiono solo le semionde positive. La cuffia percorsa da questi impulsi unidirezionali può ora « rivelarci » l'informazione impressa sulla portante. Naturalmente non sentiremo la cadenza degli impulsi della portante perchè durano tanto poco che la membrana della cuffia non può assolutamente « star loro dietro », e poi anche se trovassimo un dispositivo acustico che potesse rivelarli non li sentirebbe il nostro orecchio, che è sensibile a suoni con frequenza fino a 16.000 Hz, mentre le frequenze della portante sono in genere molti milioni di Hz. La membrana potrà quindi rivelare solo l'informazione impressa sulla portante; che è poi quello che noi desideriamo.

Onda radio (bassa frequenza)





Nei primi radioricevitori la rivelazione veniva fatta con un cristallo sul quale appoggiava un leggero contatto. Potevano passare solo le semionde positive!



In parallelo alla cuffia veniva inserito un condensatore il quale « si mangiava » le frequenze elevate e lasciava andare quelle basse.



In luogo del cristallo (galena) vennero impiegate in un secondo tempo le valvole elettroniche. Attualmente si è ritornati al cristallo nel quale però non esiste più il « baffo di gatto » ma la giunzione che è fissa ed ha un maggiore rendimento rispetto ai vecchi cristalli di galena o di carborundum.



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di Ivo Andreini

UN VOLTMETRO ELETTRONICO DI SEMPLICE COSTRUZIONE

Il voltmetro elettronico qui descritto presenta il vantaggio di valersi di un microamperometro da 100 μA , quindi sensibilità non eccessiva e per conseguenza assai robusto e di prezzo accessibile.

Il divisore di tensione $R_1 \dots R_6$ è costituito da resistenze il cui valore determina la sensibilità delle scale di lettura. Con i valori dello schema (fig. 1) si hanno le seguenti portate di sensibilità a fondo scala: 1,5-7,5-15-150-750 V.

Il circuito di alimentazione non figura nello schema, ma esso è in tutto simile a quello di un piccolo radoricevitore, capace di fornire 225 V di tensione anodica e 5 V per il filamento della valvola 6N7. Il filamento di questa valvola è stato volutamente sottoalimentato allo scopo di diminuire la corrente di griglia.

Il potenziometro R_7 è destinato a regolare la massima deviazione dell'indice dello strumento su 1,5 V di fondo scala, servendosi di una pila da 1,5 V. La regolazione dello zero è ottenuta a mezzo di R_8 . Un commutatore serve ad invertire la

polarità, nel caso che si debbano misurare tensioni negative, poichè invertirebbe semplicemente i puntali, si avvertirebbe del ronzio capace di alterare la lettura delle

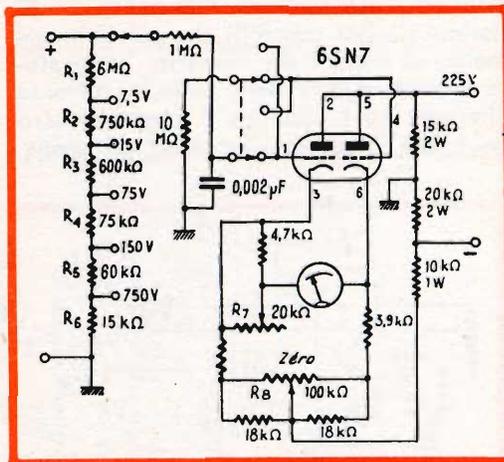


Fig. 1 - Schema elettrico del voltmetro elettronico

tensioni, la cui precisione deve dipendere essenzialmente dall'esattezza dei valori delle resistenze che fanno parte del partitore di ingresso.

ONDAMETRO AD ASSORBIMENTO

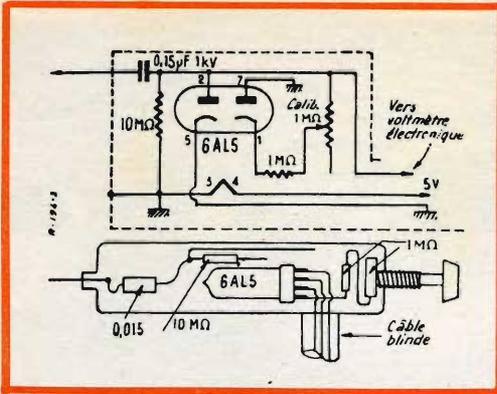


Fig. 2 - Il probe: schema e particolare costruttivo

Per conservare all'apparecchio la sua semplicità costruttiva e renderne possibile la realizzazione anche ai meno esperti, non è stata presa in considerazione l'estensione delle misure alle correnti ed alle resistenze. E' però possibile effettuare misure di corrente alternata, valendosi del **probe** rivelatore di fig. 2.

Tutti gli elementi del **probe** devono essere contenuti entro un tubo schermato, mentre il collegamento con il voltmetro viene effettuato con un cavo schermato a tre conduttori. Le misure di tensioni alternate non sono così precise come quelle in corrente continua, tuttavia sono utilissime sia per controlli che per l'allineamento di apparecchi riceventi. La taratura approssimativa delle scale in corrente alternata ha luogo con il potenziometro da 1 MΩ, montato all'interno del **probe**.

Il circuito di questo ondometro si vale di tre transistori, di un diodo a cristallo e di un diodo tunnel. L'ondometro copre, grazie a sei bobine intercambiabili, tutta la gamma da 3 a 260 MHz (fig. 3).

Il funzionamento ha luogo nel modo seguente: il diodo tunnel, in combinazione con la bobina, forma il circuito dell'oscillatore, la cui variazione di frequenza è ottenuta con i condensatori variabili C2A e C2B. La rivelazione è affidata al diodo D2 e il segnale rivelato viene amplificato dai tre stadi a transistori collegati come amplificatori di corrente continua. Nel circuito del collettore del transistor Q3 è inserito un milliamperometro della sensibilità di 1 mA a fondo scala.

L'alimentazione è data da una pila a secco da 1,5 V, capace di erogare 5 mA di corrente. Il potenziometro R4 funge da controllo manuale della sensibilità.

L'impiego dello strumento è molto facile: piazzata la bobina corrispondente alla gamma di frequenza sulla quale si intende eseguire la misura, si noterà una deviazione del milliamperometro. Tale deviazione si controlla mediante il potenziometro R4, quindi si avvicina lo strumento al circuito di cui si vuole conoscere la frequenza e si manovra il condensatore variabile C2 finchè non si noterà un deciso ritorno a zero dell'indice del milliamperometro. Lo strumento funziona anche come oscillatore.

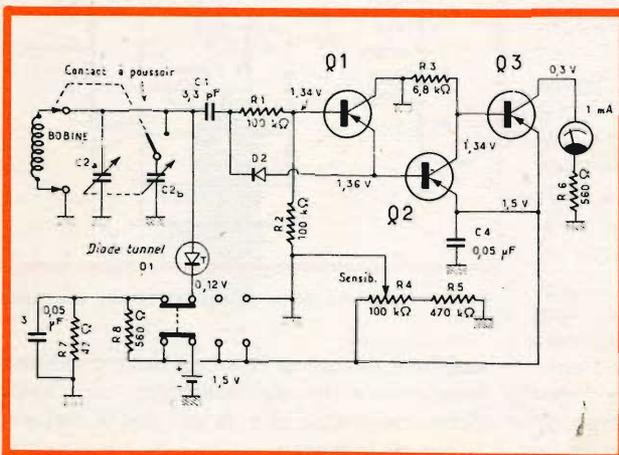


Fig. 3 - Schema elettrico dell'ondometro ad assorbimento

UN ADATTATORE TELEFONICO

Si rende spesso necessario far partecipare una terza persona di una conversazione telefonica. Volendo evitare che un auricolare d'ascolto resti collegato permanentemente al normale apparecchio telefonico, si può ricorrere ad un piccolo amplificatore, assolutamente indipendente dalla linea e tuttavia in grado di captare la conversazione, utilizzando il flusso magnetico di fuga delle induttanze dell'apparecchio telefonico.

Lo schema riprodotto in fig. 4 suggerisce come captatore una bobina da 180 mH avvolta su di un nucleo di ferro a forma di U. La tensione indotta nella bobina viene amplificata da due stadi amplificatori a transistori, il cui guadagno assicura un livello d'uscita pari a quello di un normale ricevitore telefonico. L'alimentazione è fornita da una pila al cadmio-nickel da 1,3 V, con la quale il funzionamento è assicurato per la durata di tre ore continuative.

L'amplificatore, equipaggiato con transistori subminiatura, può essere ridotto alle dimensioni di una scatola di cerini ed essere fissato sul corpo stesso dell'apparecchio telefonico con una ventosa o con gomma adesiva.

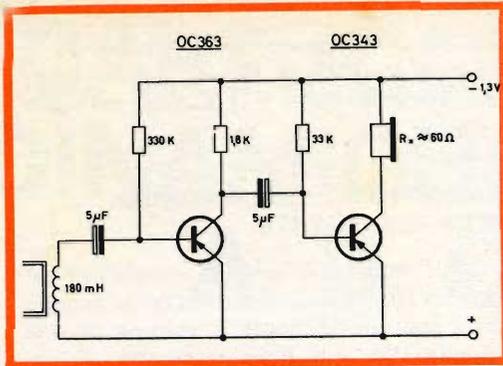


Fig. 4 - Schema elettrico dell'adattatore telefonico

AMPLIFICATORE A TRANSISTOR DA TRE WATT

L'amplificatore impiega 5 transistori e funziona in classe B, con stadio pilota ad inversione di fase (fig. 5). Dei transistori, Q1 è il preamplificatore a basso livello di guadagno in classe A e, insieme a Q3 funge da invertitore di fase. I transistori Q2 e Q3 sono direttamente accoppiati ai transistori di potenza Q4 e Q5.

L'altoparlante è collegato da un lato sul collettore di Q5 e dall'altro, attraverso un condensatore da 1.000 µF/12 V, all'emettitore di Q4. L'aggiunta di un piccolo preamplificatore a due o tre stadi consente di realizzare un assieme di bassa frequen-

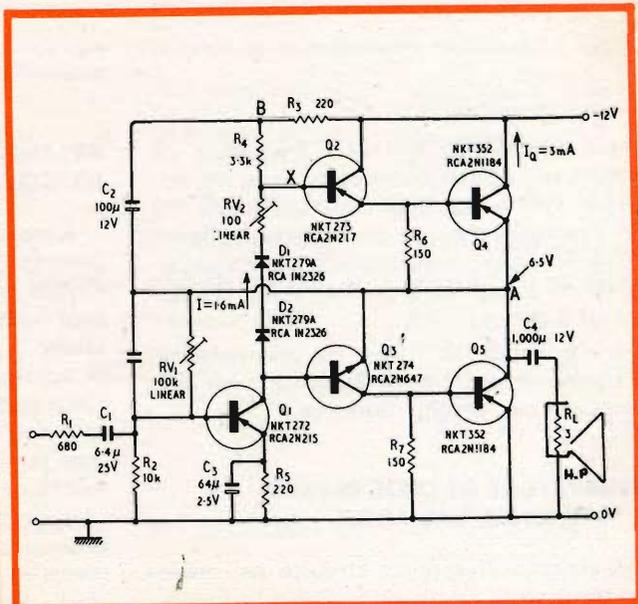


Fig. 5 - Amplificatore a transistori da 3 W

za con ottimi requisiti di responso. Per la totale alimentazione sono richiesti 12 V, che possono essere forniti da due normali batterie da 6 V ciascuna collegate in serie.

TRASMETTITORE SUBMINIATURA AD UN TRANSISTORE

Con l'impiego di un solo transistor del tipo CK16, questo trasmettitore occupa con i suoi componenti il volume di una ghianda (fig. 6). Esso trasmette un se-

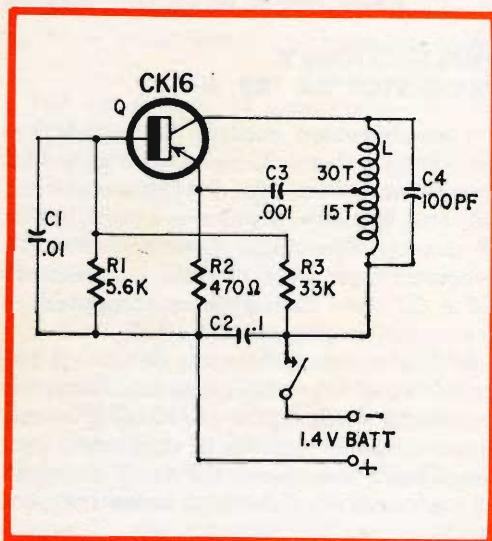


Fig. 6 - Trasmettitore subminiatura ad un transistor

gnale non modulato della frequenza di 3 MHz ed impiega come oscillatore il transistor CK16. La bobina è costituita da un avvolgimento con presa intermedia di 30 + 15 spire, avvolte nello stesso senso su di un supporto di bakelite del diametro di 8 mm.

L'alimentazione è data da una batteria a mercurio del tipo impiegato negli apparecchi per protesi auditiva.

GENERATORE DI ONDE QUADRE A FREQUENZA VARIABILE

L'articolo illustra un circuito nel quale un transistor ad ungiunzione, funzionan-

te come oscillatore a rilassamento e adatto a sganciare un basculatore monostabile ritardato, può costituire un semplice generatore d'impulsi aventi forma rettangolare (onda quadra).

Il controllo della frequenza è stato realizzato facendo variare la resistenza di carico dell'oscillatore. La fig. 7 mostra lo schema di principio che, logicamente, può essere realizzato in pratica soltanto con la scelta sperimentale dei valori da assegnare ai componenti e con la possibilità di eventuali modifiche circuitali.

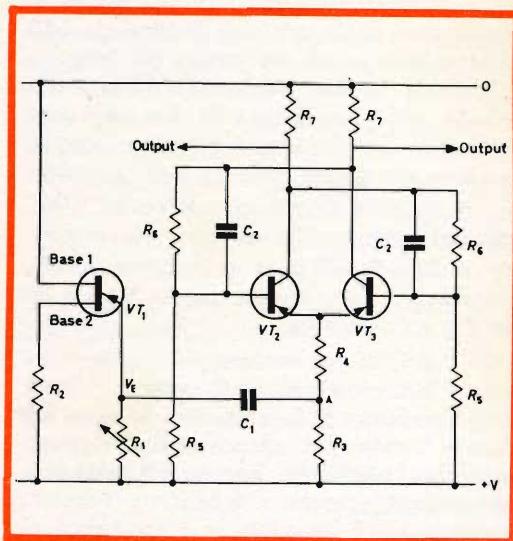


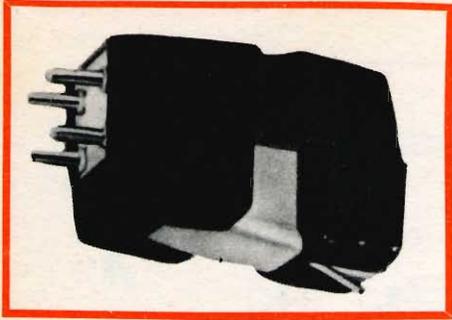
Fig. 7 - Generatore di onde quadre a frequenza variabile

PREAMPLIFICATORE MISCELATORE A TRANSISTORI

Rappresentato dallo schema di fig. 8 il preamplificatore - miscelatore dispone di cinque entrate, di cui quattro per microfoni o radio ed una per pick-up. Il primo stadio è a collettore comune allo scopo di adattare l'impedenza d'entrata a quella dello stadio successivo. La tensione d'uscita è dell'ordine di 1 V ed il preamplificatore può essere accoppiato ad un amplificatore di potenza.

Il circuito è della massima semplicità, conseguita anche per l'adozione del collegamento ad accoppiamento diretto fra gli stadi. Per certe applicazioni può essere

CARTUCCE DINAMICHE A. D. C.

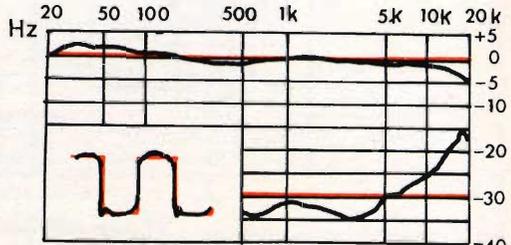


Il modello più raffinato è equipaggiato con punta in diamante a sezione ellittica (o biradiale). Questo tipo di puntina permette di seguire, con la massima fedeltà, il solco tracciato sul disco ed evita la distorsione dovuta alla punta conica tradizionale.

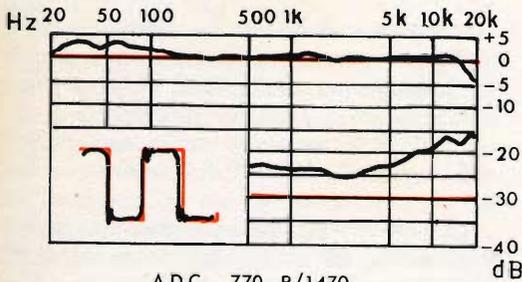
L'angolo di incidenza verticale è di 15°.

Le puntine sono intercambiabili.

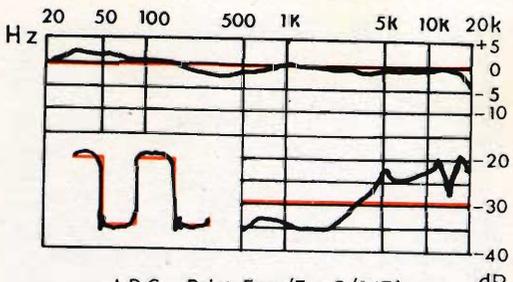
Le curve mostrano la risposta di frequenza (curva superiore); la separazione tra i canali (curva inferiore) e la risposta all'onda quadra di 1.000 Hz.



A.D.C. Point Four - R/1471



A.D.C. 770 - R/1470



A.D.C. Point Four/E - R/1472

Modello	A.D.C. 770	A.D.C. Point Four	A.D.C. Point Four/E
Risposta	10 ÷ 20.000 Hz (± 3 dB)	10 ÷ 20.000 Hz (± 2 dB)	10 ÷ 20.000 Hz (± 2 dB)
Tipo	magnete indotto	magnete indotto	magnete indotto
Sensibilità	8 mV a 5,5 cm/sec	5 mV a 5,5 cm/sec	5 mV a 5,5 cm/sec
Separazione canali	30 dB da 50 a 8000 Hz	30 dB da 50 a 8000 Hz	30 dB da 50 a 8000 Hz
Raggio puntina	0,7 mil. = 18 μ	0,4 mil = 10 μ	Ellittica 0,2 mil = 5 μ 0,8 mil = 20 μ
Angolo incidenza	15°	15°	15°
Pressione	2 ÷ 6 g	0,75 ÷ 1,5 g	0,75 ÷ 1,5 g
Distorsione d'intermodulazione	< 1 %	< 1 %	< 1 %
Cedevolezza	15 · 10 ⁻⁶ cm/dyna	30 · 10 ⁻⁶ cm/dyna	30 · 10 ⁻⁶ cm/dyna
N. G.B.C.	R/1470	R/1471	R/1472

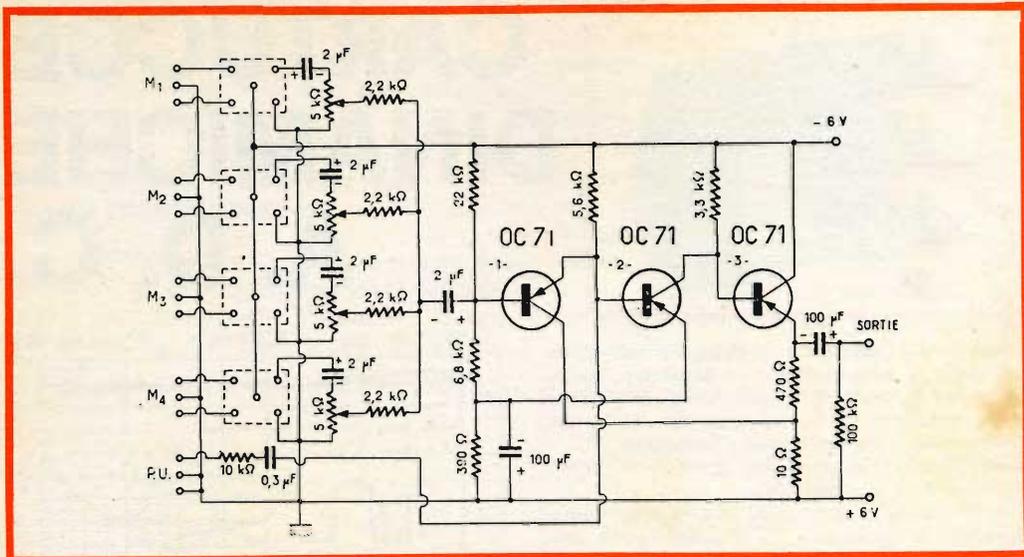


Fig. 8 - Schema elettrico generale del preamplificatore-miscelatore

necessario uno stadio supplementare di amplificazione, quale è riportato in fig. 9, anch'esso funzionante con un transistor OC71. Esso ha un'impedenza d'entrata di 650 Ω e un'impedenza d'uscita di 1.300 Ω.

Le caratteristiche principali sono: Impedenza d'entrata pick-up = 10 kΩ; Impedenza d'entrata microfoni = 2,3 kΩ; Impedenza d'uscita = 83 Ω; Amplificazione di tensione pick-up = 7,6 dB; Amplificazione di tensione microfono = 26 dB; Sensibilità 500 mV su entrata pick-up per una tensione d'uscita di 1,2 V; 54 mV su entrata microfoni per una tensione d'uscita di 1,2 V.

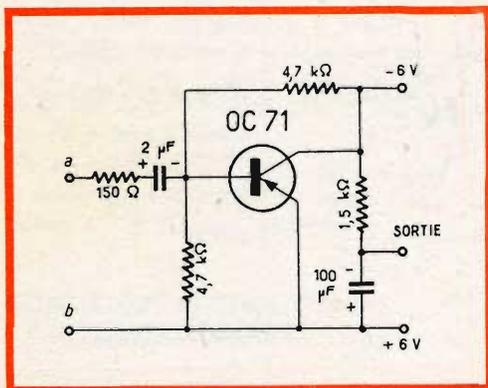


Fig. 9 - Preamplificatore supplementare

L'aggiunta dello stadio supplementare di fig. 9 aumenta la sensibilità a 2 mV in entrata per microfoni, sempre per un'uscita di 1,2 V. La distorsione è di circa l'1,5 % senza lo stadio aggiuntivo; con quest'ultimo la distorsione è del 2,5 %.

La risposta del solo preamplificatore è lineare fra 30 Hz e 15 kHz a meno di 1 dB.

ALIMENTAZIONE DALLA RETE DI RADIORICEVITORI A TRANSISTORI

Quattro raddrizzatori al silicio sono collegati a ponte (fig. 10); su una delle diagonali del ponte pervengono i due capi di un secondario 12 V, 2 A di un trasformatore riduttore di tensione. Sull'altra diagonale sono derivati rispettivamente il negativo e il positivo, mentre su quest'ultimo è inserito un potenziometro da 30 Ω, 4 W, da regolarsi in modo che all'uscita del filtro, formato da due condensatori elettrolitici da 1.000 μF, 15 V, si abbia una tensione di 9 V. Seguono 6 resistenze da 5 Ω, 1 W ciascuna, collegate in serie a formare un unico partitore, da cui possono essere prelevate le tensioni decrescenti di 1,5 V per ogni morsetto, fra 9 e 1,5 V.

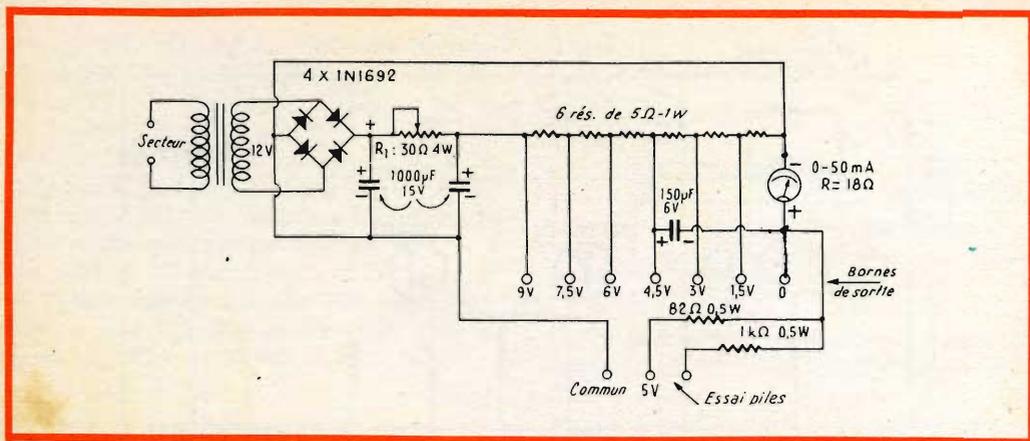


Fig. 10 - Alimentatore per ricevitori a transistori e prova dello stato di carica delle pile

Il partitore è attraversato da una corrente di 300 mA, maggiore di quella normalmente assorbita dai radioricevitori a transistori. Per tale ragione, una volta stabilita in 9 V la tensione all'inizio del partitore, mediante il potenziometro da 30 Ω , tutte le altre tensioni restano pressochè costanti anche in presenza del carico.

In serie con il morsetto O, corrispondente al negativo dell'alimentatore, è stato collegato un milliamperometro da 50 mA. Esso deve essere a bassa resistenza interna, non superiore a 20 Ω , affinché non provochi una apprezzabile caduta di tensione.

COME USARE IL MISURATORE D'USCITA NEI RICEVITORI A TRANSISTORI

Tenuto conto della differenza d'impedenza fra l'uscita di un ricevitore a transistori e l'entrata di un misuratore d'uscita di buona qualità, è difficile ottenere una deviazione apprezzabile dell'indice dello strumento, tale da permettere l'allineamento dei circuiti accordati.

Intercalando fra la bobina mobile dell'altoparlante e l'entrata dello strumento (fig. 11) un trasformatore d'uscita del tipo usato fra un pentodo ad alta impedenza e l'altoparlante, per esempio, con primario di 7.000 Ω e con secondario da 4 Ω , si otterrà sul misuratore d'uscita una buona deviazione anche per segnali a bassa frequenza di volume limitato.

Basterà connettere il secondario 4 Ω in parallelo alla bobina mobile dell'altoparlante del ricevitore a transistori, e il primario a 7.000 Ω con i puntali del misuratore d'uscita.

MILLIVOLTMETRO A TRANSISTORI PER TENSIONI IN CORRENTE CONTINUA

Il millivoltmetro impiega quattro transistori al silicio ed è alimentato con due batterie di pile a secco, una da 9 V ed una da 1,5 V (fig. 12). Il consumo è di soli 0,7 mA. I due primi transistori devono essere scelti di caratteristiche quanto più possibile eguali. La loro corrente di

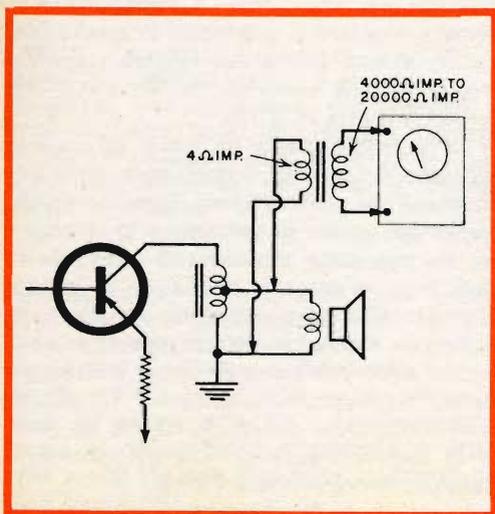


Fig. 11 - Come si applica il trasformatore elevatore

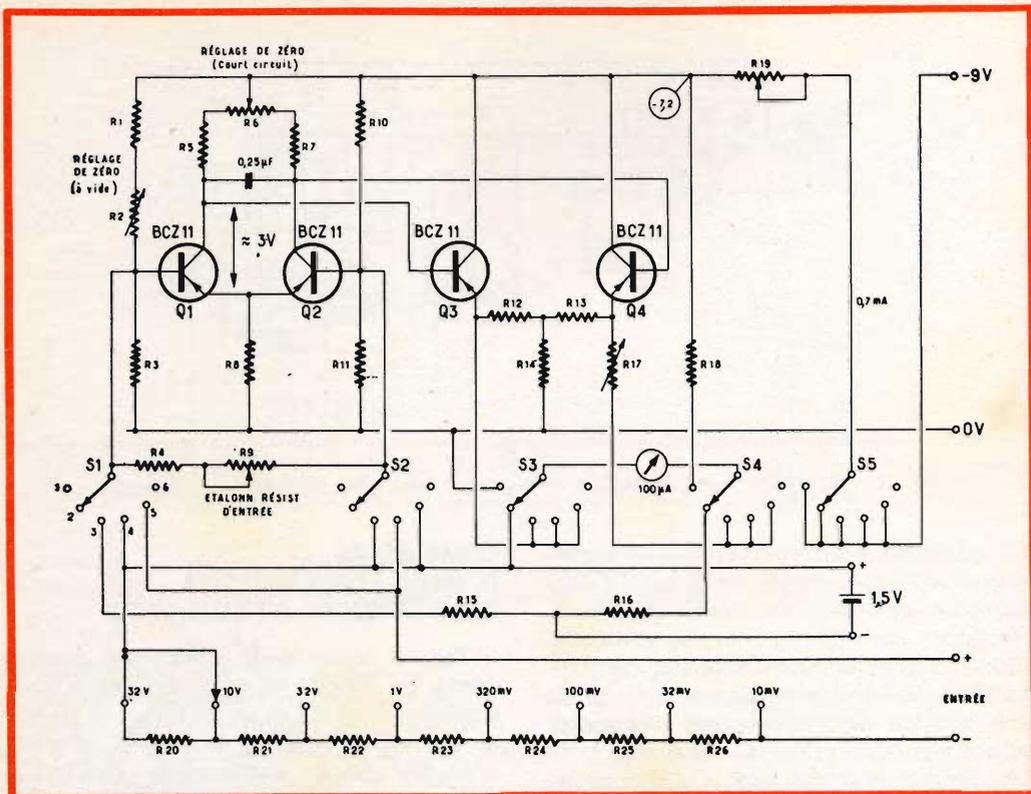


Fig. 12 - Millivoltmetro a transistori per tensioni in corrente continua

collettore è regolata su $50 \mu\text{A}$ e la regolazione dello zero, da effettuarsi con l'entrata in corto circuito, è ottenuta con il potenziometro R6.

La resistenza d'entrata è di $1 \text{ M}\Omega/\text{V}$. Le scale di lettura sono otto e la più sensibile corrisponde a 10 mV , mentre la più alta è di 32 V a fondo scala.

Dato che l'amplificazione di tensione dipende dalla corrente di riposo dei transistori, si è resa necessaria la regolazione della tensione di alimentazione. Sulla posizione 1 del commutatore S si regola la resistenza R19 in maniera da ottenere la deviazione totale dell'indice del microamperometro.

Dopo di aver effettuato la regolazione della tensione di alimentazione, si commuta il divisore delle tensioni d'entrata su 10 mV , quindi si procede alla regolazione dello zero, mantenendo l'entrata in corto circuito e variando R6 e successivamente R2 (S sulla posizione 4 oppure 5). Rego-

lando R6 per una successione di misure, non sarà più necessario rifare la taratura.

Il commutatore S1-S2-S3-S4-S5 è a cinque vie, sei posizioni. La resistenza R17 serve a regolare il guadagno in modo fine. La deviazione totale del microamperometro si ottiene inviando sull'entrata una tensione esatta di 10 mV .

La piccola batteria da $1,5 \text{ V}$ fornisce la tensione di taratura. Infatti essa, sulla posizione 3 del commutatore, fornisce un determinato valore di tensione allo strumento, mentre sulla posizione 3 si regola la resistenza d'entrata mediante il potenziometro R6. Sulla posizione 3 si deve ottenere la stessa deviazione che si era ottenuta sulla posizione 2. Come è stato già detto, si deve prima eseguire la regolazione dello zero operando su R2. Lo scarto di linearità sulle letture del microamperometro non supera l'1%.

I valori degli elementi impiegati nel millivoltmetro che non figurano sullo

schema sono i seguenti:

R1 = 250 k Ω ; R2 = 100 k Ω lineare;
R3 = 100 k Ω ; R4 = 10 k Ω ; R5 = 33 k Ω ;
R6 = 25 k Ω lineare; R7 = 33 k Ω ; R8 =
= 10 k Ω ; R9 = 50 k Ω ; R10 = 300 k Ω ;
R11 = 100 k Ω ; R12 = 3,3 k Ω ; R13 =
= 3,3 k Ω ; R14 = 4,7 k Ω ; R15 = 2,2 k Ω ;
R16 = 22 k Ω , ivi compresa la resistenza
interna del microamperometro; R17 = 5
k Ω ; R18 = 72 k Ω ; R19 = 5 k Ω ; R20 =
= 22M Ω ; R21 = 6,8 M Ω ; R22 = 2,2M Ω ;
R23 = 680 k Ω ; R24 = 220 k Ω ; R25 =
= 68 k Ω ; R26 = 22 k Ω .

ATTREZZO PER ESTRARRE IL FILO SCHERMATO DALLA CALZA

Questo semplice attrezzo, che ricorda un po' la siringa, non richiede molte spiegazioni per potersene servire. Basta intro-

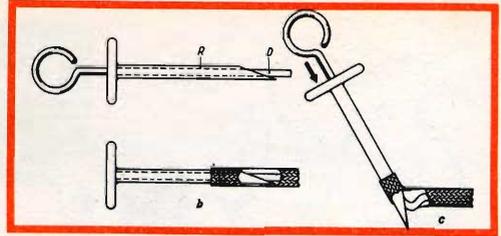


Fig. 13 - Modo d'impiego dell'attrezzo per estrarre il filo schermato dalla calza.

durare la parte cilindrica fra l'anima del cavetto schermato e la calza schermante, fino al punto dal quale si vuole fare uscire il filo; quindi si fa uscire di lato, attraverso la treccia della calza, il tubetto terminante a lancia e si preme il pistoncino che è libero di scorrere nel tubetto. La fig. 13 indica l'attrezzo e i due momenti dell'operazione.

Una novità per gli appassionati di Alta Fedeltà.

Disco stereofonico campione CBS-STR 100.

Comprende tutte le prove necessarie per verificare l'efficienza di un impianto HI-FI.

Lato A: Frequenze scivolote da 40 a 20.000 Hz - canale destro e sinistro.

Bande di frequenza con preannuncio a voce da 20.000 a 20 Hz - canale sinistro.

Frequenze scivolote da 200 a 10 Hz per prova di risonanza del braccio canale destro e sinistro.

Segnale di 1.000 Hz a livello di riferimento - canale destro e sinistro.

Lato B: Bande di frequenza con preannuncio a voce da 20.000 a 5.000 Hz per prova di efficienza della puntina - ripetute all'esterno e all'interno del disco.

Bande di frequenza con preannuncio a voce da 20.000 a 20 Hz - canale destro. Prova di cedevolezza orizzontale e verticale a 100 Hz con ampiezze crescenti da 10 a 50 micron.

N. G.B.C. R/1438





video
risate



TELE-WEST

« State tranquillo, Mister: con questo numero sulla schiena vi scambieranno sicuramente per un podista... ».



TELE-WEST

« Per Manità, se solo riuscissi a ricordarmi dove ho sepolto quella maledetta ascia di guerra!... ».



TELE-WEST

« Macchè Sioux sul sentiero di guerra!! Quella è la mia squaw che ha lasciato di nuovo bruciar l'arrosto!!... ».



TELE-WEST

« Egregio Toro Seduto, in risposta alla pregiata Vs. del 15 c.m.... ».

i lettori ci scrivono ...

LA CONSULENZA PORTATA A LIRE 2.000

Abbiamo ritardato il più possibile la risoluzione di aumentare la quota per la consulenza, sopportando a lungo i maggiori oneri, ma ci vediamo ormai costretti ad elevarla a L. 2.000. Possiamo tuttavia assicurare che questa cifra rappresenta solo un parziale rimborso del tempo occorrente nelle ricerche dei dati e nelle redazioni delle risposte.

Invitiamo per altro i nostri gentili lettori a limitare le domande ai quesiti di carattere generale, evitando di chiedere l'elaborazione di progetti o calcoli complessi: non dobbiamo e non possiamo sostituirci ai professionisti.

a cura di P. Soati

Sig. CAUCCI R. - Trieste

Valvole e portavalvole

Innanzitutto la preghiamo di voler ci sottoporre un solo quesito per volta e di allegare ad ogni richiesta l'importo prescritto. Ciò, come abbiamo già precisato sulla rivista, è indispensabile in relazione all'elevato numero di lettere che ci pervengono. Rispondiamo attualmente a due dei quesiti formulati.

Il tubo 3B29, raddrizzatore monoplacca, ha le seguenti caratteristiche: $V_f = 2,5$ V; $I_f = 4,75$ A; $I_a = 65$ mA. Per i tubi costruiti dalla G.E. il valore della tensione di punta è di 16 kV, la caduta di tensione 130 V. La placca fa capo al terminale esterno, il filamento, al quale è collegato anche il catodo, ai due piedini inferiori aventi diametro più elevato. Gli altri due, più piccoli, servono solo da guida.

Il tubo RK60 è un raddrizzatore biplacca. $V_f = 5$ V; $I_f = 3$ A; $V_a = 2120$ V; $I_a = 250$ mA. Le placche sono collegate ai due terminali esterni; il filamento e relativo catodo, come nel caso precedente.

I tubi 6L6, 6L6G, 6L6GA e 6L6GB

hanno caratteristiche identiche. Il tipo 6L6GC sopporta invece delle tensioni di lavoro superiori.

I provavalvole del tipo da lei desiderato in genere sono piuttosto costosi. Ottimo il provavalvole e transistori professionale « Deluxe » EICO modello 667, che riproduce le condizioni di funzionamento di qualsiasi tipo di valvole e transistori e adatto per valvole a 4, 5, 6, 7 piedini, loctal, octal, miniatura a 7 e 9 piedini, subminiatura a 5, 6, 7 piedini, 8 piedini a base circolare. Zoccoli per tubi trasmettenti e per tipi speciali, regolatori di tensione, raddrizzatori a catodo freddo, indicatori a raggi catodici, regolatori di corrente e per tutti i tipi di valvole per televisione bianco nero e colore. Le regolazioni delle tensioni di taratura sono effettuate tramite due reostati inseriti sulla linea di alimentazione.

Prontuario su rotolo svolgibile in modo continuo ed automatico dei collegamenti ai piedini. Connessioni ai piedini delle valvole effettuabili con 10 leve e 10 pulsanti. Il controllo del « FATTORE DI MERITO » è immediato tramite l'uso di un apposito commutatore. Strumento da 200 μ A 4½". Alimentazione a 115 V 50 Hz. Peso 9 kg.

Semplice voltmetro elettronico e misura campo a transistori

In figura 1 riportiamo lo schema richiesto di un semplice voltmetro elettronico a transistori nel quale si fa uso di un microamperometro con portata da 0 a 100 microampere. Dato che la deviazione totale dell'ago corrisponde ad una cc di 10 microampere la sensibilità del voltmetro è di 100.000 ohm/volt. In tale schema, tramite l'inserzione delle resistenze R1, R2, R3 e R4, sono state previste le portate di 1, 10, 100 e 1.000 volt ma nulla vieta che esse siano aumentate. La messa a punto non presenta difficoltà alcuna; infatti è sufficiente effettuare la messa a zero agendo sulle resistenze R9 e R10, mentre facendo uso di una tensione campione si porterà l'ago nella posizione di

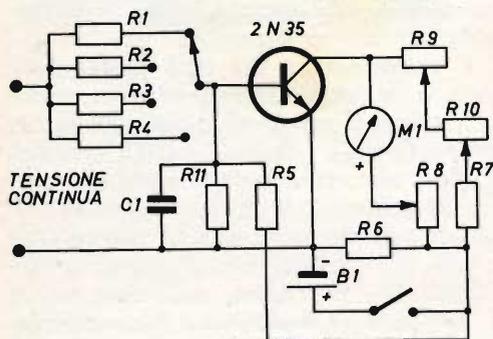


Fig. 1 - Schema elettrico del voltmetro elettronico a transistor.

massima deviazione agendo su R8.

Componenti: R1 = 100 megaohm; R2 = 10 megaohm; R3 = 1 megaohm; R4 = 100.000 ohm; R5 = 39.000 ohm; R6 = R7 = 1.500 ohm; R8 = 1.000 ohm potenziometro a filo; R9 = 10.000 ohm potenziometro a filo; R10 = 100 ohm potenziometro; R11 = 4.700 ohm; C1 = 2.000 pF; M1 = microamperometro scala 1-100 μ A, Tutte le resistenze devono essere da $\frac{1}{2}$ W. Il transistorre usato è del tipo 2N35 il quale è impiegato anche nella misura campo il

cui schema è visibile in figura 2; la cui sensibilità dell'ordine di 100-200 millivolts consente di usarlo nella messa a punto delle antenne per radioamatori. La messa a zero dello strumento viene effettuata tramite R1 e l'accordo mediante il condensatore C1.

Componenti: MI = milliamperometro 0-1 milliampere; D1 = diodo tipo EN34A; C1 = 50 pF variabile; C2 = =1.000-10.000 pF; R1 = 50.000 potenziometro a filo; R2 = R3 = 500 ohm $\frac{1}{2}$ W.

Bobina: 14 MHz = 11 spire aventi 22 millimetri di diametro, spaziate di un centimetro. Filo da 8/10. 21 MHz = = 8 spire avvolte come per i 14 MHz. 28 MHz = 5 spire aventi 25 millimetri di diametro, spaziate 15 millimetri. Filo da 8/10. 144 MHz = 3 spire aventi 5 millimetri di diametro, spaziate 5 millimetri con filo da 10/10.

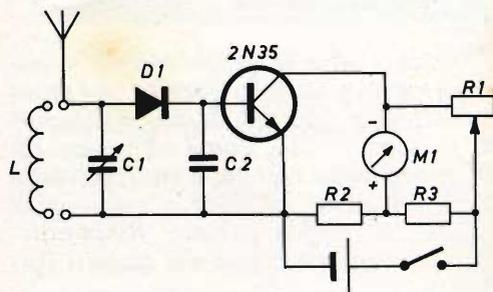


Fig. 2 - Schema elettrico del misura campo.

Innanzitutto la ringraziamo per averci fatto cortesemente rilevare due errori di stampa riguardanti la disposizione dei componenti sul circuito stampato del sintonizzatore per radiocomandi pubblicato nel fascicolo del febbraio 1966 a pag. 204.

Infatti, il condensatore « C 6 » e la resistenza « R 14 » sono ripetuti due volte: rettifichiamo pertanto avvisando che, dei due condensatori « C 6 »,

quello più a destra deve essere indicato con « C 16 », mentre la resistenza « R 14 » posta all'estrema destra va letta « R 15 ».

Inoltre, il condensatore « C 2 », che nello schema elettrico di pag. 202 è collegato in parallelo alla bobina L 3, possiede un capo collegato al « + » del circuito nella realizzazione pratica di pag. 204, anzichè essere collegato al « — », in parallelo a L 3, così come il condensatore C 5 è collegato al « + » del circuito stampato non è in parallelo all'induttanza L 2, come appare nello schema elettrico. Comprendiamo la confusione che da ciò può sorgere e ci scusiamo, ma facciamo notare che è assolutamente indifferente collegare il punto freddo dei due condensatori sopracitati al « + » o al « — » del circuito, in quanto questi due punti sono, per quanto riguarda le componenti alternative, ed in particolare la radiofrequenza, allo stesso potenziale, essendo cortocircuitati dal condensatore C 1, unitamente al condensatore C 15, come anche il condensatore C 16 cortocircuita a massa il punto freddo di C 5. Nella realizzazione del circuito stampato abbiamo preferito quella soluzione che, dal punto di vista teorico, facilitava la comprensione del funzionamento del circuito. Concludendo, consigliamo il lettore di procedere nella costruzione del sintonizzatore basandosi sulla descrizione della realizzazione pratica e sulla illustrazione del circuito stampato.

Sig. SANDRI F. - Torino

Invertitore per lampade fluorescenti

I transistori consigliati nell'articolo **INVERTITORI PER LAMPADE FLUORESCENTI** non possono essere sostituiti con quelli in suo possesso essendo le caratteristiche troppo diverse. Per contro i nuclei in ferrocube possono essere sostituiti con altri PHILIPS (il cui catalogo può richiedere direttamente alla PHILIPS P. IV Novembre MILANO) acquistandoli diret-

tamente presso la sede della GBC di Torino.

In figura 1 è mostrato un altro tipo di invertitore cc per due lampade fluorescenti da 40 W ciascuna costituito da due transistori funzionanti in opposizione che, per mezzo di un circuito oscillante, permettono la conversione della corrente continua in corrente alternata ad elevata frequenza, da una bobina di impedenza per la stabilizzazione della lampada e da un condensatore di rifasamento. Data l'elevata frequenza il flusso luminoso emesso è nettamente superiore a quello ottenibile con frequenza di 50 Hz mentre le perdite risultano alquanto ridotte.

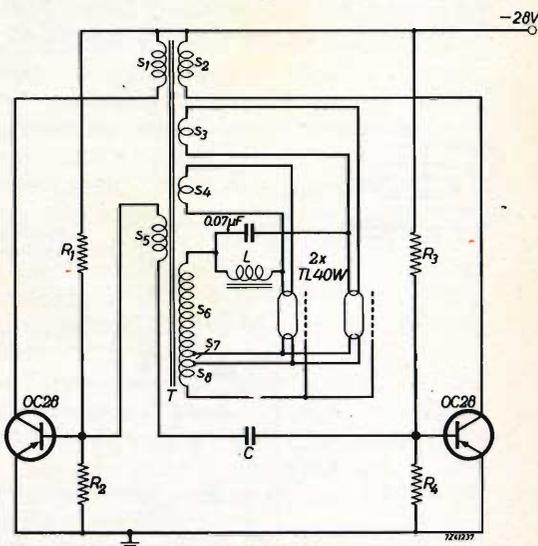


Fig. 1 - Schema elettrico dell'invertitore ecc.

Introducendo degli interruttori, opportunamente sistemati, si può regolare il circuito in modo tale da avere una sola (quella stabilizzata con la bobina) o entrambe le lampade accese.

Per riscaldare i filamenti della lampada è necessario inoltre usare avvolgimenti separati.

Valore dei componenti: R1 = 1.000 ohm; R2 = 27 ohm; R3 = 1.000 ohm; R4 = 27 ohm. C = 2 µF; S1 = 60 spire; S2 = 60 spire; S3 = 20 spire; S4 = 20 spire; S5 = 27 spire; S6 = ± 400 spire; S7 = 20 spire; S8 = 156 spire. L = 180 spire.

Cerca metalli a transistori

Apparecchi cerca metalli a transistori sono stati descritti nei numeri 11-12/1962, pagina 957 di SELEZIONE RADIO TV, e nel numero 5/1963 pagina 539 (su quest'ultimo vedere pure la nota pubblicata sul numero 9/1964 pagina 1252)

In figura 1 è riportato lo schema di un altro apparecchio simile il cui funzionamento è basato sul battimento di due oscillatori accordati su 2 MHz. La bobina L2 costituisce la sonda esploratrice. Il condensatore C6, come C7, è un condensatore regolabile. In parallelo ad esso si trova il conden-

satore C1 da 146 pF avente una tolleranza $\pm 2\%$. I due transistori Tr1 e Tr2 sono montati in parallelo e costituiscono l'oscillatore sonda, la cui frequenza è più elevata rispetto all'oscillatore di riferimento nel quale è usato un transistor Tr3. La differenza di frequenza fra i due oscillatori è di circa 1.000 Hz. Quando la sonda è avvicinata a del materiale metallico, si produce un aumento di capacità nel suo circuito il quale da luogo ad una diminuzione della frequenza di battimento che scende notevolmente sotto il valore normale dei 1.000 Hz. Il potenziometro P1 permette la regolazione del mixaggio dei segnali provenienti dai due oscillatori.

Gli auricolari dovranno essere del

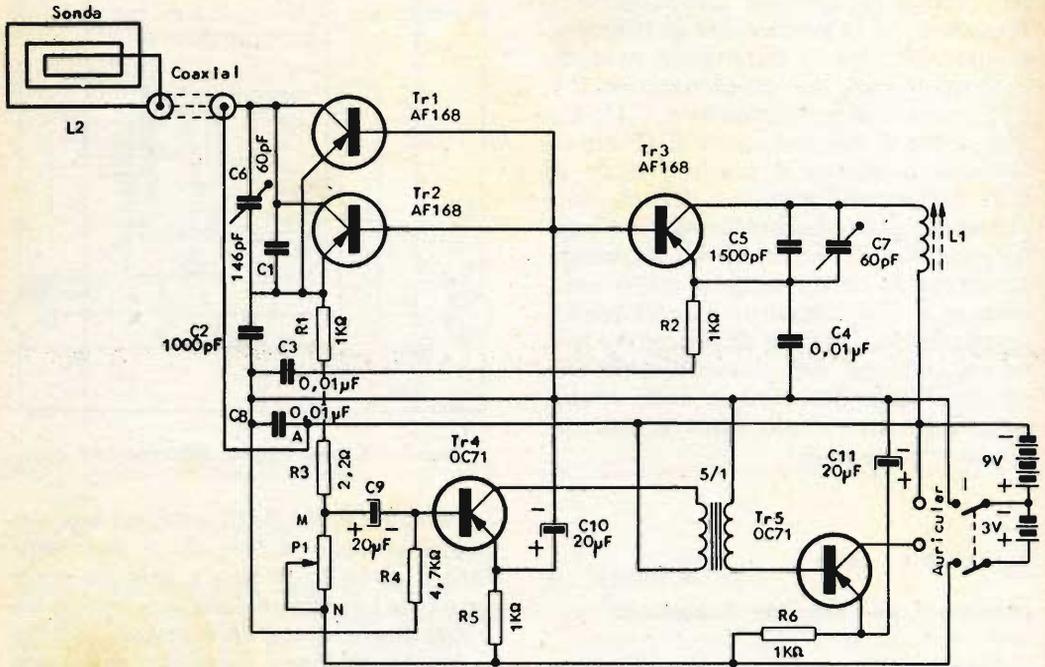


Fig. 1 - Schema elettrico di un cerca metalli a transistori.

tipo a 2.000 ohm. La bobina sonda sarà costituita da 100 spire di filo da 5/10 copertura cotone, avvolti sopra una lastra di bachelite, avente forma

ellittica. L'unione della sonda all'apparecchio sarà effettuata tramite una spezzone di cavo coassiale della lunghezza di un metro.

Sulla costruzione di radioapparecchi

La sua richiesta mette a nudo le perplessità di fronte alle quali si trovano coloro che pur avendo avuto una buona preparazione teorica debbano mettere in pratica ciò che hanno acquisito con lo studio.

Tenendo presente che una buona preparazione teorica è la base essenziale per ben riuscire nel campo delle costruzioni elettroniche, anche se aventi un carattere elementare, non dovrà scoraggiarsi se inizialmente andrà incontro a qualche inevitabile delusione.

In primo luogo le consiglio di dedicarsi alla riparazione dei propri apparecchi radio tenendo presente, come ho già affermato in passato, che il detto « scassando s'impara » è particolarmente valido nel campo della radiotecnica, in secondo luogo le consiglio di effettuare dei montaggi elementari portando loro, successivamente, delle modifiche al fine di rendersi conto di quanto esse possano influire sul corretto funzionamento dell'apparecchio.

Ottima soluzione è quella di effettuare la costruzione di qualcuno dei vari apparecchi descritti sulla rivista e di talune scatole di montaggio della GBC che sono descritti, o fornite, complete dello schema di cablaggio convenzionale; in seguito potrà perfezionarsi nella tecnica dei circuiti stampati che del resto non presenta difficoltà eccessive.

D'altra parte sono certo che lei non andrà incontro a delle delusioni dato che lo schema di cablaggio relativo al generatore ad onde quadre, che ci ha inviato in visione, è stato impostato molto bene ed anzi le suggerisco di realizzare ambedue le soluzioni.

Non manchi di leggere alcuni libri specializzati, il cui elenco troverà nella rubrica servizio TV.

Anomalie in un televisore

Stentiamo veramente a credere che il suo televisore si sia trasformato in una specie di temporizzatore per cui giornalmente dalle ore 12 alle ore 17 e dalle ore 22,30 al termine delle trasmissioni funge, regolarmente mentre dalle ore 17 alle ore 22,30 si comporta esattamente come un mulo, manifestando la sua ritrosia sotto forma di perdita di contrasto, linee trasversali ecc.

Per tale motivo, prima di orientare le ricerche verso il circuito del televisore, le consigliamo di chiedere ad altri abbonati alla TV se nei loro televisori si manifesta, in modo più o meno accentuato, lo stesso fenomeno. L'inconveniente quasi certamente è provocato da qualche trasmettitore locale (sotto forma di onde armoniche o spurie) o più probabilmente dall'oscillatore locale di un televisore o di un radioricevitore collocato nelle sue vicinanze, il cui proprietario ha l'abitudine di accenderlo alle ore da lei indicate.

Dopo aver effettuato i suddetti accertamenti ci riscriva. Non mancheremo di rispondere agli altri quesiti.

La formazione dell'arco fra il cacciavite ed il trasformatore EAT è regolare.

ISTITUTO PROF. L. DA VINCI - Arcidosso

TX-RX per i 28 MHz

Tutti i dati a nostra disposizione relativi il Tx-Rx descritto su SELEZIONE RADIO TV 10/1963 sono stati pubblicati nel testo. Il nucleo di T dovrà essere di 1,8 cm², gli avvolgimenti: primario 250 spire; secondari S 240 spire S1 50 spire, filo da 0,3 mm. Il trasformatore microfonico potrà essere scelto con un nucleo da 1,5 cm² primario 100 spire, secondario 400, spire avvolte con filo da 0,15 mm.

Mentre ci riserviamo di completare i dati mancanti, facciamo presente che prossimamente descriveremo altri complessi similari realizzati sempre dal Magg. Bassi i quali consentiranno di ottenere risultati sicuri e sorprendenti.

Sig. **BORELLI P.** - Alessandria

Varie

Un dispositivo di preselezione del punto di ritorno ci sembra difficilmente applicabile al tipo di registratore in suo possesso e lo stesso dicasi per quanto concerne il riascolto automa-

tico continuativo del brano inciso, il quale dovrebbe essere realizzato come indicato a pagina 257 e seguenti del n. 2/1965 di SELEZIONE RADIO TV.

Su tale argomento le consigliamo di interpellare la casa costruttrice la quale senz'altro potrà pronunciarsi in modo definitivo.

In sostituzione della cuffia da lei indicata può usare uno dei ricevitori piezoelettrici indicati a partire da pagina 978 del CATALOGO GENERALE della GBC quale ad esempio il tipo Q/431 od altri del tipo a forcella. Naturalmente il rendimento sarà sensibilmente inferiore a quello ottenibile usando la cuffia di dotazione.

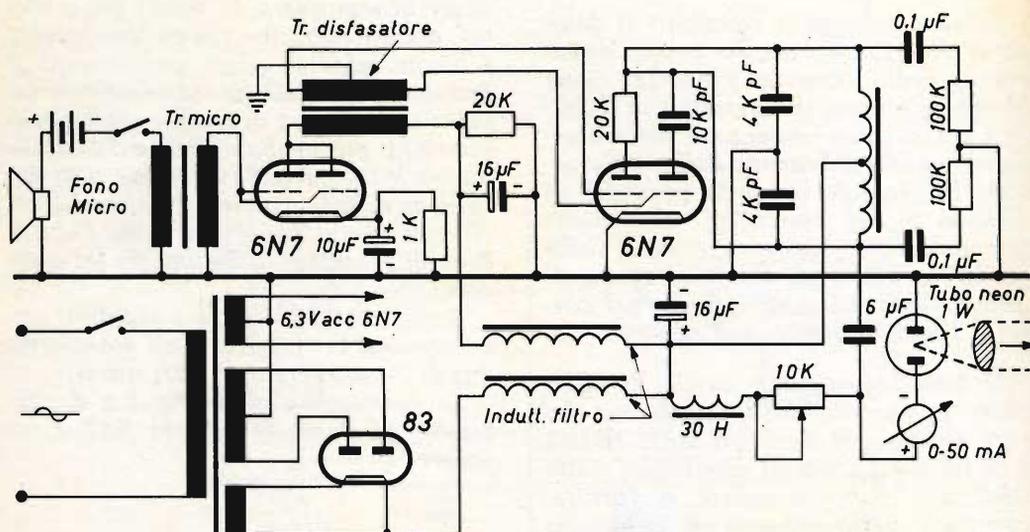


Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore ad onda luminosa come portante.

Sig. Dott. **MAGLIANO** - Savona

Radiotelefono ad onda luminosa come portante

In figura 1 è riportato lo schema del trasmettitore ed in figura 2 quello del relativo ricevitore, di un complesso studiato a suo tempo negli Stati Uniti e che eventualmente può essere modificato. Il problema principale consiste

nella trasformazione senza distorsione delle vibrazioni alla frequenza di 1.000 Hz. L'alimentazione è effettuata tramite una valvola a vapori di mercurio 83 montata in un contenitore separato, allo scopo di evitare fenomeni di induzione.

La sorgente luminosa modulata è costituita da una lampada al neon da 1 Watt. Una lente biconvessa da 63 mm di diametro e di 8 cm di distanza foca-

le proietta il fascio modulato. Il costruttore (C.A. Johnson) richiama l'attenzione sulla difficoltà di emettere un fascio di luce parallelo e raccomanda di sperimentare diverse lenti, aventi diverse caratteristiche fra di loro.

Una lente identica alla precedente è posta all'ingresso del ricevitore e concentra il fascio parallelo modulato su una cellula fotoelettrica collocata nel suo fuoco. I segnali trasformati sono amplificati da due triodi in serie (nell'originale sono stati impiegati due tubi 864 essendo poco microfonici, ma evidentemente possono essere usati tubi più moderni e di maggiore efficienza).

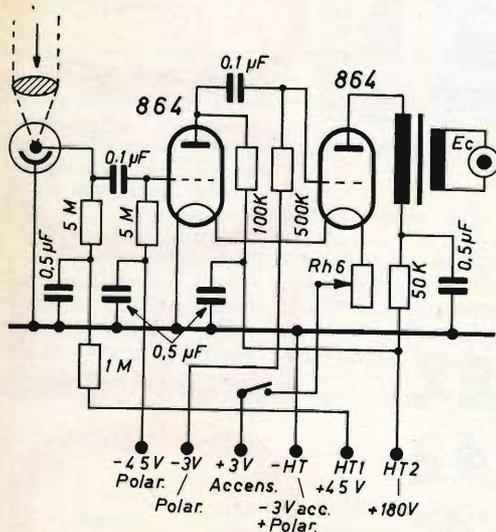


Fig. 2 - Schema elettrico del ricevitore relativo al trasmettitore di fig. 1.

Dato che il complesso non è reversibile, ogni corrispondente deve possedere un ricevitore ed un trasmettitore.

Precisiamo che non disponiamo di altri dati oltre quelli indicati, e che attualmente sono usati apparecchi simili funzionanti nel campo dei raggi infrarossi, che ci riserviamo di descrivere non appena ci sarà possibile.

Sig. DE BERNARDINIS P. - Teramo

Concorso per Radio telegrafisti

In linea di massima per partecipare a tale genere di concorsi è richiesto il titolo di studio di RADIOTELEGRAFISTA INTERNAZIONALE di 1^a o 2^a classe. Qualora nel caso da lei prospettato tale titolo non sia richiesto le consigliamo le seguenti pubblicazioni:

a) P. Soati, *LE RADIOCOMUNICAZIONI* - ed. il Rostro - Lire 2.600 nel quale sono trattati i vari sistemi di comunicazioni, la propagazione delle onde em, il radar, decca, tele-scrittenti ecc. i codici professionali e dilettantistici, abbreviazioni in due lingue ecc. (questo è il volume da lei citato).

b) P. Soati, *CORSO PRATICO DI RADIOCOMUNICAZIONI* (per lo studio dei segnali Morse). L. 350.

Questi due volumi può richiederli direttamente alla nostra redazione inviando il relativo importo.

c) *REGOLAMENTO DELLE RADIOCOMUNICAZIONI* della UIT di Ginevra che può trovare presso le Librerie di Stato.

d) Montu, *PRATICA DI RICEZIONE E TRASMISSIONE*, volume III Lire 5.500 - edizioni Hoepli.

Sig. MELETTI A. - Ferrara

Ricezione delle stazioni FM

Per ricevere i programmi delle stazioni italiane a modulazione di frequenza, e l'audio delle stazioni televisive non le consigliamo di trasformare il televisore in suo possesso dato che i risultati conseguibili non sarebbero proporzionali alla perdita di tempo richiesta dalle operazioni di modifica e dalle difficoltà che esse comportano.

Le consigliamo invece la costruzione di una delle tante scatole di montaggio della GBC, che potrà trovare anche presso la sede di Bologna, la qualcosa le consentirà di ottenere i risultati desiderati realizzando nello stesso tempo un apparecchio esteticamente presentabile cosa che ovviamente non sarebbe possibile con la soluzione da lei prospettata.



F.C.C. MULTIPLEX model UZ 42

Consente, in unione ad un ricevitore o sintonizzatore FM e ad un impianto di riproduzione stereo in bassa frequenza, una perfetta ricezione delle trasmissioni RAI in stereofonia.

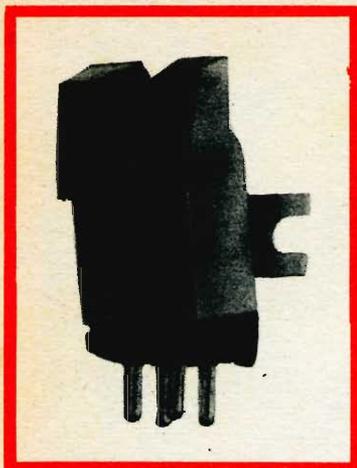
CARATTERISTICHE TECNICHE:

Risposta di frequenza: $30 \div 18.000$ Hz (± 3 dB)
Sensibilità: 90 mV minimo per rigenerare 38 kHz
Rapporto segnale-disturbo: 50 dB
Separazione canali: ≥ 30 dB da 50 a 10.000 Hz
 ≥ 25 dB da 10 a 15 kHz
Distorsione stereo: $\leq 0,4$ %

Distorsione mono: $\leq 2,5$ %
Impedenza d'ingresso: 50 k Ω
Impedenza d'uscita: 5 k Ω
Semiconduttori impiegati: 12
Commutazione mono-stereo: automatica
Segnalazione stereo: con indicatore ottico frontale
Alimentazione: 110 \div 220 Vca - 50/60 Hz

Altri dati li potrete trovare nel numero 10-1965 di Selezione Radio-TV.

DECODER



CARTUCCE MAGNETICHE PICKERING

Serie V-15

« Micro magnetiche »

La serie V-15 comprende 4 cartucce ciascuna particolarmente adatta per un tipo d'impiego.

Pesano soltanto 5 g e si prestano per bracci di massa ridotta.

Sono schermate in « Mu-metal » per sopprimere ogni rumore di fondo.

Angolo d'incidenza: 15°.

V-15 AC 1: per cambiadischi dove occorre un'alta uscita e una pressione sul disco da 3 a 7 g.

V-15 AT 1: per giradischi automatici che operano con pressioni da 1 a 5 g e richiedono un'alta uscita.

V-15 AM 1: per giradischi manuali e complessi di alta qualità in cui sono essenziali alta cedevolezza, piccola massa e pressione leggerissima (da 0,75 a 3 g).

V-15 AME 1: per gli amatori più raffinati: Pick-up

con puntina ellittica per giradischi manuali e cambiadischi automatici professionali. Pressione: 0,75 a 3 g.

Serie U 38

Le cartucce della serie U 38 sono state disegnate appositamente per giradischi automatici dove occorre una forte tensione d'uscita.

U 38/AT: per impiego normale. Pressione da 2 a 5 g.

U 38/ATG: per pressione limitata: da 1 a 3 g.

Serie 380

Cartucce aventi tensione d'uscita ancora più elevata e schermate in Mu-metal per un più alto rapporto segnale-disturbo.

380/A: per giradischi manuali. Pressione da 2 a 5 g.

380/C: per cambiadischi. Pressione da 4 a 7 g.

Tipo	V-15 AME 1	V-15 AM 1	V-15 AT 1	V-15 AC 1	U 38 AT	U 38 ATG	380 A	380 C
Risposta di frequenza	20 ÷ 20.000 Hz	20 ÷ 17.000 Hz	20 ÷ 17.000 Hz					
Tensione di uscita a 5,5 cm/s	5,5 mV	5,5 mV	7,5 mV	8 mV	11 mV	11 mV	11,5 mV	18 mV
Separazione dei canali	35 dB							
Pressione sul disco	0,75 ÷ 3 g	0,75 ÷ 3 g	1 ÷ 5 g	3 ÷ 7 g	2 ÷ 5 g	1 ÷ 3 g	2 ÷ 5 g	4 ÷ 7 g
N. G.B.C.	R/1460	R/1461	R/1462	R/1463	R/1464	R/1465	R/1466	R/1467

NOVITÀ NEL CAMPO DEGLI ALTOPARLANTI

ISOPHON

**Nuovo diffusore miniatura
Compact Box
Tipo KSB 12/8**

collegamento diretto, in mobiletto di noce. I nuovi altoparlanti speciali garantiscono una curva di frequenza lineare da 60 a 20.000 Hz. Impedenza: 4 - 16 Ω .



**Altoparlante da parete o da tavolo
Tipo ZL 4/4**

da 4 W, in mobiletto di legno con potenziometro. Costruito per complesso a trasformatore. Gamma di frequenza: da 110 a 12.000 Hz. Impedenza: 4,5 Ω .



**Combinazione HI-FI
Tipo BS 35/8**

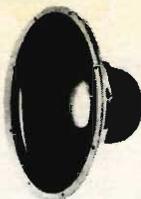
per il montaggio all'interno di un mobile sigillato. Questo tipo (45 ÷ 20.000 Hz) è costruito per il dilettante che ha la possibilità di montare una serie di altoparlanti Isophon HI-FI nel mobile scelto.

Potenza di picco: 35 W.
Impedenza: 4-16 Ω .

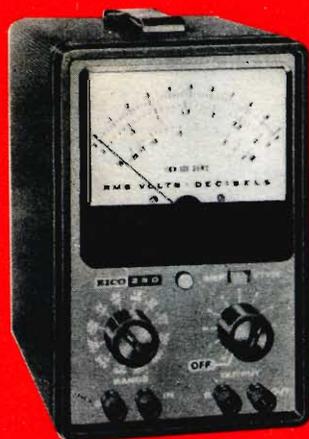


**Altoparlante grande
Tipo P 385/100 A**

per elevate prestazioni. Adatto per la riproduzione dei suoni bassi e per l'impiego nei cinematografi. Munito di un potente sistema magnetico e di bobina mobile da 100 mm (3,94").
Potenza di picco: 75 W.



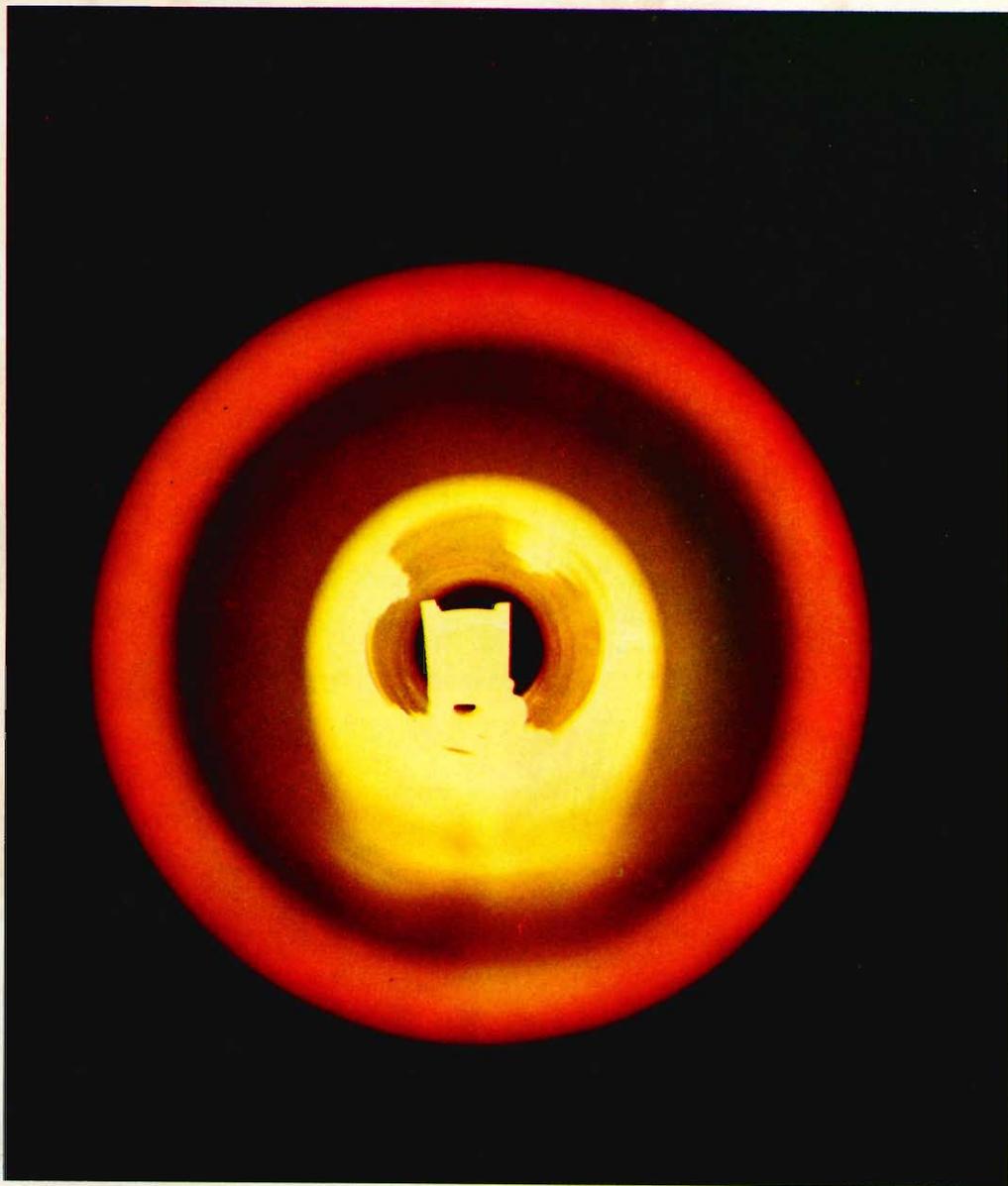
ISOPHON-WERKE G.M.B.H. BERLIN



**MILLIVOLTMETRO CA
AMPLIFICATORE RF
"EICO"
mod. 250**

REPERIBILE PRESSO TUTTE
LE SEDI DELLA G.B.C.

EICO



AEROSTUD

Temperature elevatissime di formazione, accuratamente controllate, assicurano l'uniformità delle caratteristiche di ogni diodo I-R: un marchio che è garanzia.

SEMICONDUTTORI AL SILICIO • DIODI ZENER • RADDRIZZATORI CONTROLLATI

INTERNATIONAL RECTIFIER
CORPORATION ITALIANA S.p.A.



Stabilimento: Strada di Lanzo 84, Borgaro Torinese - Telef. 572.085/6 - Telex 21257 Rectifit
Uff. Milano: via Medardo Rosso 16, Milano - Telef. 600.836 - Distributori: Organizz. G.B.C.; Valle (Torino); Zaniboni (Bologna)

nuovi nastri magnetici Scotch in poliestere

**CON L'ALTA FEDELTA'
LA DURATA SENZA LIMITI**

Scotch[®]
magnetic tape

STANDARD

registrazioni di classe
professionale

102

Scotch[®]
magnetic tape

LUNGA DURATA

impiego universale
per registrazioni
monoaurali
e stereofoniche
su quattro piste

150

Scotch[®]
magnetic tape

DOPPIA DURATA

registrazioni di alta
qualità e lunghissima
durata ininterrotta su due
e quattro piste

200

Scotch[®]
magnetic tape

TRIPLA DURATA

ventiquattro ore
di registrazione continua

290