

selezione di tecnica radio - tv

1961

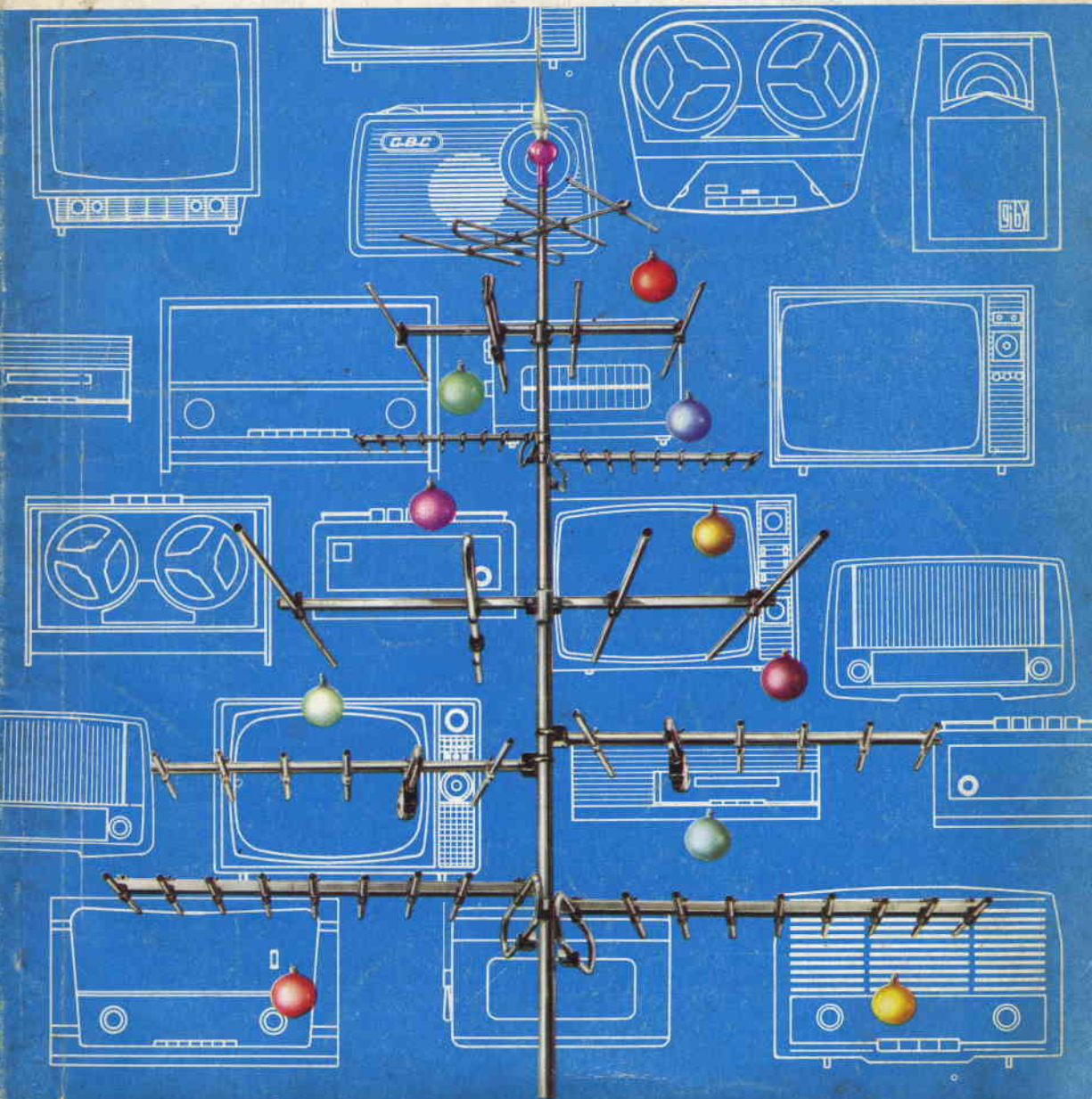
in questo numero :

Preamplificatore ed amplificatore
intermedio transistorizzati
" Versatili ".

Filtri biconici HI - FI.

Teoria e pratica del discriminatore
a rapporto.

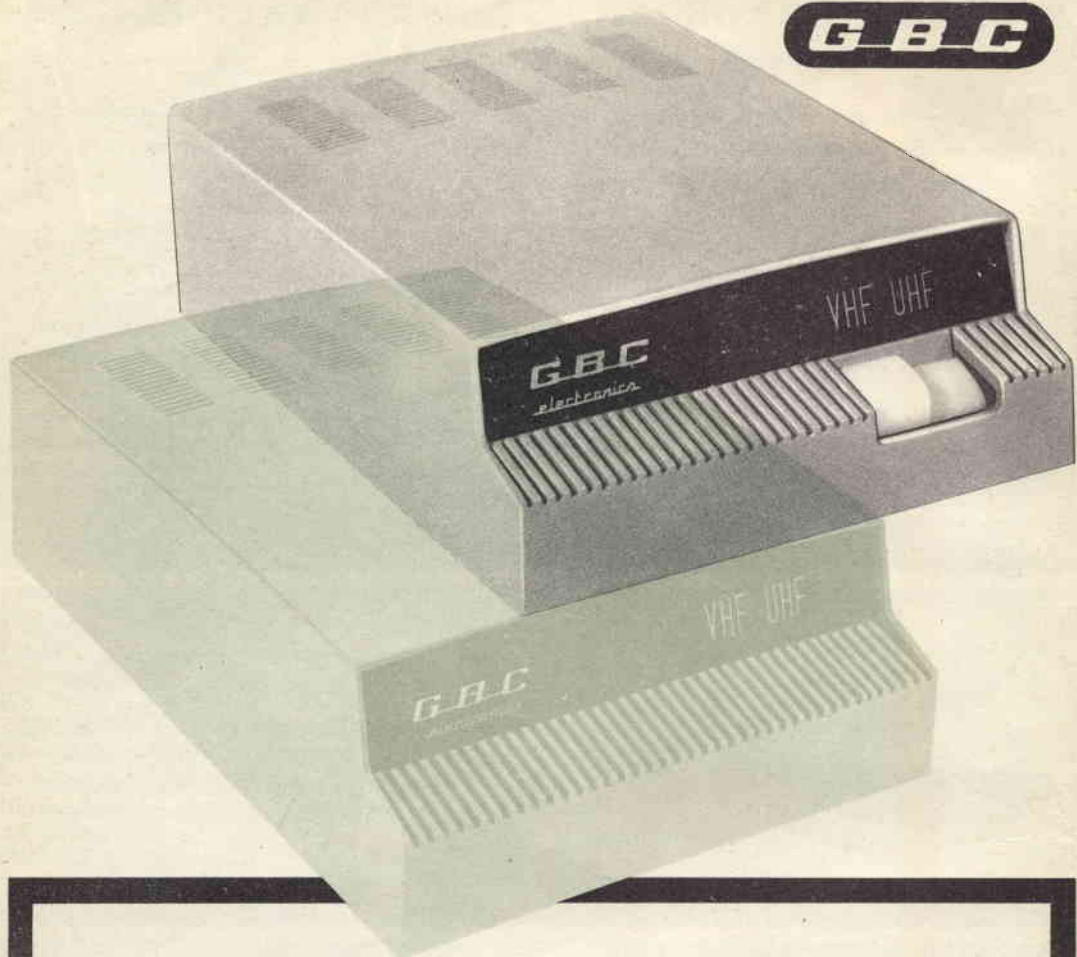
Ponte per la misura di R. C. L.



CONVERTITORE

VHF-UHF

GBC



M/360 - Convertitore di ottimo rendimento avente gruppo incorporato con 2 valvole PC 86 - con tastiera

L. 25.000

M/363 - Convertitore di ottimo rendimento avente gruppo incorporato con 2 valvole PC 86 - senza tastiera

L. 25.000

M/370 - Convertitore a bassa radiazione adatto per le zone marginali avente gruppo incorporato NSF con valvole EC 88 - EC 86 - senza tastiera

L. 29.800

M/371 - Convertitore adatto per zone vicine alla trasmittente con gruppo avente valvole EC 86 e diodo a basso rumore 1N82A - con tastiera

L. 20.800

selezione di tecnica radio-tv

selezione
di tecnica
radio-tv 6 1961



In copertina: Fantasia Natalizia di antenne Radio - TV

SOMMARIO

Pag.	645	Ai nostri lettori
»	647	Preamplificatore ed amplificatore a transistor
»	669	Il tubofono dei marsazi
»	671	Il caso dell'amplificatore dispettoso
»	675	I filtri bifonici
»	688	Si dice che...
»	689	Appuntamento con il dilettante
»	695	Antenne riceventi per televisione
»	713	Quiz tecnici
»	715	Il secolo dell'elettronica
»	719	Teoria e pratica del discriminatore a rapporto
»	731	I Diodi Zener
»	739	Produzione G.B.C. 1962
»	749	Ponte per la misura di RCL
»	755	Impiego di un OC 26
»	762	Semplici radioricevitori ad 1 o 2 transistor
»	765	Mappa elettronica
»	766	G.B.C. teletrasmette
»	770	Video Risate
»	771	Convertitore autoscillante per OM

Direzione Redazione:

Largo Richini, 4 - Milano.

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

Grafiche Milani.

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

MESSAGGERIE ITALIANE

Via P. Lomazzo, 52

MILANO - Tel. 332.041

Rivista bimestrale illustrata, per la divulgazione dell'elettronica, della Radio e della TV - Direttore responsabile: Cesare DALMASO - Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo IV. Prezzo della Rivista L. 250, numero arretrato L. 500.

I versamenti dell'importo dell'abbonamento annuo, o di numeri arretrati, vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Largo Richini 4 - MILANO.

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

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

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

ANCHE IN ITALIA!!!

TRIGLASS

N/469-1

L'ANTENNA UHF
IN FIBRE DI VETRO



BREVETTATA IN TUTTO IL MONDO

Le antenne brevettate con la denominazione « **Triglass** », sono le uniche oggi esistenti costruite con materiale strutturale a base di fibre di vetro e quindi inattaccabili dagli agenti atmosferici. Il materiale usato è inalterabile nel tempo, ed alla luce; inoltre ha la particolarità di essere un eccellente dielettrico.

Le antenne sono costituite da bacchette trafilate di fibre di vetro, nelle quali sono permeati dei conduttori in rame argentato od in argento. La parte strutturale in fibre di vetro e gli elementi elettrici vengono ad essere così fusi in un blocco unico ed indissolubile, con il risultato che le caratteristiche meccaniche ed elettriche rimangono immutate nel tempo.

I vantaggi conseguiti con queste nuove antenne, nei confronti di quelle tradizionali sono diversi. Tra i più importanti citiamo:

1° — Elevatissima resistenza meccanica.

2° — Indeformabilità.

Queste due caratteristiche permettono di maneggiare con indifferenza le antenne che quindi non possono in nessun caso venir danneggiate da urti occasionali o subire pieghe che ne alterino la forma e quindi il rendimento elettrico.

3° — Leggerezza ed elasticità.

Queste due caratteristiche permettono, oltre alla già menzionata resistenza ad eventuali urti provenienti da corpi estranei, una miglior resistenza agli sforzi esercitati dal vento sulle antenne stesse; sopra tutto in luoghi dove il vento raggiunge sensibili velocità tale caratteristica assume particolare importanza.

4° — Costanza delle caratteristiche elettriche.

Contrariamente a tutti gli altri tipi di antenne che vedono degradare le proprie caratteristiche elettriche (e meccaniche) di giorno in giorno a causa della ossidazione, le antenne in fibre di vetro mantengono illimitatamente inalterate le loro caratteristiche elettriche (e meccaniche) essendo gli elementi radianti o riceventi non a diretto contatto con gli agenti atmosferici.

Questa caratteristica è di estrema importanza in centri industriali e nei pressi del mare; luoghi in cui, come è noto, l'azione ossidante dei prodotti di scarico e della salsedine rende rapidamente inservibili le antenne tradizionali.

AI NOSTRI LETTORI

Ogni anno che volge al termine ripropone i temi del rinnovamento; e noi stessi, sul declino di questo 1961, siamo stati sollecitati da innumerevoli parti a rinnovarci.

Ringraziamo tutti coloro che ci hanno rivolto esortazioni in questo senso: ricevere consigli significa occupare il pensiero altrui, ma occuparlo nel modo migliore, oseremmo dire affettuoso.

La nostra redazione ha ricevuto un grandissimo numero di lettere (senza contare le telefonate) di amici desiderosi di vedere la rivista modificata in questo o in quel modo, c'è chi ci chiede di aumentarne il formato, altri vorrebbero, magari con un numero di pagine ridotto, vederla trasformata in mensile, senza poi contare la grande schiera di coloro che amanti di una particolare branca dell'elettronica, vorrebbero che parlassimo sempre di quell'argomento.

Un plebiscito di simpatia così imponente ci ha indotti a considerare seriamente il problema per corrispondere nei limiti del possibile, ai desideri dei nostri Lettori e abbonati.

Naturalmente la difficoltà da superare non sono state poche, per cui ci siamo basati su due punti fondamentali: primo, **accontentare il maggior numero di amici** (perchè accontentarli tutti, come è ovvio, sarebbe stato impossibile); secondo, osservare quali punti della nostra rivista erano migliorabili.

Alcuni, come sopra accennato, avrebbero voluto la rivista mensile, ma la maggioranza si era espressa per il mantenimento dell'edizione bimestrale **purchè** la rivista venisse ampliata nel contenuto.

Abbiamo allora deciso... per una soluzione intermedia, che, almeno a nostro avviso, soddisfacesse il maggior numero di Lettori, e consentisse a noi di avviarci alla pubblicazione mensile da molti desiderata. La soluzione da noi trovata è stata questa: attualmente la rivista, pur rimanendo bimestrale, verrà quasi raddoppiata nella sua mole (ogni volta un numero doppio) e ciò fino a quando, organizzati i rapporti intercorrenti tra la redazione e gli innumerevoli enti e persone con i quali essa è in continui contatti di collaborazione, **Selezione di Tecnica Radio-TV** uscirà mensilmente.

A questo modo, inizialmente, i due mesi di preparazione ci consentiranno di presentare nella forma più accurata le notizie tecniche di maggiore interesse e di attualità, il che è precisamente il nostro scopo.

Dunque, per ora distribuiremo la rivista ogni due mesi, ma diventeremo più grandi: usciremo con un numero doppio aumentando le pagine.

Con ciò auguriamo a tutti che il nuovo anno sia sereno e felice.

SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV

Ora "Selezione di Tecnica Radio-TV" ne vale due.... e anche di più

- perchè** Ha più pagine, più fotografie, più schemi, più disegni, più articoli, più corrispondenti dall'Italia e dall'Estero.
- perchè** Pubblica articoli tecnici di attualità.
- perchè** Vi guida piacevolmente nel Vostro studio e nel Vostro lavoro.
- perchè** Nel 1962 uscirà con 6 numeri doppi.
E quasi ciò non bastasse anche...
- perchè** Gli amici che si abboneranno riceveranno in omaggio, non appena finito di stampare, il più splendido ed interessante Catalogo Generale Illustrato di parti staccate per Radio-TV ed Elettrotecnica pubblicato in Europa. Il suo valore è di L. 2.000.
- perchè** Riceveranno, sempre in omaggio, il prontuario valvole termoioniche della G.B.C. del valore di L. 500.
- perchè** Sempre in omaggio riceveranno n. 2 transistor di 1ª qualità e scelta, del valore di circa L. 1.200 che Vi permetterà di realizzare fra l'altro i circuiti descritti a pagina 762.

STUDIO E REALIZZAZIONE DI UNO STADIO PREAMPLIFICATORE ED UNO AMPLIFICATORE INTERMEDIO TRANSISTORIZZATI



La tecnica degli amplificatori di bassa frequenza equipaggiati con transistori, è andata in questi ultimi tempi man mano evolvendosi, tanto da raggiungere, e quasi superare, i risultati ottenuti con amplificatori impieganti i tubi elettronici, sia nei riguardi della fedeltà di riproduzione, quanto nella potenza.

Ovviamente nel miglioramento dei circuiti transistorizzati, molta influenza hanno avuto le precedenti esperienze condotte con i tubi, data la analogia del comportamento dei due elementi.

Avendo avuto occasione di studiare, e di realizzare, un amplificatore di alta qualità, abbiamo avuto modo di considerare il grande vantaggio che presenta in un montaggio la possibilità di utilizzare gruppi premontati costituenti ognuno, uno stadio dell'amplificatore. Questa constatazione ci ha indotto a sviluppare ulteriormente tali gruppi ed a rendere possibile il loro uso separatamente o accoppiati.

Ciò è stato reso possibile dalle esigenze stesse dell'amplificatore e dalle qualità finali di questo, particolarmente nei riguardi della fedeltà di riproduzione e del livello di fruscio e di ronzio.

Nella selezione effettuata, si è così arrivati a disporre di un gruppo preamplificatore, e uno amplificatore, veramente « versatili », ossia con possibilità di adattarli alle più svariate esigenze, usi e combinazioni. Ognuno di essi è immediatamente sostituibile, ogni gruppo essendo montato in separato contenitore provvisto di attacco octal e di un efficace schermo nei riguardi dei campi elettrici.

Il gruppo amplificatore, costituito da due transistori ad accoppiamento diretto ed efficacemente stabilizzato, si presta anche per la amplificazione di correnti continue, e pertanto può trovare applicazione anche nel campo strumentale, di controllo, ed industriale.

La realizzazione pratica di questo grup-

po è mostrata nella fig. 1 nella quale si vede che su un supporto isolante, portante inferiormente un attacco octal normale, e con il bordo parzialmente filettato, è montata una piastrina verticale a circuito stampato sulla quale sono fissati su entrambi i lati i vari componenti del circuito. Racchiude ermeticamente il tutto, uno schermo cilindrico in lamiera avente la base filettata che lo assicura allo zoccolo di supporto, schermandolo efficacemente.

La fig. 2 mostra quanto sia facile l'inserzione del gruppo così costituito su di un telaio. Poichè i gruppi considerati sono due, uno preamplificatore e l'altro amplificatore — ognuno contraddistinto dall'altro con le sigle Z/155 e Z/155-1.

Stadio preamplificatore GBC - Z/155

Consideriamo ora il gruppo preamplificatore, esso comprende due transistori e 19 componenti fra resistenze e condensatori: è proprio tale gruppo che, per poter rispondere ad esigenze diverse, ha richiesto il maggior tempo per la progettazione e la messa a punto.

Il segnale di pilotaggio di un preamplificatore può ovviamente provenire da generatori diversi — microfono piezoelettrico, microfono magneto dinamico, cartuccia per giradischi piezoelettrica, o a riluttanza variabile, testina magnetica da registratori a nastro o per lettura da pista magnetica sui films a passo ridotto, « tuner » o sintonizzatori per radio ad alta impedenza di uscita, ecc. — l'impedenza e le tensioni di uscita risultano molto diverse, ed è pertanto necessario che la impedenza di entrata sia elevata ed adattabile però anche per le eventuali basse impedenze dei vari generatori che possono essere accoppiati al preamplificatore stesso, senza per questo dover far uso di resistenze.

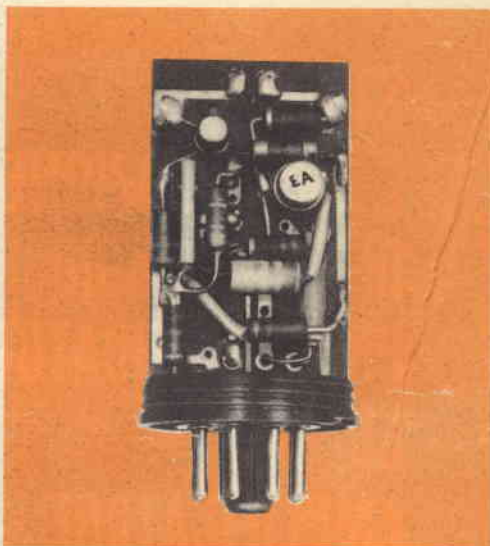


Fig. 2 - Interno del gruppo amplificatore.

Inoltre, su di un buon amplificatore, nasce la necessità di dover miscelare varie entrate, anche di impedenza diversa fra loro, ad es. microfono e fono, o sintonizzatore radio e fono, e tale miscelazione non può essere fatta che sul preamplificatore e senza che interferiscano fra loro la regolazione del volume di ognuno dei segnali miscelati.

Un buon preamplificatore deve poi poter permettere di incrementare o abbassare il guadagno su determinate frequenze per poter compensare la risposta di particolari tipi di generatori di segnali, ad es. cartucce a riluttanza variabile per giradischi, o testine magnetiche di registratori a nastro; deve poi dare un assai basso livello di ronzio e di fruscio trovandosi a monte della catena di amplificazione, ed essere efficacemente compensato agli effetti delle variazioni di tensione e di temperatura.

Infine, nonostante queste esigenze che richiederebbero l'uso di componenti di valore strettamente definito, deve permettere l'uso di componenti i cui scarti nei valori, siano entro i limiti logici delle tolleranze ammesse nei componenti in commercio.

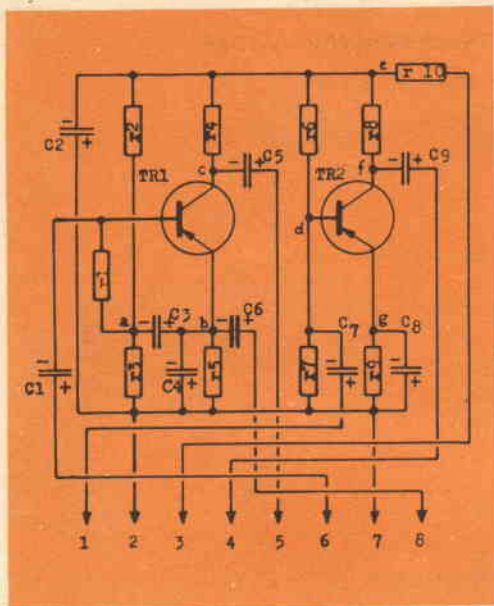


Fig. 3 - Schema elettrico del gruppo preamplificatore.

Ciò vale principalmente nei riguardi dei transistori e dei condensatori elettrolitici miniaturizzati.

Lo schema del preamplificatore è mostrato nella fig. 3, le connessioni ai piedini dello zoccolo octal sono indicate in ordine di numerazione.

L'ingresso sulla base del primo transistor Tr_1 avviene dal piedino 6 tramite la capacità C_1 , e come si è detto, è ad impedenza elevata sia per il fatto che la rete delle resistenze di polarizzazione r_2 ed r_3 non viene a trovarsi direttamente in parallelo alla base, ma attraverso la resistenza r_1 , sia per la notevole controreazione in serie data dalla resistenza di emettitore r_5 , parzialmente shuntata, ai soli effetti di un opportuno incremento degli alti, dalla capacità C_4 .

La alimentazione a 12 volt ha luogo attraverso il piedino 3 — negativo — ed i piedini 2 e 7 per il positivo, quest'ultimo da collegarsi a massa.

L'uscita del primo stadio attraverso la capacità C_5 avviene attraverso il piedino 5, mentre al piedino 1 è connesso l'ingresso

del secondo stadio attraverso la capacità C_7 .

Il transistor Tr_2 è efficacemente stabilizzato dalla rete delle resistenze di polarizzazione r_6 - r_7 e dalla resistenza di emettitore r_9 shuntata dalla capacità C_8 .

L'uscita del preamplificatore ha luogo dal piedino 4 attraverso la capacità C_9 .

La resistenza r_{10} ha le funzioni, in unione alla capacità C_2 , di riduttrice della tensione di alimentazione e di disaccoppiamento. Una capacità C_6 collegata al piedino 8 permette di accedere dall'esterno in c.a., all'emettitore di Tr_1 .

Il gruppo può essere previsto per usi normali o per equipaggiare apparecchi professionali, ed a seconda dei casi, deve pertanto essere scelta la classe dei transistori da adoperare: comunque devono essere scelti transistori che abbiano una tensione al collettore-emettitore di almeno 15 V, ed un guadagno in corrente di almeno 70.

La cifra di rumore in dB (NF), non deve superare il valore di 8 per gli usi normali e di 5 per gli usi professionali.

In questa descrizione ci riferiremo a transistori della SGS ormai facilmente reperibili in commercio dovunque, ma è ovvio che potranno essere egualmente adoperati transistori di altre marche, di caratteristiche consimili.

Per usi normali, sia per il Tr_1 che per il Tr_2 , è stato previsto l'uso del 2G 109, mentre per usi professionali sarà adoperato il 2G 324, entrambi PNP.

Le caratteristiche salienti di questi due transistori sono:

Per il 2G 109: VCE = — 16; guadagno hFE 95; IC_{max} — 100 mA; rumore NF = 8.

Per il 2G 324: VCE = — 16; guadagno hFE 85; IC_{max} — 100 mA; rumore NF = 5.

Nella fig. 4 è indicato il montaggio dei vari componenti e la piastrina a circuito

TABELLA DEI VALORI DEI COMPONENTI DELLO STADIO PREAMPLIFICATORE:

$C_1 =$	0,47	μF ,	elettrolitico o a dielettrico plastico metallizzato;
$C_2 =$	40	μF ,	9 V » (tipo B 5 x 15 m/m);
$C_3 =$	10	μF ,	6 V » (tipo M 3,5 x 12 m/m);
$C_4 =$	0,47	μF ,	elettrolitico o a dielettrico plastico metallizzato;
$C_5 =$	5	μF ,	12 V » (tipo M 3,5 x 12 m/m);
$C_6 =$	5	μF ,	12 V » » » »
$C_7 =$	5	μF ,	12 V elettrolitico (tipo M 3,5 x 12 m/m);
$C_8 =$	160	μF ,	6 V » » D 7 x 19 »
$C_9 =$	24	μF ,	9 V » » N 5 x 12 »
$r_1 = r_7 =$	22	Kohm,	$\frac{1}{2}$ watt, Morganite 10 %;
$r_2 =$	220	»	» » » » »
$r_3 =$	12	»	» » » » »
$r_4 =$	6,8	»	» » » » »
$r_5 =$	1	»	» » » » »
$r_6 =$	47	»	» » » » »
$r_8 = r_{10} =$	4,7	»	» » » » »
$r_9 =$	2,2	»	» » » » »

TENSIONI: (per alimentazione 12 V e misurate con voltmetro 20000 Ω/V)

nel punto	a	=	0,255	V c.c.;
»	b	=	0,250	V c.c.;
»	c	=	3,75	V c.c.;
»	d	=	2,15	V c.c.;
»	e	=	7	V c.c.;
»	f	=	3,05	V c.c.;
»	g	=	2,10	V c.c.;

GUADAGNO: per tensione di alimentazione di 12 V e segnale sinusoidale all'ingresso di 4 mV);

a vuoto, non connesso agli stadi successivi, ingresso alta impedenza (piedino 8 libero) = 48 db;

a carico, connesso con gli stadi seguenti, alta impedenza = 43 dB
 » » » » » bassa impedenza = 48,5 dB

Variazioni di guadagno con le variazioni di tensione:

per alimentazione	12 V,	livello	0	dB
»	16 V,	»	+ 2	dB
»	8 V,	»	- 2,2	dB

Il preamplificatore Z/155 è, reperibile montato presso tutte le Sedi G.B.C. al prezzo di listino di L. 5.200.

stampato, la piastrina, delle dimensioni utili di 28 x 54 mm., è tenuta ad angolo retto rispetto al piano del supporto, dalle squadrette di ottone che ne assicurano il collegamento elettrico con gli spinotti.

Il disegno mostra chiaramente l'andamento dei collegamenti, non è mostrato lo spinotto 2 in quanto per la connessione a massa — positivo della alimentazione — è sufficiente lo spinotto 7.

Il circuito stampato è su di un solo lato della piastrina, ma i rivetti che sporgono dall'altro lato, permettono la applicazione di molti componenti sul lato libero come si vede a destra della stessa fig. 4. Ciò rende necessaria la saldatura a stagno delle teste dei rivetti sulla regione di rame sulla quale sono fissati, non essendo sufficiente per un buon collegamento, la sola pressione meccanica. Le connessioni

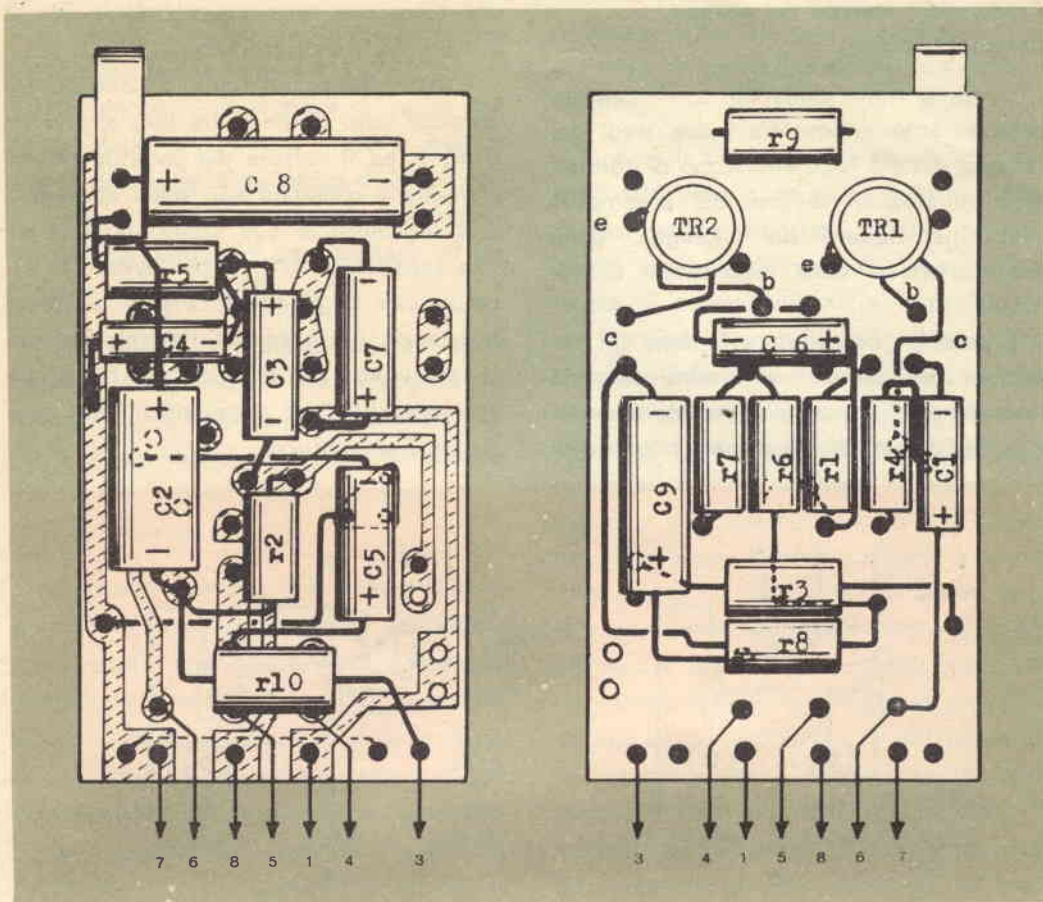


Fig. 4 - Schema di cablaggio del preamplificatore.

dei transistori sono: **e** l'emettitore, **b** la base, e **c** il collettore.

Nel montaggio dei componenti occorre fare attenzione che questi non sporgano dalla sagoma del supporto, ma che siano piuttosto all'interno poichè diversamente potrebbero andare a contatto con le pareti interne del contenitore metallico che come si è detto, viene con qualche giro avvitato sul supporto.

Ciò vale per chi vorrà montare da se le piastrine, però sia il **preamplificatore quanto l'amplificatore si trovano già montati e tarati, presso la GBC di Milano.**

Si tenga presente che, nel preamplificatore, è assolutamente necessario che il

contenitore metallico sia connesso a massa e ciò per evitare la captazione di disturbi e ronzii; a tale scopo una molletta a lama in similoro della larghezza di 5 mm. è fissata sulla parte superiore della piastrina a quel conduttore del circuito stampato che è in diretto collegamento con il piedino 7, e cioè con la massa.

Quando il contenitore è avvitato sul supporto, la molletta, a diretto contatto con il fondo interno dello stesso contenitore, lo mette nettamente a massa.

Si avrà pertanto cura che tale fondo sia pulito e che non presenti tracce di vernice, poichè, ripetiamo, un sicuro collegamento a massa del contenitore è senza altro necessario.

Connessioni esterne del gruppo preamplificatore

Come si rileva dalla fig. 3, il mancato collegamento interno fra i due stadi del gruppo, è stato fatto allo scopo di permettere utilizzazioni diverse del preamplificatore nei riguardi del pilotaggio, della miscelazione e della regolazione di volume.

È pertanto necessario effettuare gli opportuni collegamenti all'esterno secondo le esigenze alle quali si deve ottemperare.

La fig. 5 A mostra il sistema migliore di

che offre una forte impedenza, e con il cursore fra il microfono e la massa.

L'uscita del primo stadio e l'entrata del secondo sono connessi fra loro attraverso 5 ed 1, ed il cursore del secondo potenziometro è collegato agli stessi attraverso una resistenza di 220 kohm shuntata da una capacità di 470 pF per evitare la attenuazione degli alti attraverso la stessa resistenza, e ciò perchè l'entrata del secondo stadio ha una impedenza bassa che sovraccaricherebbe altrimenti il fono rivelatore piezoelettrico.

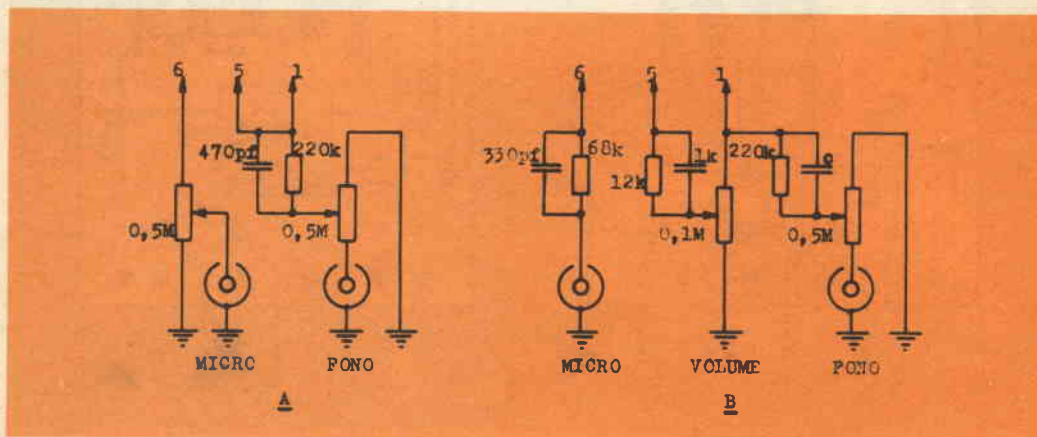


Fig. 5 - Metodi per la miscelazione di segnali.

miscelazione fra due generatori di segnale che sono resi del tutto indipendenti fra loro perchè applicati su due stadi diversi, ciascuno con il relativo regolatore di ampiezza, ed in particolare sul secondo stadio è applicato un generatore di maggior ampiezza, per esempio un rivelatore fonografico piezoelettrico la cui tensione media di uscita varia a seconda dei tipi, dai 50 ai 150 mV. Due potenziometri ad andamento logaritmico, da 0,5 megaohm cadauno, servono per la regolazione di ampiezza rispettivamente per il microfono piezoelettrico e per il fono, il primo potenziometro essendo inserito, con gli estremi fra l'ingresso 6 e la massa, allo scopo di caricare con una elevata resistenza fissa, il circuito di base del primo transistore

D'altra parte in parallelo a tale entrata vi è la uscita del primo transistore che è però di più elevata impedenza data la forte impedenza di ingresso del primo stadio. Agli estremi del secondo potenziometro è direttamente connesso il rivelatore fonografico.

Qualora all'ingresso del primo stadio dovesse essere applicato un magneto-dinamico, è necessario diminuire l'impedenza di entrata del primo stadio aumentandone contemporaneamente il guadagno. Ciò può essere ottenuto shuntando maggiormente, agli effetti delle c.a., la resistenza di emettitore r_5 di Tr_1 , e collegando a massa il piedino 8 - fig. 3 - direttamente, o attraverso una opportuna resistenza di basso valore.

In tal caso il valore del primo potenziometro non dovrà superare i 50 kohm e poichè anche la impedenza di uscita del primo stadio si abbassa, si dovrà leggermente diminuire la resistenza di 220 kohm in serie al circuito del rivelatore fonografico, il che non potrà non portare ad un leggero sovraccarico di questo.

Tutte queste considerazioni sono state fatte sia per ricordare quali elementi influiscano sulle impedenze di entrata e di uscita di uno stadio, quanto per dimostrare quanto sia duttile l'uso del preamplificatore considerato.

Il circuito della fig. 5 B è da adottarsi quando all'ingresso del primo stadio possano essere applicati diversi generatori di segnale, inseribili ciascuno, a mezzo di tasti o di commutatore, e non potendo in tal caso munire ciascun generatore di regolatore di ampiezza proprio, è necessario porre il regolatore di volume a valle del primo stadio, e nel nostro caso, gli estremi di un potenziometro da 0,1 megaohm vengono collegati fra l'ingresso del secondo stadio — piedino 1 — e la massa, mentre al cursore è collegata l'uscita del primo stadio attraverso una resistenza con in parallelo una capacità di 1 kpF; ciò allo scopo di non portare quasi a zero la impedenza del circuito di uscita nelle posizioni più basse del potenziometro, e per non caricare troppo il rivelatore fono nelle posizioni più alte.

Il fono è infatti applicato fra il piedino 1 e la massa come nel caso della fig. 5 A, e cioè in parallelo all'uscita del primo stadio quando il cursore del potenziometro è in alto.

Nel parlare dei generatori di segnale applicabili al preamplificatore descritto, abbiamo accennato al « tuner » o sinto-

nizzatore radio che può estendere notevolmente le possibilità di un buon amplificatore.

I normali sintonizzatori ad un solo circuito accordato, sono poco selettivi ed in genere molto smorzati perchè normalmente applicati all'ingresso a bassa impedenza di normali circuiti a transistori, il che richiede l'uso di un'antenna di dimensioni notevoli per ottenere un segnale di sufficiente ampiezza, antenna che contribuisce a diminuire la selettività già molto scarsa. La notevole impedenza di ingresso del preamplificatore considerato ed il forte guadagno ricavabile, permettono invece in questo caso di poter sfruttare al massimo il segnale radio e di poter adoperare due circuiti accordati accoppiati lascamente fra loro e quindi con un grado di selettività sufficiente al pilotaggio di un amplificatore di buone qualità; permettono anche l'uso di una antenna a ferroxcube nel caso di stazioni locali, cosa che contribuisce alla selettività ed indipendenza del sintonizzatore.

Lo schema di questo è indicato nella fig. 6, e mostra, a sinistra, l'antenna in ferroxcube e la bobina B_1 , avvolta sulla

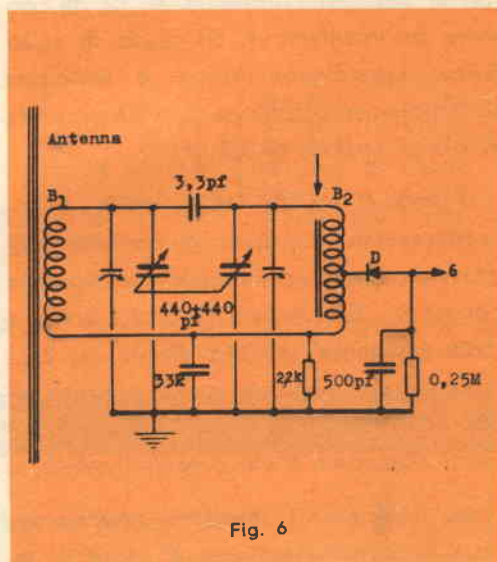


Fig. 6

stessa. Tale antenna con relativa bobina, è facilmente reperibile presso la GBC, ma occorre tener presente che in questo caso, per poter ottenere la sintonizzazione doppia, è necessario un condensatore variabile a due sezioni eguali fra loro, quindi non del tipo di quelli comunemente adoperati negli apparecchi a conversione di frequenza.

Di solito questi ultimi condensatori hanno la sezione di sintonia della capacità max di circa 300 pF mentre è difficile trovare un condensatore variabile a sezioni eguali, ciascuna con tale limite di capacità, avendo i tipi normali, 440 + 440 pF.

È proprio tale tipo, il più comune, che è stato adottato nel sintonizzatore che si descrive, e pertanto la bobina d'antenna deve essere adatta a tale capacità per poter ottenere la sintonia nella intera gamma delle onde medie. Lo stesso deve dirsi per la bobina B_2 con presa intermedia e con nucleo regolabile in ferroxcube.

I due circuiti sintonizzati sono accoppiati fra loro da una capacità ceramica di 3,3 pF, ma se l'amplificatore adoperato ha un guadagno inferiore ai 72 dB, occorre accontentarsi di un grado di selettività leggermente minore e realizzare l'accoppiamento con una capacità ceramica di 6,8 pF anziché di 3,3 pF.

Il diodo D del tipo OA70, rettifica l'uscita attraverso il circuito in corrente raddrizzata costituito dalla metà inferiore della bobina B_2 , dalla resistenza di 2,2 kohm e dalla resistenza di 0,25 Mohm, ai capi della quale, shuntata dalla capacità di 500 pF, viene prelevato il segnale da inviarsi al piedino 6 del preamplificatore.

Per ottenere il massimo rendimento, ossia la massima tensione di uscita, è ne-

cessario accordare o meglio allineare bene i due circuiti, il che si può ottenere o con i compensatori, se ci sono, o con la regolazione del nucleo della bobina B_2 , badando ad effettuare l'allineamento nella zona centrale della gamma delle onde medie ed a ricontrollarlo agli estremi.

Gruppo amplificatore GBC - Z/155-1

Il secondo gruppo che fra l'altro può pilotare direttamente un push-pull della potenza di uscita fino a 5 watt, utilizza le stesse parti meccaniche del primo, ed ha una possibilità di applicazioni ancora più ampia poichè i due stadi che lo costituiscono sono ad accoppiamento diretto fra loro e controreazionati entrambi.

Lo schema è mostrato nella fig. 7; il gruppo è costituito da due transistori di media potenza, da 6 resistenze e da quattro condensatori.

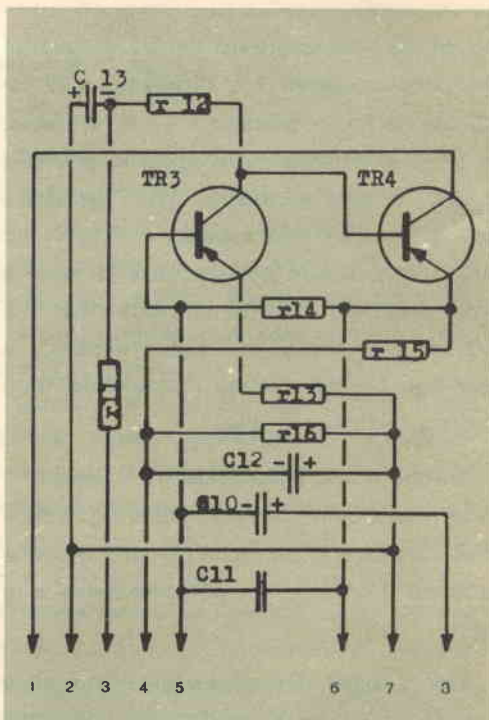


Fig. 7 - Schema elettrico dello stadio amplificatore.



transistori per commutazione a tensione elevata

Sono transistori al germanio pnp a giunzione di lega, adatti per commutazione in applicazioni professionali e militari quando siano richieste elevata tensione, stabilità delle caratteristiche ed un alto grado di affidamento.

Tra le varie applicazioni speciali: circuiti con indicatori al neon, circuiti di comando di relais, circuiti numeratori a lettura diretta.

	V_{CBO} (volt)	I_C (mA)	P_C (mW)	h_{FE}	f_{α} (Mc)	I_{CBO} (rA) a V_{CB} (V)	V_{CE} (SAT) (mV)	
45 volt	2G 524	-45	500	225	35	2.0	10 a - 30 100 a - 45	83 $I_c = 20$ mA $I_s = 2.0$
	2G 525	-45	500	225	52	2.5	10 a - 30 100 a - 45	83 $I_c = 20$ $I_s = 1.33$
	2G 526	-45	500	225	73	3.0	10 a - 30 100 a - 45	85 $I_c = 20$ $I_s = 1.0$
	2G 527	-45	500	225	91	3.3	10 a - 30 100 a - 45	93 $I_c = 20$ $I_s = 0.67$
70 volt	2G 1024	-70	500	225	35	2.5	10 a - 30 30 a - 70	75 $I_c = 20$ mA $I_s = 2.0$
	2G 1025	-70	500	225	52	2.8	10 a - 30 30 a - 70	75 $I_c = 20$ $I_s = 1.33$
	2G 1026	-70	500	225	73	3.2	10 a - 30 30 a - 70	75 $I_c = 20$ $I_s = 1.0$
	2G 1027	-70	500	225	91	3.6	10 a - 30 30 a - 70	80 $I_c = 20$ $I_s = 0.67$
105 volt	2G 398	-105	100	100	57	1.0	14 a - 2.5 50 a - 105	110 $I_c = 5$ mA $I_s = 0.25$

licenza general electric co.

U.S.A.

società generale semiconduttori s.p.a. agrate milano italia

uffici di milano: via c. poma 61 - tel. 723.977

L'accoppiamento è diretto e la controreazione è realizzata a mezzo di una rete resistenza-capacità collegante l'emettitore del secondo transistor con la base del primo ed agente sia nel caso di amplificazione di correnti variabili che di correnti continue.

L'alimentazione a 12 volt è effettuata fra il piedino 3, per il negativo, ed i piedini 7-2 per il positivo, il necessario disaccoppiamento del resto del circuito, essendo ottenuto a mezzo della resistenza « r » e dalla capacità C_{13} . La controreazione, perchè possa essere efficace anche per i toni alti, è realizzato a mezzo della resistenza r_{14} avente in parallelo la capacità C_{11} .

Per dare la massima elasticità all'uso dell'amplificatore, sono state particolarmente curate le possibilità di utilizzazione del transistor Tr_4 il quale può essere adoperato con collegamento sia a collettore comune quanto ad emettitore comune, e con un diverso grado di controreazione. A tale scopo il collettore di Tr_4 è libero ed è connesso con il piedino 1; l'emettitore che è accessibile attraverso il piedino 6, è posto in serie ad una resistenza r_{15} che può costituire la resistenza di accoppiamento nel funzionamento a collettore comune, ma che può essere shuntata o cortocircuitata nel montaggio ad emettitore comune, agendo sui piedini 4 e 6; ancora in serie è posta la resistenza di stabilizzazione nel funzionamento ad emettitore comune.

La resistenza di collettore del primo transistor è la r_{12} mentre il segnale di ingresso deve essere applicato fra i piedini 5 e 7-2, se in c.c., o fra il piedino 8 — attraverso la capacità C_{10} — e 7-2 se in corrente variabile.

Data la accurata scelta dei valori dei diversi componenti, frutto di molte conside-

razioni e di lunghe prove eseguite nelle combinazioni più diverse, le numerose possibilità di utilizzazione non vanno affatto a scapito della efficienza del gruppo nei casi più diversi, molti dei quali saranno man mano descritti ed illustrati nel prosieguo di questa trattazione.

Anche per questo gruppo ci riferiremo a transistori SGS, ma come precedentemente è stato detto, potranno essere adoperati transistori di tipo equivalente delle diverse marche, la adattabilità essendo in questo caso favorita dallo stretto collegamento controreattivo applicato fra i due stadi.

Per usi normali potrà essere adoperato, per ambedue gli stadi, il tipo 2G 271, mentre per usi professionali si monterà il 2G 321 al posto del Tr_3 ed il 2G 577 al posto del Tr_4 , quest'ultimo — 2G 577 — anche nel caso di usi normali quando si debba pilotare un push-pull con transistori di potenza.

Il montaggio dei vari componenti su una piastrina con circuito stampato, simile a quella del precedente circuito, è mostrata nella fig. 8 nella quale vedesi che il transistor di uscita Tr_4 può essere fissato a mezzo di un collare metallico tenuto a vite sulla piastrina, mentre il Tr_3 è fissato a mezzo dei propri reofori, come nel caso del circuito precedente. È quindi necessario fare sulla piastrina un foro per il fissaggio del collare, adatto per una vite da 3 o da 2,6 MA.

Anche in questo caso è necessario che i vari componenti siano ben all'interno della sagoma del supporto, ma non occorre invece fare alcun collegamento a massa del contenitore metallico. I collegamenti dei transistori sono indicati come nel montaggio precedente.

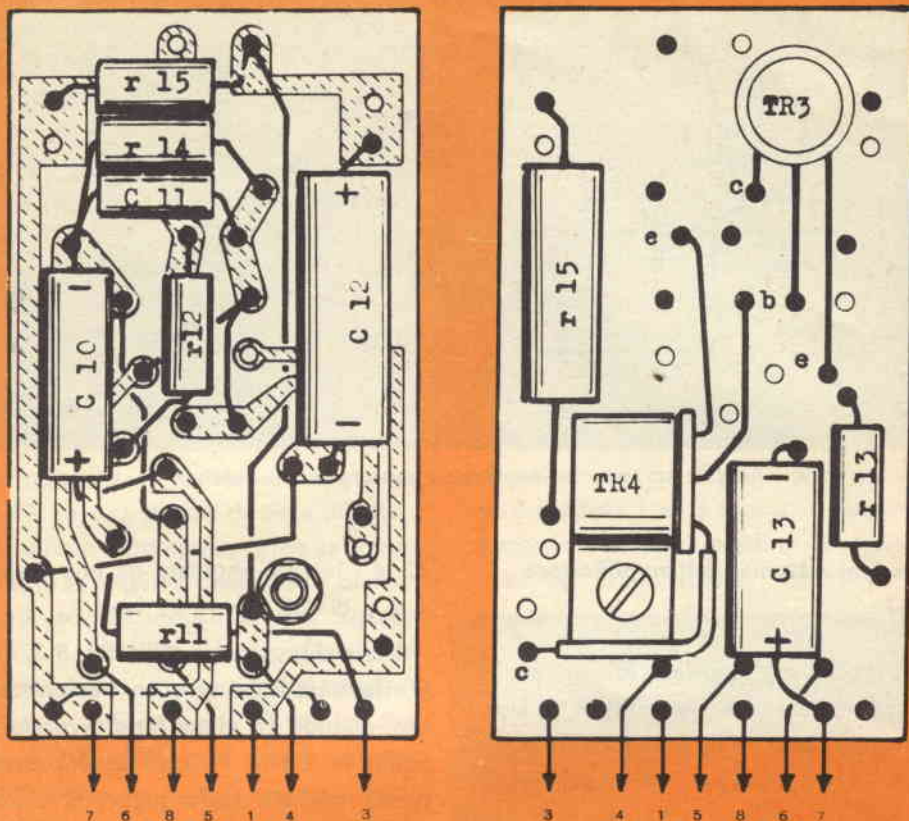


Fig. 8 - Schema di cablaggio dello stadio amplificatore

Le principali caratteristiche dei transistori impiegati sono:

Per il 2G 271: VCE = —20; guadagno hFE 80; ICmax 200 mA; rumore NF = 8
 » » 2G 321: VCE = —20; » hFE 80; » 200 mA; » NF = 6
 » » 2G 577: VCE = —30; » hFE 60; » 500 mA; » NF = 6

TABELLA DEI VALORI DEI COMPONENTI DELL'AMPLIFICATORE

C_{10} = 24 μ F, 9 V, elettrolitico (tipo N 5 x 12 m/m);
 C_{11} = 4,7 kpf, ceramico;
 C_{12} = 260 μ F, 3 V elettrolitico (tipo D 7 x 19 m/m);
 C_{13} = 24 μ F, 25 V, elettrolitico (tipo C 7 x 15 m/m);

r_{11} = 1,2 kohm, 1/2 watt, Morganite 10 %;
 r_{12} = 4,7 kohm, » » » »
 r_{13} = 39 ohm, » » » »
 r_{14} = 22 kohm, » » » »
 r_{15} = 330 ohm, 1 » » »
 r_{16} = 47 ohm, 1/2 » » » »

GUADAGNO: per tensione di alimentazione di 12 V e segnale sinusoidale all'ingresso 8 di 10 mV
 — con circuito di collettore di Tr4 caricato con resistenza di 300 ohm = 48 dB

— con circuito di collettore montato sul primario di un trasformatore per l'accoppiamento ad un controfase di potenza,
 a vuoto = 55 dB;
 con carico di 50 mW = 54 dB con distorsione inferiore al 1,5 %

L'amplificatore Z/155-1 montato e reperibile presso tutte le Sedi G.B.C. al prezzo di listino di L. 5.200.

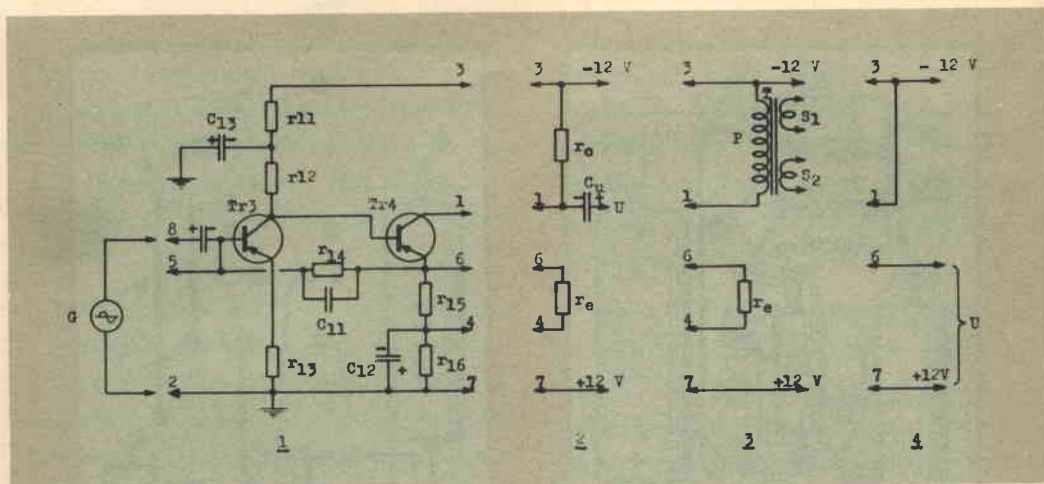


Fig. 9 - Schema dell'amplificatore con diversi tipi d'uscita.

Connessioni esterne dell'amplificatore Z/155-1

Nella fig. 9-1 è riportato lo schema in forma più chiara che nella fig. 7 e cioè senza tener conto della successione degli spinotti. Ricordando che il circuito di emettitore del Tr_4 è stato costituito con due resistenze, r_{15} ed r_{16} , quest'ultima shuntata allo scopo di poter utilizzare l'amplificatore anche con uscita con collettore a massa, si fa notare che la resistenza r_{15} avente il valore di 330 ohm, darebbe luogo ad una controreazione eccessiva nel caso normale di amplificazione di correnti variabili: in tal caso pertanto, deve essere cortocircuitata essendo sufficiente per la stabilizzazione la r_{16} che alle correnti variabili non dà luogo a controreazione perchè fortemente shuntata dalla capacità C_{12} . Allo scopo però di rendere più efficiente la controreazione in c.a. attraverso la rete C_{11} - r_{14} , è opportuno che un piccolo valore di sola resistenza ohmica sia sempre presente nel circuito di emettitore di Tr_4 , ed a tal uopo, nella disposizione della fig. 9-2 nella quale l'uscita è effettuata attraverso una resistenza di 330 ohm - 1 watt - ed una capacità C_u di 100 μ F -

12 V - la r_{15} è shuntata da una resistenza « r_e » di 7,5 ohm - 1/2 watt.

Nella disposizione della fig. 9-3, l'uscita è effettuata attraverso un trasformatore T che, quando Tr_4 viene fatto lavorare come finale in classe A, può essere costituito da un normale trasformatore di uscita per transistori tipo OC 74 e simili, ricavandone una potenza di uscita utile di circa 75 mW. Il valore della resistenza r_e dovrà essere sempre dell'ordine di 7,5 ohm.

Se invece il transistor Tr_4 è utilizzato per il pilotaggio di una coppia di transistori di potenza in controfase, che permette di ricavare una potenza utile dai tre ai cinque watt, è necessario un trasformatore a due secondari adatto ad essere pilotato da un 2G 577 che in questo caso è il transistor più adatto ad essere montato al posto del Tr_4 .

La costruzione, gli avvolgimenti ed il senso di accoppiamento di questi nel trasformatore considerato, i cui due secondari devono essere avvolti bifilarmente, sono mostrati nella fig. 10. La potenza utile per pilotare una coppia di transistori di potenza tipo OC 26 o 2E 310 — versione italiana del 2N 310 — è di circa 50 mW,

ed in tal caso il valore della resistenza r_e dovrà essere di 5 ohm. Nella fig. 9-4 è indicata la disposizione di uscita a collettore comune da adoperarsi quando l'amplificatore è utilizzato per la amplificazione di correnti continue.

L'uscita è presa fra 6 e 7, e fra questi capi, in assenza di segnale, è presente una differenza di potenziale di circa 11 volt: polarizzando la base di Tr_3 attraverso il piedino 5 con il negativo dal lato di questo ed il positivo a massa, con una tensione di 0,25 V ed una corrente di circa 1 mA, la d.d.p. ai capi di U scende ad 1 V.

Si ha pertanto, in tensione, un guadagno di 40, in c.c., e cioè di circa 30 db.

Quest'ultimo montaggio, come sarà meglio chiarito in seguito, prestandosi per telecomandi ed usi industriali, può essere adoperato per l'azionamento di relè il quale, utilizzando un tipo di 200 ohm di resistenza e della potenza di eccitazione intorno ai 100 mW, può essere direttamente applicato fra 6 e 7, restando eccitato in riposo e diseccitato in presenza di segnale.

La presenza in parallelo alla bobina del relè, delle resistenze r_{15} ed r_{16} per un totale di circa 380 ohm, smorza i transistori che hanno luogo ai capi della bobina stessa per effetto del movimento dell'ancora, proteggendo in tal modo il transistor.

L'assorbimento massimo di corrente, alla tensione di 12 V. è di 100 mA.

Applicazioni pratiche dei gruppi negli amplificatori a bassa frequenza Z/155 e Z/155-1

Vengono qui di seguito illustrate alcune applicazioni dei gruppi descritti nella amplificazione a bassa frequenza, terminando con la descrizione di un amplificatore completo ad alta fedeltà, per il quale, in special modo, sono stati previsti i gruppi dei quali abbiamo parlato.

Nella figura 11 è mostrata l'applicazione pratica del gruppo preamplificatore accoppiato ad uno stadio finale in classe A per una potenza di uscita di 75 mW. L'amplificatore risultante può essere pilotato da un sintonizzatore del tipo descritto, da un microfono piezoelettrico o da una cartuccia fonografica piezoelettrica.

I due circuiti accordati del sintonizzatore sono accoppiati a mezzo di una capacità di 6,8 pF allo scopo di ottenere una più elevata tensione di uscita.

La regolazione di volume è praticata sullo stadio intermedio a mezzo di un potenziometro da 50.000 ohm connesso fra il piedino 1 e la massa, il cursore essendo connesso al piedino 5 ossia alla uscita del primo stadio.

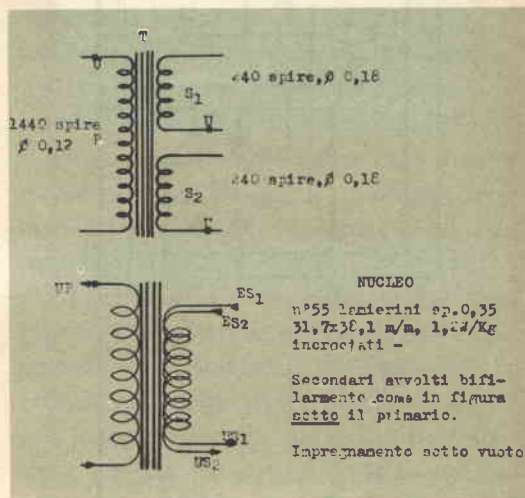


Fig. 10 - Dati per la costruzione del trasformatore pilota.

Lo stadio finale è costituito dal transistor Tr_f del tipo OC74, o 2G 271, o 2N 360 — della serie 2N 360 - 2N 363 — polarizzato come indicato nello schema, con resistenze Morganite 1/2 watt, 10%: come trasformatore T può essere adoperato per OC74, il tipo P/166-3 della GBC, usando solo metà del primario.

Per migliorare la qualità della riproduzione è stata prevista una controreazione

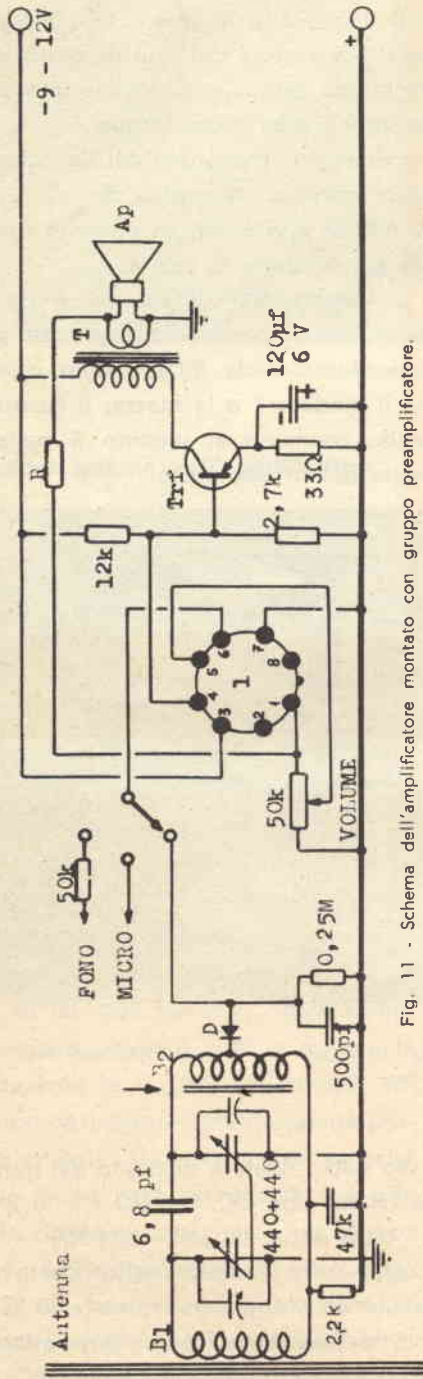


Fig. 11 - Schema dell'amplificatore montato con gruppo preamplificatore.

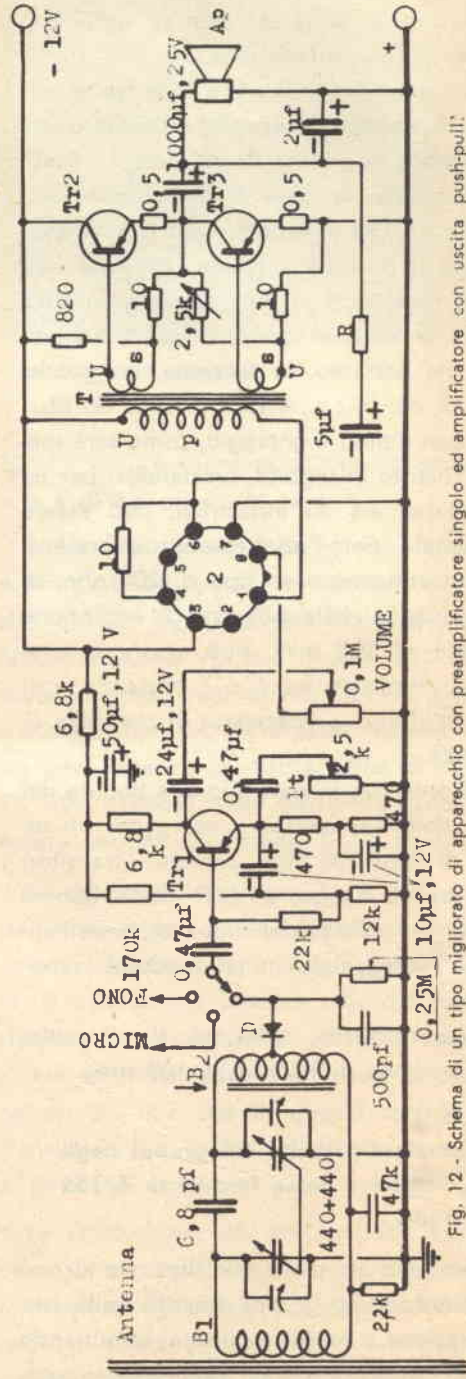


Fig. 12 - Schema di un tipo migliorato di apparecchio con preamplificatore singolo ed amplificatore con uscita push-pull.

fra il secondario del trasformatore di uscita e la entrata del secondo stadio, a mezzo della resistenza R connessa fra il piedino 1 e l'adatto capo del secondario, ossia quello che non dà luogo ad inneschi. Il valore più adatto di R è compreso fra 39 e 68 Kohm - $\frac{1}{2}$ watt - a seconda del transistor scelto, e può essere qualche volta opportuno per incrementare i bassi, porre in serie alla stessa una capacità in carta metallizzata o a dielettrico plastico metallizzato, di 47.000 pF.

L'amplificatore può comandare in pieno un'altoparlante la cui impedenza dovrà essere dello stesso ordine dell'impedenza del secondario del trasformatore di uscita, mentre nell'uso del fonografo, sarà necessario ridurre di molto il regolatore di volume. Altre applicazioni potranno essere facilmente realizzate a seconda del materiale disponibile e della esperienza e delle esigenze del radio amatore.

Nella fig. 12 è mostrato un amplificatore di grado più avanzato, utilizzando il gruppo Z/155-1 ed uno stadio di uscita in controfase senza trasformatore, del tipo « single-ended » permettente una potenza di uscita di oltre due watt con distorsione non superiore al 2 %.

Per ottenere una amplificazione sufficiente, il gruppo 2 è preceduto da uno stadio con ingresso ad impedenza relativamente elevata e riprodotto in parte lo stadio d'ingresso del gruppo preamplificatore. La polarizzazione e la stabilizzazione sono infatti realizzate nello stesso modo, tranne che per il circuito di emettitore che è costituito da due resistenze da 470 ohm in serie, una delle quali avente in parallelo una capacità di 10 μ F, per cui la controreazione in c.a. alle frequenze alte e medie, è data da una sola resistenza di 470 ohm mentre entrambi concorrono alla stabilizzazione.

Il grado di controreazione può essere variato dal potenziometro Pt di 2,5 kohm funzionante da resistenza variabile in serie

ad una capacità di 0,47 μ F in carta o a dielettrico plastico metallizzati, potendo così variare entro certi limiti la impedenza di entrata nonchè il guadagno su di una certa gamma di frequenze. Il potenziometro Pt agisce quindi come regolatore di tono, ma ha contemporaneamente una leggera influenza anche sul volume. La effettiva regolazione di volume si ottiene però con il potenziometro da 0,1 megohm connesso alla entrata del gruppo n. 2 — piedino 8 — il cursore essendo collegato con la uscita del primo stadio.

Il sintonizzatore e le possibilità di inserzione del micro e del fono, sono analoghe allo schema precedente.

Analizziamo ora lo stadio di uscita che dà realmente ottimi risultati dal punto di vista della economia di realizzazione, del rendimento e della fedeltà di riproduzione.

Il trasformatore di accoppiamento T è simile a quello descritto nella figura 10 ed il transistor terminale del gruppo 2 deve essere del tipo 2G 577, la controreazione essendo definita dalla resistenza di 10 ohm connessa ai piedini 4 e 6.

I transistori finali Tr_2 e Tr_3 , di tipo preferibilmente accoppiato, devono avere una potenza di dissipazione sufficiente per la potenza di uscita che si vuole ricavare: tale potenza dipende, nel caso in questione, oltre che dal valore della dissipazione, dalla tensione di pilotaggio e dalla tensione di uscita, nonchè dalla impedenza del carico.

Come vedesi nello schema, nel montaggio « single-ended » i transistori sono disposti in serie fra loro e con le rispettive resistenze di emettitore previste per rendere stabile il sistema alle variazioni di temperatura.

Il carico, ossia l'altoparlante, è montato fra il punto di congiunzione dei due transistori e la massa, attraverso una capacità di sufficiente valore per permettere il passaggio delle frequenze basse, in questo caso di almeno 1.000 μ F, con una ten-

sione di lavoro di almeno il doppio della tensione di alimentazione.

La polarizzazione è ricavata attraverso il partitore costituito dalla resistenza di 820 ohm e di 10 ohm, per il Tr_2 , e dalla resistenza variabile di 2,5 kohm e dalla resistenza fissa di 10 ohm per il Tr_3 , tenendo presente che con la regolazione della resistenza da 2,5 k, si regola la corrente attraverso la rete delle resistenze e quindi la tensione di polarizzazione per ciascun transistor.

Il funzionamento dello stadio ha luogo in classe AB e quindi la polarizzazione deve essere regolata in modo che in assenza di segnale, circoli una corrente dai 20 ai 30 mA attraverso i transistori, a seconda dei tipi adoperati.

I transistori più adatti sono:

OC 26 — VCE = 16; I_{max} = Amp. 3,5; Dissipazione W 13; Guadagno hFE 33

2N301 — VCE = 16; I_{max} = Amp. 2; Dissipazione W 12; Guadagno hFE 70;

2E301 — VCE = 16; I_{max} = Amp. 1,5; Dissipazione W 11; Guadagno hFE 50;

OC 30 — VCE = 16; I_{max} = Amp. 1,4; Dissipazione W 4; Guadagno hFE 35.

Stabiliamo la potenza ricavabile, la corrente assorbita ed il rendimento.

Avendo stabilito di disporre di una tensione di 12 V, la tensione su ciascun transistor sarà $V/2$ ossia di 6 V, ed il valore massimo della corrente di picco ammissibile, in base alla precedente tabella, sia fissata in 1,5 Amp.

L'impedenza del carico sarà quindi:

$$V_e/I_{c,max} = 6/1,5 = 4 \text{ ohm}$$

che è un valore normale per gli altoparlanti a bobina mobile di media grandezza.

La potenza massima complessiva che lo stadio può fornire, diventa quindi:

$$W_{tot} = 2 \times 1/4 V_e \times I_{c,max} = 2.1/4.6.1,5 = 4,5 \text{ watt,}$$

mentre per una tensione di alimentazione di 14/2 volt, sarebbe di 5,25 watt, ma entrambi questi valori dovranno essere diminuiti di circa il 13 % per tener conto della caduta di tensione passiva ai capi delle due resistenze di emettitore da 0,5 ohm cadauna. Le potenze reali diventano quindi rispettivamente di 3,9 e di 4,5 watt.

In ciascun transistor dissipiamo una potenza

$$W_d = (1/\pi \times 1/4) V_e \cdot I_{c,max} \\ = 0,078.6.1,5 = 0,71 \text{ watt,}$$

mentre per una tensione di alimentazione di 14 V, dissipiamo 0,835 watt.

I suddetti valori della potenza dissipata sono notevolmente più bassi dei valori della potenza dissipabile in base alla tabella prima riportata, ma poichè i valori effettivi dissipati possono aumentare con la temperatura, aumento che tende a trasportare il regime di funzionamento dalla classe AB alla classe A, è bene in ogni caso montare i transistori di potenza su piastra di raffreddamento, e cioè direttamente sul telaio di alluminio dell'apparecchio, purchè tale telaio abbia uno spessore di almeno 2 mm. ed una superficie libera di almeno 50 cmq. per transistor.

Questi dovranno essere isolati dal telaio a mezzo di un sottile foglio di mica, o meglio con un sottile foglio di alluminio anodizzato su entrambi i lati.

Il rendimento dell'intero stadio può raggiungere il 65 %.

Un efficace sistema di controreazione lega l'uscita con lo stadio terminale del gruppo 2 — all'emettitore, piedino 6 — attraverso una capacità di 5 μF - 25 volt - ed una resistenza R il cui valore normale è di 68 ohm - Morganite, 1/2 watt - ma che può essere anche leggermente diverso, a seconda dei transistori adoperati.

In ogni caso il valore di R è legato al valore di 10 ohm della resistenza montata fra i piedini 4 e 6; perchè la controreazione possa aver luogo e non avvenga invece un innesco, è necessario che le uscite dei vari avvolgimenti del trasformatore T siano connesse come indicato nello schema. Un condensatore di 2 μF è posto in parallelo all'altoparlante, ma non allo scopo di diminuire gli alti, perchè data la bassa impedenza dell'altoparlante, il valore di questa e della impedenza della capacità si eguagliano soltanto oltre i 15 kHz, ma per incrementarli, in quanto costituisce una fuga per gli alti dalla catena di controreazione.

Le resistenze da 820 ohm, di 10 ohm e di 0,5 ohm dello stadio « single-ended » devono essere da 1 watt, e quelle da 0,5 ohm preferibilmente a filo.

Applicazione di entrambi i gruppi - Amplificatore da 4 watt ad alta fedeltà.

Utilizzando entrambi i gruppi e lo stadio di uscita innanzi descritto, si può realizzare un amplificatore di alta efficienza e fedeltà che può rendere all'uscita una potenza di 4 watt con una distorsione dell'1,5 % al massimo e con una tensione di ingresso fino a mezzo millivolt: fruscio — 54 dB per una potenza di 2,8 watt, e di — 49 dB per 4 watt.

Lo schema completo è dato nella fig. 13 nella quale i gruppi sono mostrati in tutti i loro elementi in modo da poter seguire più facilmente le connessioni fra i vari componenti.

Il funzionamento è previsto con testina magnetica da registratore, con microfono piezoelettrico, con microfono magneto-dinamico e con fono miscelabile con gli ultimi due.

Vi sono due regolatori di tono separati, un filtro per la attenuazione del fruscio e controreazione regolabile sugli stadi finali.

Il regolatore di volume — potenziometro P_1 — è posto dopo il primo stadio seguendo la disposizione già descritta nella fig. 5B, e ciò sia per ridurre il fruscio — al quale peraltro i valori sopraindicati di — 54 e — 49 dB si riferiscono a volume pieno — che in funzionamento normale è inesistente, e sia per non dover impiegare tanti potenziometri quante sono le entrate.

Nè in questo modo c'è pericolo di sovraccaricare il primo stadio perchè questo, per effetto della forte controreazione, ha risposta lineare da pochi microvolt fino a oltre venti millivolt.

L'innesto del microfono magneto-dinamico è fatto in modo che, a microfono innestato, venga portato a massa l'estremo freddo della capacità C_5 il che diminuisce la controreazione e quindi la impedenza di entrata del primo stadio e migliora la curva di risposta agli effetti della resa del suddetto tipo di microfono.

Il valore migliore di impedenza della testina di riproduzione da impiegare nel caso di attacco ad un registratore a nastro, è di 700-750 ohm a 1.000 Hertz: ottimi risultati sono stati ottenuti nelle prove fatte con una testina Bogen della suddetta impedenza, sia nei riguardi della potenza di uscita e nella assenza di rumore di fondo, quanto nella resa dei toni alti che sono molto incrementati, proprio in vista dell'uso di testine di riproduzione, dalla capacità C_4 . Questa, quanto la C_1 dovranno avere, nel caso particolare dell'amplificatore che si descrive, un valore di 0,47 μF ed essere del tipo a dielettrico plastico metallizzato, per diminuire il rumore di fondo e per evitare il passaggio nella testina magnetica della sia pur piccola corrente di fuga che potrebbe prodursi qualora in C_1 fosse adoperato un condensatore elettrolitico.

Per quanto concerne la regolazione con il potenziometro P_1 si varia il volume

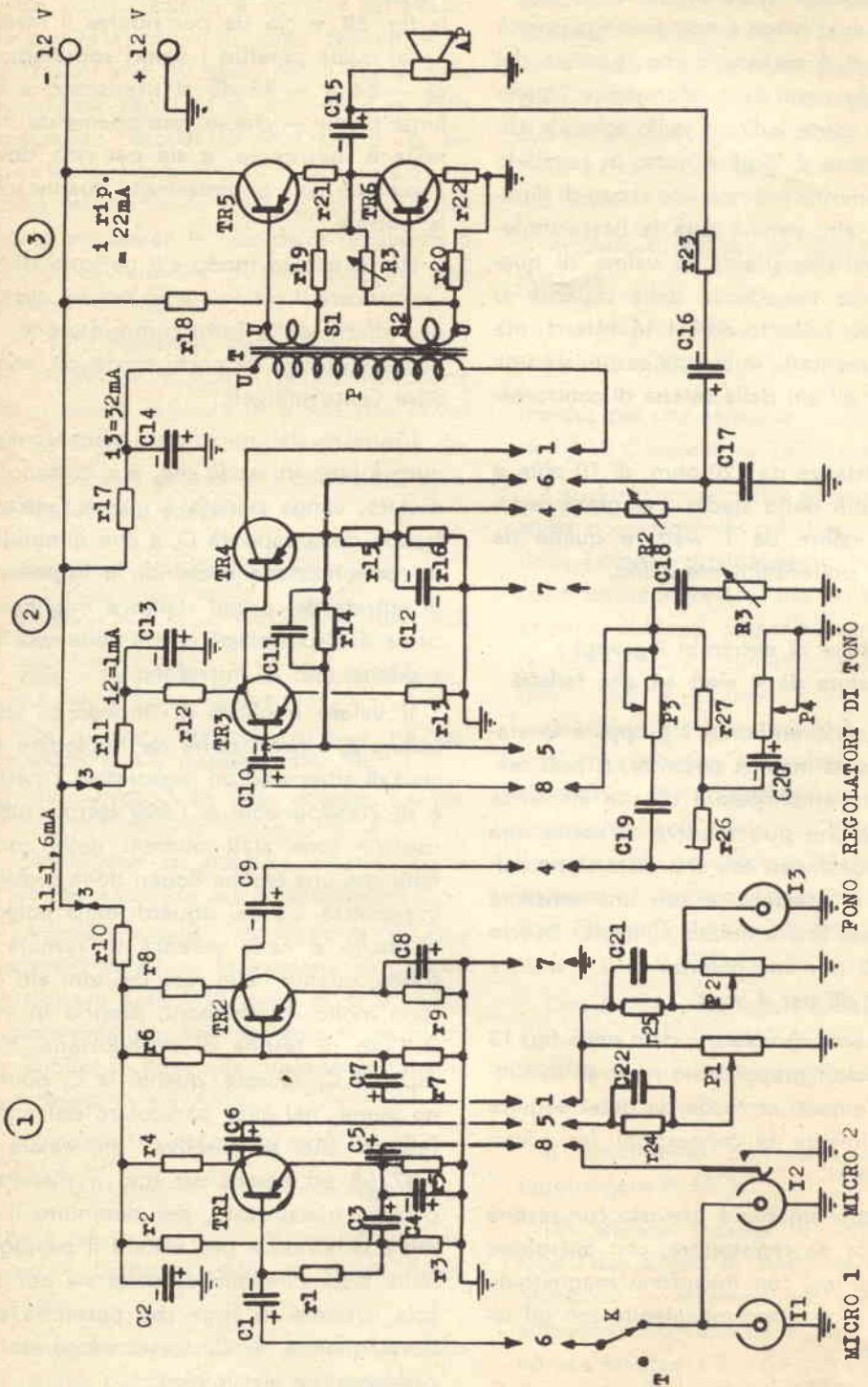


Fig. 13 - Schema elettrico di un amplificatore HI-FI di 4 Watt.

dell'uscita del primo stadio, uscita che si può miscelare con il fono, agendo per quest'ultimo sul potenziometro P_2 connesso con l'innesto fono I_3 .

La regolazione del tono è effettuata con due potenziometri, P_3 per gli alti e P_4 per i bassi a mezzo di una rete interposta fra i due gruppi di amplificazione, ed a tal proposito è necessario fare alcune considerazioni di carattere generale.

La regolazione di tono si può ottenere con sistemi vari ed in particolare, o con variazione del grado di controeazione a mezzo di una rete selettiva in frequenza, come è stato già accennato, o con reti a resistenza capacità le quali possono essere adoperate in modo da introdurre una non notevole attenuazione generale, ed in questo caso non sono molto efficaci come controllo di tono mentre hanno influenza anche sul volume medio; o da dare una variazione completa in entrambi i toni, alti e bassi, di circa 30 dB senza influenza sul volume medio, ma introducendo una attenuazione di circa 20 dB nella catena di amplificazione. Descriveremo qui entrambi i sistemi a resistenza capacità, dando la preferenza all'ultimo perchè l'elevato guadagno totale dell'amplificatore permette di poter sacrificare anche 20 dB pur di ottenere un controllo di tono efficace.

Nel sistema indicato nella fig. 13, il potenziometro P_3 da 5 kohm in serie alla capacità C_{19} da 18 kpF, controlla i toni alti senza influire sul volume generale e permettendo una variazione complessiva di circa 16 dB; per i bassi, un potenziometro P_4 di 7,5 kohm in serie ad una capacità C_{20} di 1 μ F è connesso fra la massa ed il nodo delle resistenze r_{26} ed r_{27} di 4,7 kohm ciascuna, poste a loro volta in serie alla catena di amplificazione. Questo sistema di controllo di bassi è semplice ma influisce sul volume e dà luogo ad una variazione complessiva di soli 15 dB.

All'uscita della rete di controllo dei toni

è posto il filtro per la attenuazione del fruscio costituito dalla capacità C_{18} di 0,15 μ F in serie alla resistenza regolabile R_3 del valore massimo di 10 kohm connessa a massa. Questo filtro dà una attenuazione del volume generale, di circa 6 dB.

Prima di considerare l'altro preferibile sistema per il controllo dei toni da inserire fra il piedino 4 del primo gruppo, ed il piedino 8 del secondo, continuiamo la descrizione dell'amplificatore.

Lo stadio di uscita è del tipo « single-ended » analogo a quello considerato nella fig. 12 ed ha lo stesso trasformatore pilota, gli stessi transistori e gli stessi valori di resistenze: la alimentazione del primario del trasformatore T che fa capo al transistore Tr_4 è disaccoppiata a mezzo della resistenza r_{17} di 27 ohm e la capacità C_{14} .

La controeazione è regolabile a mezzo della resistenza variabile R_2 di 20 ohm max. Con un grado di controeazione sufficiente, il guadagno dello stadio finale è di 6 dB con una corrente in riposo, attraverso i transistori Tr_5 e Tr_6 , di 22-25 mA. Per il carico, la potenza resa e la potenza dissipata ed il rendimento, vale quanto detto precedentemente a proposito dello schema 12.

Senza tener conto per ora della attenuazione data dal controllo dei toni, il guadagno dell'amplificatore sarà il seguente:

- Gruppo 1 - alta impedenza + 43 dB;
- Filtro per rumore di fondo — 6 dB;
- Gruppo 2 + 54 dB;
- Stadio finale con controeazione, + 6 dB.

Il valore del guadagno può quindi raggiungere complessivamente i 97 dB e cioè una cifra eccessiva, ma poichè la applicazione del regolatore di tono della fig. 14 dà luogo ad una attenuazione di circa 19 dB, giungiamo ad un guadagno totale di 78 dB che rappresenta un valore ragguardevole in quanto corrisponde al

raggiungimento della piena potenza di uscita di 4 watt — 4 volt sul carico di 4 ohm — con una tensione di 0,5 mV applicata sull'ingresso ad alta impedenza del preamplificatore.

I potenziometri P_5 e P_6 sostituiscono il P_3 e P_4 quando viene adoperato il controllo di toni indicato nella fig. 14: in questo caso alle resistenze r_{26} ed r_{27} ed ai condensatori C_{19} e C_{20} vanno sostituite le

resistenze e capacità indicate nello stesso schema 14.

Valori delle correnti

I valori relativi alle correnti di alimentazione sono indicati nello schema 13 e per quanto concerne le correnti di base dei transistori finali e le tensioni di pilotaggio, queste ultime hanno un valore di picco di 1 volt su di una resistenza com-

TABELLA DEI VALORI DEI COMPONENTI L'AMPLIFICATORE DA 4 W

$Tr_1 =$	2G324	SGS					
$Tr_2 =$	2G109	»					
$Tr_3 =$	2G321	»					
$Tr_4 =$	2G577	SGS					
$Tr_5 =$	OC26 =	2E301 =	2N301				
$Tr_6 =$	»	»	»				
$r_1 = r_7 = r_{14}$			22	kohm,	1/2 watt,	Morganite	10 % ;
$r_2 = r_{25}$			220	»	»	»	»
$r_3 = r_{24}$			12	»	»	»	»
$r_4 = r_{10}$			6,8	»	»	»	»
$r_5 =$			1	»	»	»	»
$r_6 =$			47	»	»	»	»
$r_8 = r_{12} = r_{26} = r_{27}$			4,7	»	»	»	»
$r_9 =$			2,2	»	»	»	»
$r_{11} =$			1,2	»	»	»	»
$r_{13} =$			39	ohm,	»	»	»
$r_{16} =$			47	»	»	»	»
$r_{23} =$			68	»	»	»	»
$r_{17} =$			27	»	1 watt,	»	5 % ;
$r_{15} =$			330	»	»	»	»
$r_{18} =$			880	»	»	»	»
$r_{19} = r_{20}$			10	»	»	»	10 % ;
$r_{21} = r_{22}$			0,5	»	»	a filo, Seci	RSLI
$C_1 = C_4$		—	0,47	μ F,	diel. plastico	metallizzato;	
$C_5 = C_6 = C_7 = C_{16}$	12 V		5	»	elettrolitico	(M 3,5 x 12 m/m);	
$C_3 =$	6 V		10	»	»	»	»
$C_{17} =$	12 V		2	»	»	»	»
$C_{22} =$	125 V		1	kpf,	diel. plastico	metallizzato;	
$C_{11} =$	»		4,7	»	»	»	»
$C_{19} =$	»		18	»	»	»	»
$C_{21} =$			220	pf,	ceramico;		
$C_{18} =$	»		0,15	μ f,	diel. plastico	metallizzato;	
$C_9 = C_{10}$	9 V		24	»	elettrolitico	(N 5 x 12 m/m);	
$C_{13} =$	25 V		24	»	»	(C 7 x 15 m/m);	
$C_2 =$	9 V		40	»	»	(B 5 x 15 m/m);	
$C_8 =$	6 V		160	»	»	(D 7 x 19 m/m);	
$C_{12} =$	3 V		250	»	»	»	
$C_{14} =$	25 V		200	»	»	»	
$C_{15} =$	25 V		1.000	»	»	»	
$R_1 =$	resistenza variabile a grafite da		10	kohm	max;		
$R_2 =$	»		»	filo, da	20	ohm	max;
$R_3 =$	»		»	»	2,5	kohm	max;
$P_1 =$	Potenziometro curva B, 7B1 da		0,1	Megaohm;			
$P_2 =$	»		»	»	0,5	»	
$P_3 =$	»		»	»	5	kohm;	
$P_4 =$	»		»	»	10	»	
$P_5 =$	»		»	»	50	»	
$P_6 =$	»		»	»	50	»	



ottinetti



Componenti elettronici

parti staccate radio-TV, ferriti, termistori, ceramiche, resistori subminiatura, relè, componenti per servo-meccanismi, connettori professionali, commutatori, componenti per elettroacustica professionale

produzione
MICROFARAD - Milano
 distribuzione per l'Italia
 dei componenti di produzione
 C. S. F.



Condensatori

carta, carta metallizzata, dielettrico sintetico, ceramici, elettrolitici, mica

produzione
MICROFARAD - Milano
C.I.R.C.E. Pontinia



Semiconduttori

transistori A.F., B.F., potenza, diodi, raddrizzatori

produzione
M.I.S.T.R.A.L. Latina

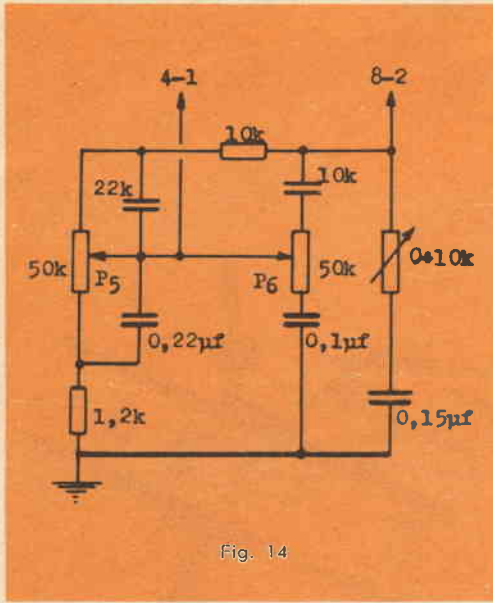


Fig. 14

pletiva di ingresso di 22 ohm, per cui la corrente di picco è di 45,5 mA e la potenza massima di picco di pilotaggio, di 45,5 mW.

Il valore della corrente di alimentazione di picco, è di 1,55 Amp. a 4 watt.

Controllo di tono a rete

Nella fig. 14 è mostrato lo schema del controllo di tono consigliato, già accoppiato alla rete di filtro come nel precedente schema.

Il funzionamento è il seguente: il potenziometro P_5 controlla i bassi, avendo il cursore connesso con il centro della coppia di condensatori da $\approx 0,22$ e da $0,022 \mu\text{F}$, aventi quindi un rapporto di 1 : 10 nelle relative impedenze. Poichè il potenziometro è a variazione logaritmica, con il cursore in centro, la resistenza del tratto inferiore è la decima parte della resistenza totale come la impedenza della capacità di $0,22 \mu\text{F}$ è la decima parte della impedenza della capacità di 22 kpF, per cui le frequenze basse provenienti da 4-1 sono per quasi 9/10 trasmesse a massa attraverso la resistenza da 1,200 ohm che

è stata resa leggermente più alta del decimo della resistenza in alto da 10 Kohm, per ridurre la attenuazione complessiva. Con il cursore portato tutto nella parte superiore, tutte le frequenze basse passano in 8-2 restando shuntate dalla capacità di $0,22 \mu\text{F}$ che la attenua in ragione inversa della frequenza. Analogo ragionamento deve farsi per gli alti, regolabili con il potenziometro P_6 ed il cui ritorno a massa attraverso i condensatori dei bassi, è impedito dalla presenza della resistenza di 10 kohm che viceversa non ostacola il passaggio dei bassi.

Con i valori indicati per i vari componenti, la attenuazione media per tutte le frequenze è di 19 dB.

Il diagramma della fig. 15 mostra l'incremento e la attenuazione ottenibili per le varie frequenze, intendendo il livello di 0 dB con i cursori dei due potenziometri entrambi al centro: in questa posizione tutte le frequenze vengono trasmesse con sufficienti linearità.

Ci sembra di aver fin qui detto il necessario perchè un amatore dotato di qualche cognizione tecnica di base, possa realizzare senza gravi difficoltà l'amplificatore descritto nonchè adoperare nel miglior modo i gruppi che ne fanno parte, ottenendo quei risultati che permettano di raggiungere quella sempre desiderata fedeltà di riproduzione con i minimi mezzi.

U. G.

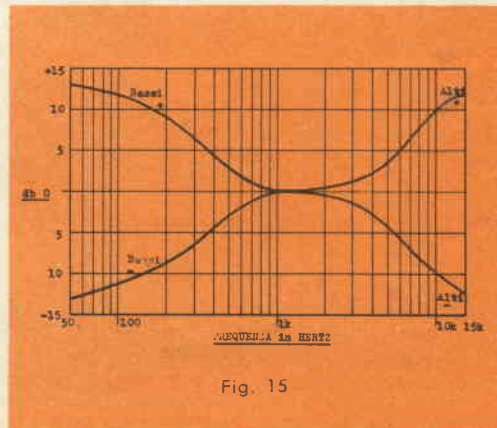
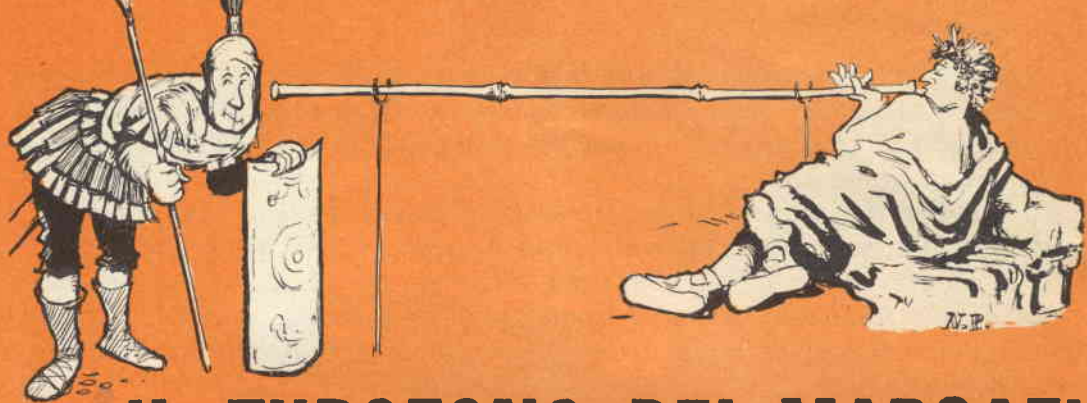


Fig. 15



IL TUBOFONO DEI MARSAZI

La storia non dice tutto. Cioè: i libri di storia non dicono tutto. Prendiamo la rivoluzione francese, capitolo ottavo, pagina 124. Se l'autore avesse dovuto metterci dentro tutto, avrebbe dovuto raccontare per filo e per segno la cronaca delle duecento e quindici esecuzioni capitali con dovizia di particolari, nomi dei nobili che fecero la conoscenza con madame Guillotine, ecc. Al racconto della terza esecuzione il lettore avrebbe sbadigliato e al racconto della quarta sarebbe caduto a terra addormentato. Invece l'autore se la cava con un: molti nobili lasciarono la testa sotto la mannaia e, proprio per non fare la figura del male informato, racconta anche, un po' dettagliatamente, come morì Luigi Decimosesto.

È proprio per questo motivo (perché la storia deve essere compendiosa, stringata, nervosa) che i testi tralasciano sempre di raccontare l'episodio numero sessantaquattro dei commentari di Caio Giulio Cesare dal De Bello Martasiano.

Pomponio Artastrato era il re della Marsazia Transilidina e se ne infischia di Roma, ma era un re che sapeva il fatto suo e aveva installato la reggia su una collina boschiva e amena. Il suo stato maggiore si era accampato con le truppe in una zona desertica. Questo perché è regola che le truppe si accampino sempre nei luoghi più disagiati.

Ma — dice Giulio Cesare — il re Pomponio Artastrato aveva adottato, per comunicare con il suo esercito, un sistema nuovo e mai usato in seguito: il tubofono. (Era il tubofono — scrive il professor Achille Mandrigini, insigne latinista — qualcosa che assomiglia nelle sue linee generali al moderno telefono).

Dalla collina della reggia fino all'accampamento erano 180 chilometri di cui solo 80 in pianura. Il re aveva fatto raccogliere dai canneti lungo il fiume Igor migliaia e migliaia di canne perforate che aveva fatto collocare su appositi sostegni. Tra la fine di una canna e l'inizio della nuova, era uno spazio sufficiente a lasciar passare la testa di un milite. Il re urlava il suo ordine all'imbocco della prima canna. Il milite ascoltava l'ordine e lo ritrasmetteva nell'estremità dell'altra canna. Ogni canna era lunga cinque metri; per coprire i 180 chilometri erano quarantamila canne usate dal re Pomponio Artrastato e quarantamila militi.

Ora, Giulio Cesare con le sue legioni entrò in Marsazia Transilidina e il re, dalle sue colline, vide quel movimento di elmi e corazze e pensò che fosse giunto il momento di usare il tubofono. Si avvicinò all'imboccatura della prima canna e urlò:

« Ordine del re. Le truppe Marsazie in assetto bellico, con provviste e donne, al comando del generale capo Arisdubo Lidio, accorrono, divise in due ali, con adeguate scorte di cavalleria e altre armi pesanti, ai due lati della collina imperiale pronte a fronteggiare le legioni romane. Un terzo contingente salga il versante della collina pronto a piombare sul nemico oltre il crinale ».

Il soldato con l'orecchio incollato all'estremità della canna ascoltò senza battere ciglio, poi restò un attimo a grattarsi la pera e quindi accostò la bocca al buco della seconda canna e ritrasmise:

« Attenzione parla il re che dice di mettersi in divisa bellica e di portare le donne, tutti al comando del generale Arisdubo Lidio e bisogna andare divisi in due con la cavalleria e senza dimenticare le armi pesanti e girare attorno alla collina e appena si vedono i romani dargli dentro mentre altri salgano sulla collina del re pronti al crinale e a difendere il re e le sue donne ».

Il messaggio proseguì di canna in canna. Ascoltiamo a regolari intervalli.

« Il re con la divisa da soldato oppure da donna e anche con lui il generale Arisdubo Lidio che se non va sarà diviso in due oppure strappato dal cavallo sia pur vestito con le armi pesanti sulla collina del re dove già sono i romani con le loro donne e il loro crinale ».

« Il re ha diviso i soldati mentre le donne del generale Arisdubo Lidio che viaggia sulle dune con un cavallo armato e pesante e la cavallina del re romano che è una donna col crine. Vale ».

« Il re avviso ai soldati mentire alle donne generale Arisdubo il bivio viaggia e un cavallo ardito con il re c'è una donna che sale ».

« Il re soldato seniore papale gran tubo formaggio cavallo un dito tre re madrigali ».

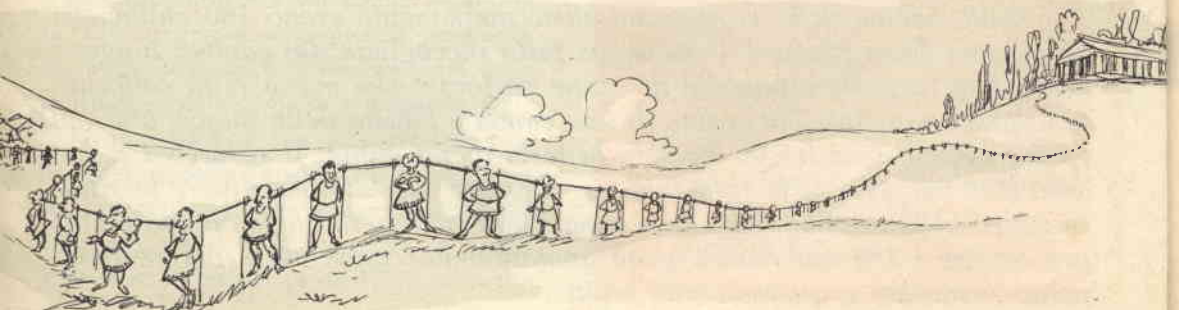
Al re Arisdubo Lidio venne recapitato il seguente messaggio:

« Ore tre trifoglio male lilliput calloma tritito pè mati gorgale ».

« Porc!... », esclamò il generale, che era una temprà alla Cambronne, « ... è un messaggio cifrato! ».

E non si mosse. E Giulio Cesare occupò la Marsazia Transilidina.

PAT FERRER



IL CASO DELL'AMPLIFICATORE DISPETTOSO



Tempo fa venne da me un ragazzino scoraggiato.

Aveva costruito un amplificatore a 4 transistori da accoppiare ad un giradischi, e benchè lo schema fosse esatto, ed il montaggio, più e più volte riscontrato, fosse privo di qualunque errore elettrico o meccanico e tutte le parti impiegate fossero efficienti, l'apparecchio non funzionava.

Con tono quasi disperato, il ragazzino mi spiegò che l'amplificatore stava mandando a rotoli la sua reputazione presso tutti i suoi amici, che avevano seguito con ammirazione la costruzione nelle varie fasi dandosi poi alle più olimpiche risate quando connesso un giradischi all'amplificatore terminato, ne erano risultati solo stridii e suoni difficilmente definibili nella loro bruttura cacofonica.

Deciso di aiutare il giovane costruttore, mi misi a scrutare il montaggio, perchè come chiunque, non mi fidavo eccessivamente della... esperienza (!) di un « tecnico » di una dozzina d'anni.

Strano a dirsi, tutto risultò in ordine.

Il passo successivo, secondo la sequenza classica della ricerca degli errori, fu dare tensione all'amplificatore (prudentemente dimezzandola ed inserendo un amperometro) quindi misurai vari punti, per vedere se ci fosse qualche resistenza aperta o qualche condensatore in perdita; ancora una volta, tutto risultò perfettamente in ordine.

A questo punto, un po' innervosito, accesi il generatore audio e l'oscilloscopio, e controllai il responso del complesso in esame che ormai cominciava a preoccuparmi: si profilava la possibilità che si rivelasse un « dog » (come i riparatori americani definiscono questo genere di apparecchi dal guasto fantasma).

L'oscilloscopio rivelò una distorsione non superiore al 10% circa, ed un leggero « clipping »: ancora una volta però, niente di particolarmente grave!

A questo punto, cominciai a pensare seriamente che il giradischi del ragazzino avesse la testina fuori uso: e pensandoci, mi venne l'**idea**.

Chiesi al ragazzino che tipo di cartuccia avesse il giradisco che voleva far funzionare in unione all'amplificatore « difettoso ».

Con l'aria più ingenua del mondo, il ragazzino mi rispose che la testina era una normale piezoelettrica.

Come volevasi dimostrare!

Rimproverandomi di non avergli fatto prima la domanda, gli spiegai che un giradisco con cartuccia piezoelettrica o ceramica, non può essere direttamente collegato ad un amplificatore a transistori, perchè l'impedenza della testina è di qualche centinaio di migliaia di ohm, mentre quella d'ingresso di un comune amplificatore transistorizzato, si aggira sul migliaio di ohm: quindi, il trasferimento di segnale fra due impedenze tanto diverse, è pressochè impossibile.

Facendo seguire a questa dimostrazione teorica la pratica, collegai un giradisco all'amplificatore e diedi tensione: immediatamente scaturirono dall'altoparlante i suoni mostruosi descritti dal ragazzino, invece che il dolce « Begin the Beguin » che ci si poteva aspettare dall'etichetta del disco.

Staccata provvisoriamente la cacofonica esecuzione che avrebbe certamente infastidito il buon Cole Porter, presi dallo scaffale un trasformatore con un altissimo rapporto in discesa e lo applicai fra il giradisco e l'amplificatore.

La modifica ebbe due effetti: restituire « Beguin the Beguine » a se stessa e rendere raggiante l'espressione « fumo di Londra » della faccia del ragazzino.

Tutto felice, l'amico mi chiese di vendergli il trasformatore: ma io gli spiegai che avevo solo fatto un'applicazione momentanea e dimostrativa per chiarire il motivo del suo insuccesso: mentre, il problema dell'adattamento di impedenza era da affrontare in un altro modo, perchè all'ingresso di un amplificatore un tra-

sformatore è sempre da evitare, qualsiasi trasformatore infatti introduce un certo « taglio » nella banda audio passante, e peggiora quindi la qualità di riproduzione.

Va studiato piuttosto, un sistema per innalzare l'impedenza d'ingresso del primo stadio, fino ad ottenere un bilanciamento tollerabile delle impedenze.

Penso che il caso descritto, sotto vari aspetti e varie forme, sia capitato spesso anche ai lettori, e che possa essere interessante la conoscenza dei sistemi con i quali si può rendere elevata l'impedenza d'ingresso di un amplificatore a transistori.

Questi sistemi sono tre: ne esisterebbero anche altri più complessi ed elaborati, ma i tre che ora descriverò hanno il vantaggio di essere semplici ed elastici: in pratica, universalmente adottabili.

Essi sono:

Il Metodo della resistenza in serie (vedere fig. 2).

Rispetto al circuito originale, è stata aggiunta una resistenza (R_e) in serie alla base del transistor. La resistenza con il suo valore, colma la differenza di impedenza, venendo a far parte del circuito di base del transistor.

Questo sistema è interessante per la possibilità di immediata applicazione a qualunque amplificatore senza dover tra-

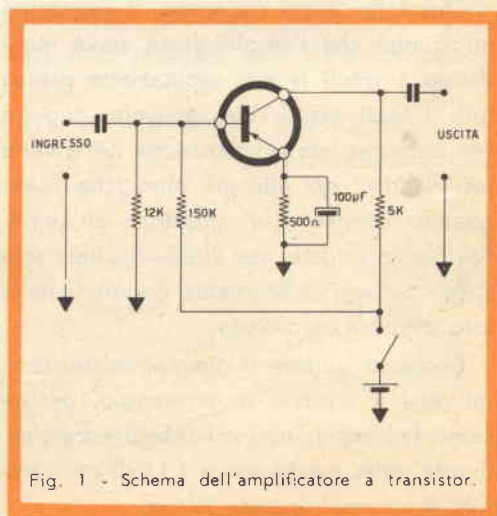


Fig. 1 - Schema dell'amplificatore a transistor.

sformare il circuito; ma poichè riduce il segnale, è applicabile con vantaggio solo quando la tensione-segnale all'ingresso, sia in origine eccedente, ed anche calandola, sia possibile ottenere la piena potenza dall'amplificatore, o, per lo meno, la potenza che si desidera.

Vedendo questa soluzione sotto un profilo elettrico, diremo che non è conveniente adottare questa prima soluzione quando la resistenza R_e debba avere un valore superiore a 100.000 ohm per ottenere il bilanciamento, perchè già in questo caso, il segnale utile, viene ridotto

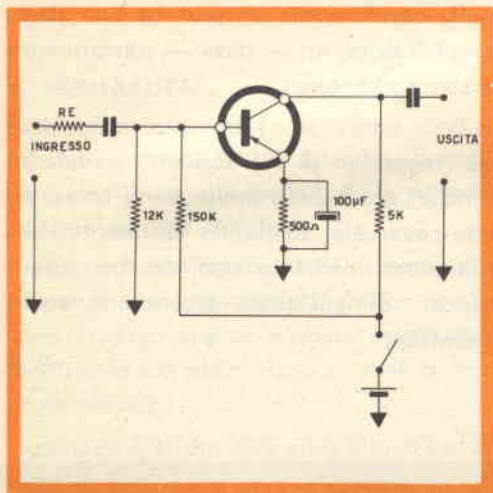


Fig. 2 - Ricerca del guasto col metodo della resistenza in serie.

ad un valore di 0,01 circa di quello originale.

Il secondo sistema per incrementare la impedenza d'ingresso dell'amplificatore, è quello detto **della resistenza non shuntata**.

Si veda in proposito lo schema a fig. 3.

Appare subito che questa volta la trovata consiste nell'aver eliminato il condensatore BY-PASS. Così facendo una forte controreazione attraversa lo stadio e si ha una impedenza di base molto più alta.

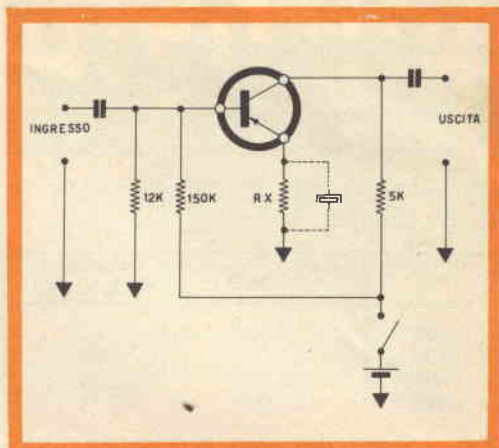


Fig. 3 - Ricerca del guasto con il metodo della resistenza non shuntata.

L'impedenza di base o d'ingresso, dipende strettamente dal valore della resistenza in serie all'emettitore.

Dovremo però considerare che la controreazione riduce considerevolmente il guadagno dello stadio: quindi, in pratica, più alto è il valore della resistenza non shuntata, più questo innalza l'impedenza d'ingresso, e più causa una forte controreazione; in definitiva, quindi, accade che anche in questo circuito l'incremento dell'impedenza d'ingresso è ottenuta a detrimento del guadagno dello stadio e, a seconda dei casi, bisognerà cercare il compromesso fra i valori più adatti alle necessità.

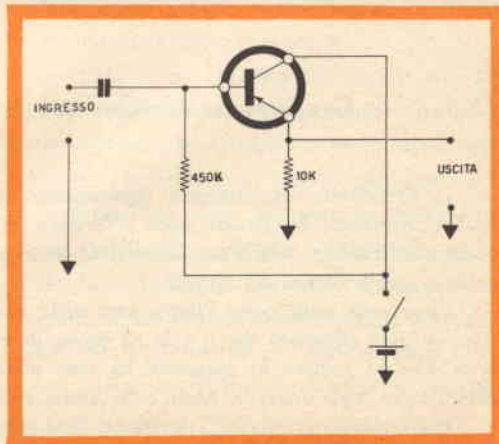


Fig. 4 - Ricerca del guasto con il metodo del transistor collegato al collettore comune.

Per non andare su un piano puramente teorico, trascrivo una tabella dei valori in gioco nello schema di fig. 3, rilevati in pratica, facendo le opportune misurazioni; il confronto fra questi valori, renderà evidentissimo quanto esposto su questo secondo sistema.

Re	Ringresso	Guadagno dello stadio
600	10.000	80
1200	25.000	35
2200	50.000	15
3500	100.000	1

N.B. - Questi dati sono strettamente relativi allo stadio di fig. 2: varieranno usando altri transistori o altri valori.

I due sistemi che ho esposto per l'incremento dell'impedenza d'ingresso, si prestavano particolarmente quando occorreva modificare un amplificatore già esistente per farlo funzionare con un generatore di segnale a impedenza molto più alta di quella prevista.

Il terzo sistema che ora descriverò, è più indicato per essere adottato in sede di progetto, quando l'impedenza da ottenere, sia superiore a 500.000 ohm.

È il sistema di connettere il transistoro a **Collettore comune**.

Vedi fig. 4.

In questo caso, il transistoro si comporta come un trasformatore d'impedenza, che supera il mezzo megaohm all'ingresso, ed è dell'ordine del migliaio di ohm all'uscita. Valori ideali, come si vede; se nonchè, il guadagno dello stadio è inferiore all'unità.

Diremo perciò che questo sistema, pur essendo quello che adatta i più forti livelli di impedenza e che offre la migliore linearità, senza alcuna attenuazione nella banda audio, è, più che uno stadio amplificatore, un — direi — trasformatore a semiconduttore!

Ecco tutto: se vi trovaste nelle panie del ragazzino di cui abbiamo parlato all'inizio, ora sapete molto bene come potete cavarvela, adattando facilmente l'amplificatore mediante uno dei tre sistemi esposti, dimensionato secondo le vostre necessità.

G. B.

Conferenza stampa sui "mondiali" di calcio in Cile

Il Presidente del Comitato organizzatore cileno dei Campionati Mondiali di Calcio del 1962, Carlos Dittoborn, ha tenuto nella sede della Federazione Italiana di Calcio, presenti fra gli altri il presidente federale dott. Pasquale e il Console generale del Cile Pablo Valdes, una conferenza stampa sulla prossima Coppa del Mondo.

Dopo aver sottolineato l'importanza della manifestazione per il Cile, non solo sotto il profilo sportivo, ed aver affermato che il Cile dà prova in questa occasione delle sue capacità organizzative, Dittoborn, che ha parlato in spagnolo, ha reso noto che ciascun gruppo disputerà le partite del girone eliminatorio degli ottavi di finale nella stessa città.

Per quanto riguarda la Televisione, Dittoborn ha reso noto che sono in corso trattative con l'Europevisione per la cessione a quest'organismo dei film delle partite; tali riprese potrebbero arrivare in Europa il giorno successivo agli incontri od al massimo due giorni dopo.

I FILTRI BIFONICI NEGLI IMPIANTI AD ALTA FEDELITÀ

1 GENERALITA'

I filtri bifonici hanno portato un notevole contributo alla tecnica della riproduzione ad alta fedeltà.

Questi filtri offrono infatti la possibilità di ottenere, con altoparlanti di tipo economico, risultati che potrebbero essere raggiunti solo con altoparlanti speciali di tipo professionale.

Possiamo anche dire che, allo stato attuale della tecnica, con l'impiego di questi filtri, si realizza il meglio che si possa ottenere da un impianto di diffusione sonora per uso domestico.

La loro funzione è di migliorare la distorsione generata dall'altoparlante che risulta essere il punto più imperfetto di qualsiasi apparecchiatura ad alta fedeltà.

Infatti, se eccitiamo un altoparlante con un determinato spettro di frequenze, questo spettro viene riprodotto con notevole distorsione. Cause di questa distorsione (non armonica) sono l'effetto Doppler e l'intermodulazione generate dal cono stesso dell'altoparlante. Per chiarire meglio come venga generata questa distorsione, facciamo un esempio:

Eccitiamo un altoparlante contemporanea-

mente con una frequenza bassa $f_1 = 50$ Hz e con una frequenza alta $f_2 = 1000$ Hz e ascoltiamo il suono riprodotto dall'altoparlante.

Ci accorgeremo che al nostro orecchio non arriveranno due suoni distinti ma bensì un suono unico avente l'altezza di quello a frequenza più alta f_2 modulato al ritmo della frequenza più bassa f_1 .

Ci troviamo dunque in presenza d'un suono modulato in frequenza, dove la frequenza centrale di questa modulazione è data da f_2 e le due bande laterali da $f_2 \pm Kf_1$.

Sono appunto le frequenze $f_2 \pm Kf_1$, generate dallo stesso altoparlante, la causa di distorsione non armonica.

La distorsione causata dai fenomeni ora descritti, può essere attenuata alquanto suddividendo la banda dello spettro acustico da riprodurre in due o più parti.

I dispositivi che, in pratica, compiono detta suddivisione, sono i filtri bifonici.

Un filtro bifonico divide lo spettro delle frequenze acustiche in due parti, ciascuna delle quali alimenta un altoparlante.

Un insieme di due filtri bifonici, divide lo spettro delle frequenze acustiche in tre parti, ciascuna delle quali alimenta un altoparlante.

La frequenza f_1 , alla quale corrisponde una erogazione di potenza uguale su due altoparlanti, si chiama **frequenza d'incrocio**.

L'esperienza ha dimostrato che, per ottenere un buon risultato, è necessario avere un'attenuazione di almeno 12 dB per ottava, ossia un segnale alla frequenza doppia di quella d'incrocio $2 f_1$, deve pervenire, all'altoparlante delle basse frequenze, attenuato di almeno 12 dB, e un segnale alla frequenza $\frac{1}{2} f_1$, deve pervenire all'altoparlante delle alte frequenze anch'esso attenuato di almeno 12 dB.

È consigliabile che la frequenza d'incrocio non superi la frequenza di 500 Hz in quanto, le due bande laterali di modulazione

$$f_2 \pm Kf_1$$

risultano all'orecchio più fastidiose quando f_1 supera 500 Hz.

Una delle caratteristiche richieste da questi filtri, è quella di trasmettere agli altoparlanti l'intera potenza erogata dall'amplificatore.

Per ottenere questo risultato è indispensabile realizzare bobine con bassissima resistenza ohmica.

L'attenuazione d'inserzione che si riscontra nei filtri bifonici che descriveremo nei paragrafi successivi, è dell'ordine di 0,5 dB.

2 COME PROGETTARE UN FILTRO BIFONICO

a) Filtri bifonici a resistenza costante, costituiti da un solo elemento

I filtri bifonici a resistenza costante, costituiti da un solo elemento, attenuano di 6 dB a una frequenza distante un'ottava dalla frequenza di incrocio, ossia un segnale di frequenza $2 f_1$, trasmesso dall'amplificatore di potenza, deve pervenire all'altoparlante di bassa frequenza, attenuato di 6 dB, analogamente, un segnale di frequenza $\frac{1}{2} f_1$ dovrà pervenire all'altoparlante di alta frequenza attenuato di 6 dB.

Essi sono composti da due filtri complementari e precisamente da un filtro passa basso, costituito dalla sola bobina L_1 , e da un filtro passa alto costituito dal solo condensatore C_1 ; entrambi i filtri possono essere collegati con gli ingressi in parallelo o in serie.

I filtri di questo tipo però, anche se vengono spesso impiegati, non sono molto consigliabili in quanto un'attenuazione di 6 dB per ottava, non porta ad un effettivo e ben sensibile miglioramento. Diamo comunque le formule per la progettazione di questi filtri. Esse sono:

$$L_1 = \frac{1000 R}{\omega_1} \quad C_1 = \frac{10^9}{\omega_1 R}$$

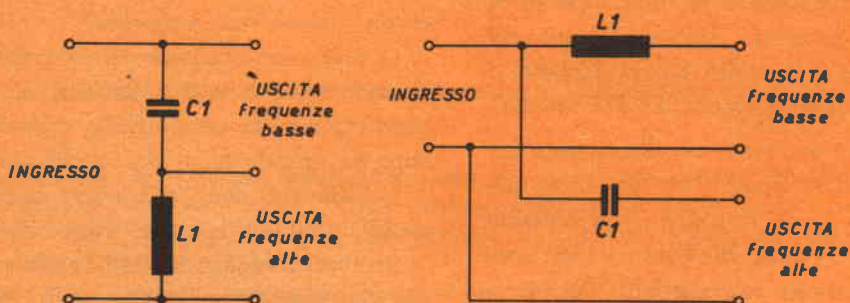


Fig. 1 - Filtri bifonici a resistenza costante con gli ingressi collegati in serie e in parallelo. Attenuazione per ottava 16 dB.

dove:

L_1 = induttanza della bobina in mH

C_1 = capacità del condensatore in μF

R = impedenza dell'altoparlante in Ω

f_1 = frequenza d'incrocio in Hz

$\omega_1 = 2 \pi f_1$

b) Filtri bifonici a resistenza costante costituiti da due elementi

I filtri bifonici a resistenza costante costituiti da due elementi, attenuano di 10 dB per ottava.

Hanno il pregio di presentare un'impedenza costante per tutta la banda trasmessa. Ciascun filtro bifonico si compone di due filtri complementari e precisamente di un filtro passa basso, che comprende la bobina L_1 ed il condensatore C_1 , e di un filtro passa alto che comprende una bobina ed un condensatore i cui valori sono identici a $L_1 - C_1$ del filtro passa basso, ma diversamente disposti.

I due filtri possono essere progettati con i due ingressi in parallelo o in serie.

Se gli ingressi dei due filtri vengono collegati in parallelo, le formule di progettazione sono le seguenti:

$$L_1 = \frac{1410 R}{\omega_1} \quad C_1 = \frac{10^6}{1,41 \omega_1 R}$$

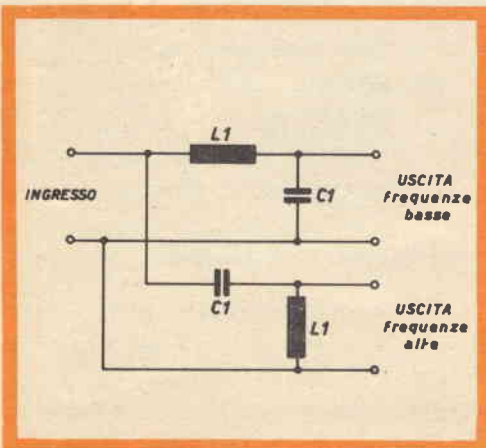


Fig. 2 - Filtro bifonico del tipo a resistenza costante con gli ingressi collegati in parallelo. Attenuazione per ottava 10 dB.

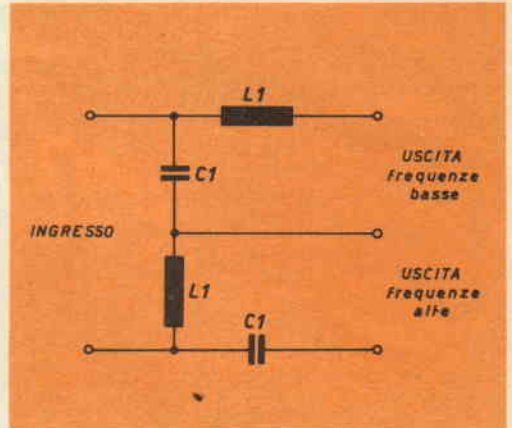


Fig. 3 - Filtro bifonico del tipo a resistenza costante con ingressi collegati in serie. Attenuazione per ottava 10 dB.

Se invece gli ingressi dei due filtri vengono collegati in serie, le formule di progettazione sono le seguenti:

$$L_1 = \frac{1000}{1,41 \omega_1} \quad C_1 = \frac{1,41 \cdot 10^6}{\omega_1 R}$$

dove:

L_1 = induttanza delle bobine in mH

C_1 = capacità dei condensatori in μF

R = impedenza dell'altoparlante in Ω

f_1 = frequenza d'incrocio in Hz

$\omega_1 = 2 \pi f_1$

c) Filtri bifonici a due elementi

I filtri bifonici a due elementi calcolati con un parametro di progettazione $m=0,6$, attenuano 12 dB per ottava.

Ciascun filtro bifonico si compone di due filtri complementari e precisamente di un filtro passa basso, che comprende la semicellula terminale $L_1 - C_1$, e di un filtro passa alto che comprende la semicellula terminale $L_2 - C_2$.

Entrambe queste cellule terminali vengono calcolate con un parametro di progettazione $m = 0,6$.

I filtri ora descritti pur essendo costituiti da due elementi come nel paragrafo precedente sono dimensionati in modo leggermente diverso, e di conseguenza non

hanno un'impedenza d'ingresso perfettamente costante, come nel caso precedente, ma offrono il vantaggio di presentare un'attenuazione superiore nella zona di blocco.

I due filtri possono essere progettati con i due ingressi in parallelo o in serie.

Se l'ingresso del filtro passa basso e l'ingresso del filtro passa alto vengono collegati in parallelo, le formule di progettazione sono le seguenti:

$$L_1 = (1 + m) \frac{1000 R}{\omega_i} \text{ mH}$$

$$L_2 = \frac{1000 R}{\omega_i} \text{ mH}$$

$$C_1 = \frac{10^6}{\omega_i R} \text{ } \mu\text{F}$$

$$C_2 = \frac{1}{1 + m} \frac{10^6}{\omega_i R} \text{ } \mu\text{F}$$

Se l'ingresso del filtro passa basso viene collegato in serie all'ingresso del filtro passa alto, le formule sono invece:

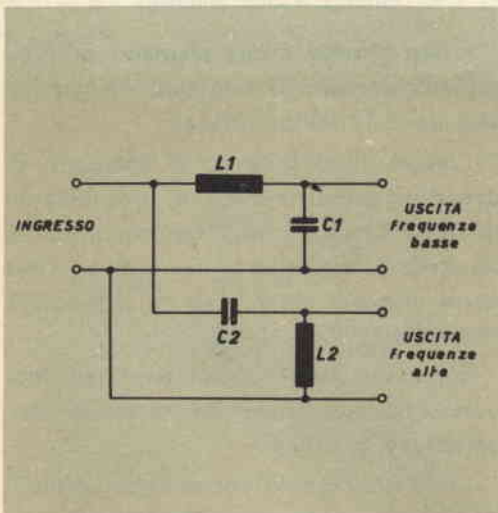


Fig. 4 - Filtro bifonico costituito da 2 filtri complementari con gli ingressi collegati in parallelo. Attenuazione per ottava 12 dB.

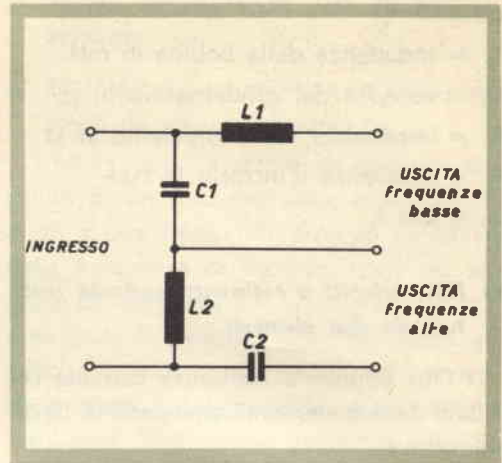


Fig. 5 - Filtro bifonico costituito da 2 filtri complementari con ingressi collegati in serie. Attenuazione 12 dB per ottava.

$$L_1 = \frac{1000 R}{\omega_i} \text{ mH}$$

$$L_2 = \frac{1}{1 + m} \frac{1000 R}{\omega_i} \text{ mH}$$

$$C_1 = (1 + m) \frac{10^6}{\omega_i R} \text{ } \mu\text{F}$$

$$C_2 = \frac{10^6}{\omega_i R} \text{ } \mu\text{F}$$

dove:

L_1-L_2 = induttanza delle bobine in mH

C_1-C_2 = capacità dei condensatori in μF

R = impedenza dell'altoparlante in Ω

ω_i = $2 \pi f_i$

f_i = frequenza d'incrocio in Hz

m = 0,6 (parametro di progettazione)

d) Filtri bifonici a tre elementi

I filtri bifonici a tre elementi, progettati con il sistema che ora descriveremo, attenuano 18 dB per ottava.

Ciascun filtro bifonico di questo tipo, si compone di due filtri complementari e precisamente uno passa alto e l'altro passa basso.

STEREOFONIE

HIGH-FIDELITY

RAUMKLANG

STEREO-LAUTSTRAHLER

ISOPHON
Lautsprecher

KUGEL-
STRAHLER

Seit 7 Jahren stabile Lautsprecher-Preise



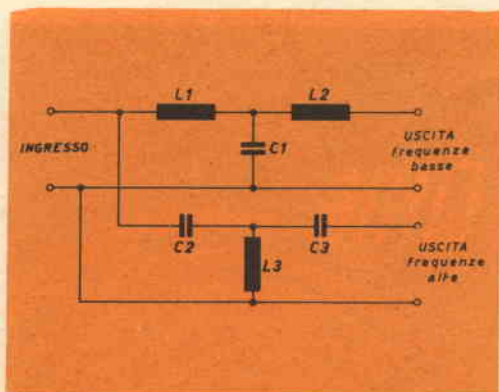


Fig. 6 - Filtro bifonico costituito da 2 filtri complementari con ingressi collegati in parallelo. Attenuazione 18 dB per ottava.

Il filtro passa basso è costituito da due semicelle terminali, e precisamente da una semicella d'ingresso, che viene calcolata con un parametro di progettazione $m = 0,6$, e da una semicella d'uscita che viene calcolata con un parametro di progettazione $m = 1$.

Anche il filtro passa alto è costituito da due semicelle terminali e, come nel caso precedente, la cellula d'ingresso viene calcolata con $m = 0,6$ e quella d'uscita con $m = 1$.

I due filtri possono essere indifferentemente progettati con i due ingressi in serie o in parallelo.

Se si sceglie la soluzione con gli ingressi dei filtri collegati in parallelo, le formule di progettazione sono:

$$L_1 = (1 + m) \frac{1000 R}{\omega i} \text{ mH}$$

$$L_2 = \frac{1000 R}{\omega i} \text{ mH}$$

$$L_3 = \frac{1000 R}{2 \omega i} \text{ mH}$$

$$C_1 = \frac{10^6}{\omega i R} \mu\text{F}$$

$$C_2 = \frac{1}{1 + m} \frac{10^6}{\omega i R} \mu\text{F}$$

$$C_3 = \frac{10^6}{\omega i R} \mu\text{F}$$

Se si sceglie invece la soluzione con gli ingressi dei filtri collegati in serie, le formule da impiegare sono:

$$L_1 = \frac{2000 R}{\omega i} \text{ mH}$$

$$L_2 = \frac{1}{1 + m} \frac{1000 R}{\omega i} \text{ mH}$$

$$L_3 = \frac{1000 R}{\omega i} \text{ mH}$$

$$C_1 = (1 + m) \frac{10^6}{\omega i R} \mu\text{F}$$

$$C_2 = \frac{10^6}{\omega i R} \mu\text{F}$$

$$C_3 = \frac{10^6}{2 \omega i R} \mu\text{F}$$

dove:

f_i = frequenza d'incrocio

$\omega_i = 2 \pi f_i$

$m = 0,6$

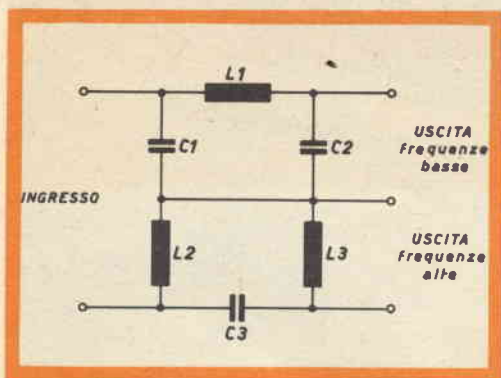


Fig. 7 - Filtro bifonico costituito da 2 filtri complementari con gli ingressi collegati in serie. Attenuazione per ottava 18 dB.

3 ESEMPI DI PROGETTAZIONE DI FILTRI BIFONICI DA 18 dB PER OTTAVA

Per chiarire meglio i concetti finora espressi riguardo all'impiego delle formule di progettazione facciamo alcuni esempi pratici:

a) *Filtro bifonico con frequenza d'incrocio a 500 Hz per altoparlanti aventi impedenze di 16 Ω*

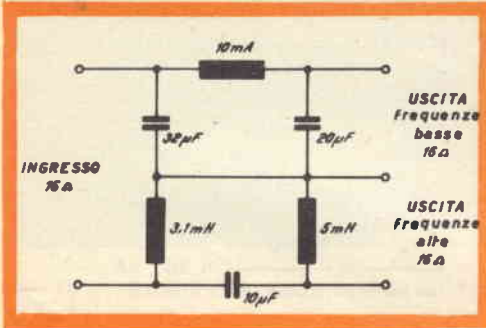


Fig. 8 - Filtro bifonico con frequenza d'incrocio a 500 Hz. Attenuazione per ottava 18 dB.

$$L_3 = \frac{1000 R_o}{\omega_i} = \frac{1000 \cdot 16}{3140} = 5 \text{ mH}$$

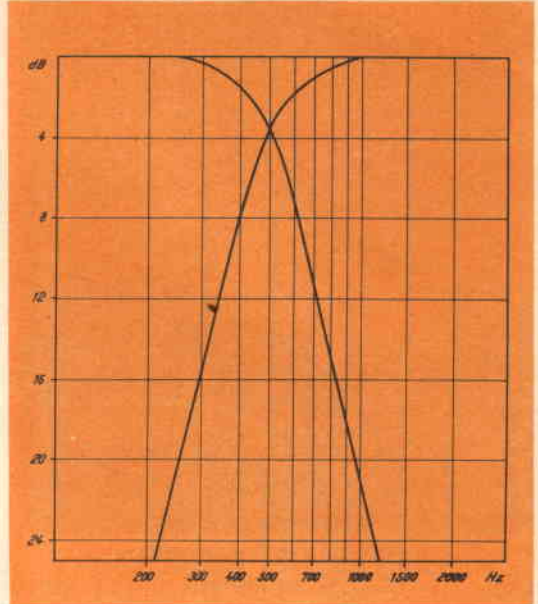


Fig. 9 - Caratteristiche livello-frequenza del filtro di fig. 8.

Se poniamo:

$$f_1 = 500 \text{ Hz} \quad R_o = 16 \Omega \quad m = 0,6$$

$$\omega_i = 6,28 \cdot 500 = 3140$$

$$C_1 = (1 + m) \frac{10^{\circ}}{\omega_c R_o} =$$

$$= (1 + 0,6) \frac{10^{\circ}}{3140 \cdot 16} = 32 \mu\text{F}$$

$$C_2 = \frac{10^{\circ}}{\omega_i R_o} = \frac{10^{\circ}}{3140 \cdot 16} = 20 \mu\text{F}$$

$$C_3 = \frac{10^{\circ}}{2 \omega_i R_o} = \frac{10^{\circ}}{2 \cdot 3140 \cdot 16} = 10 \mu\text{F}$$

$$L_1 = \frac{2000 R_o}{\omega_i} = \frac{2000 \cdot 16}{3140} = 10 \text{ mH}$$

$$L_2 = \frac{1}{1 + m} \frac{1000 R_o}{\omega_i} =$$

$$= \frac{1}{1 + 0,6} \frac{1000 \cdot 16}{3140} = 3,1 \text{ mH}$$

b) *Filtro bifonico con frequenza d'incrocio a 2000 Hz per altoparlante aventi impedenze di 16 Ω*

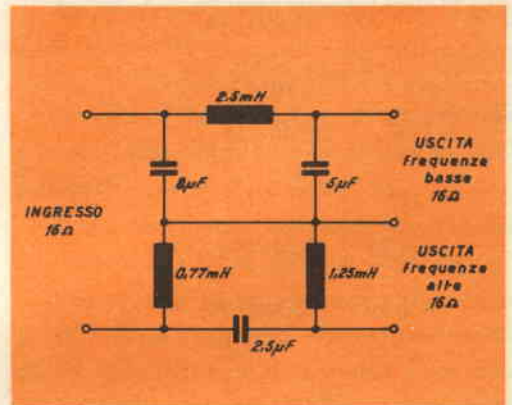


Fig. 10 - Filtro bifonico con frequenza d'incrocio a 2000 Hz. Attenuazione per ottava 18 dB.

Siano stati fissati per:

$$f_1 = 2000 \text{ Hz} \quad R_o = 16 \Omega \quad m = 0,6$$

$$\omega_i = 6,28 \cdot 2000 = 15560$$

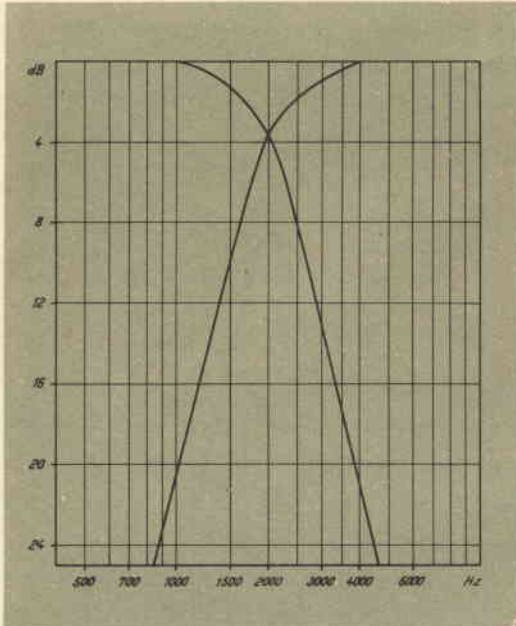


Fig. 11 - Caratteristica livello frequenza dei filtri di fig. 10 e 14.

$$C_1 = (1 + m) \frac{10^6}{\omega_i R_o} =$$

$$= (1 + 0,6) \frac{10^6}{12560 \cdot 16} = 8 \mu\text{F}$$

$$C_2 = \frac{10^6}{\omega_i R_o} = \frac{10^6}{12560 \cdot 16} = 5 \mu\text{F}$$

$$C_3 = \frac{10^6}{2 \omega_i R_o} = \frac{10^6}{2 \cdot 12560 \cdot 16} = 2,5 \mu\text{F}$$

$$L_1 = \frac{2000 R_o}{\omega_i} = \frac{2000 \cdot 16}{12560} = 2,5 \text{ mH}$$

$$L_2 = \frac{1}{1 + m} \frac{1000 R_o}{\omega_i} =$$

$$= \frac{1}{1 + 0,6} \frac{1000 \cdot 16}{12560} = 0,77 \text{ mH}$$

$$L_3 = \frac{1000 R_o}{\omega_i} = \frac{1000 \cdot 16}{12560} = 1,25 \text{ mH}$$

c) Filtro bifonico con frequenza d'incrocio a 1000 Hz per altoparlanti aventi impedenze di 8 Ω

Abbiamo fissato per f_i , R_o e m i seguenti valori :

$$f_i = 1000 \text{ Hz} \quad R_o = 8 \Omega \quad m = 0,6$$

$$\omega_i = 6,28 \cdot 1000 = 6280$$

$$C_1 = (1 + m) \frac{10^6}{\omega_i R_o} =$$

$$= (1 + 0,6) \frac{10^6}{6280 \cdot 8} = 32 \mu\text{F}$$

$$C_2 = \frac{10^6}{\omega_i R_o} = \frac{10^6}{6280 \cdot 8} = 20 \mu\text{F}$$

$$C_3 = \frac{10^6}{2 \omega_i R_o} = \frac{10^6}{2 \cdot 6280 \cdot 8} = 10 \mu\text{F}$$

$$L_1 = \frac{2000 R_o}{\omega_i} = \frac{2000 \cdot 8}{6280} = 2,5 \text{ mH}$$

$$L_2 = \frac{1}{1 + m} \frac{1000 R_o}{\omega_i} =$$

$$= \frac{1}{1 + 0,6} \frac{1000 \cdot 8}{6280} = 0,77 \text{ mH}$$

$$L_3 = \frac{1000 R_o}{\omega_i} = \frac{1000 \cdot 8}{6280} = 1,25 \text{ mH}$$

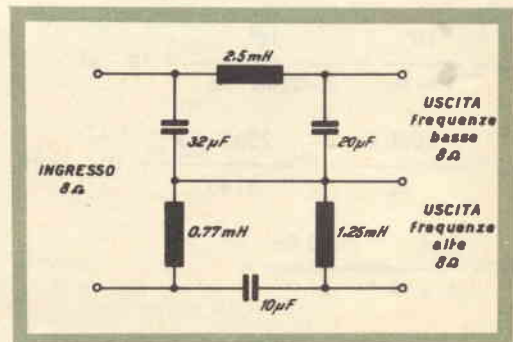


Fig. 12 - Filtro bifonico con frequenza d'incrocio a 1000 Hz. Attenuazione per ottava 18 dB.

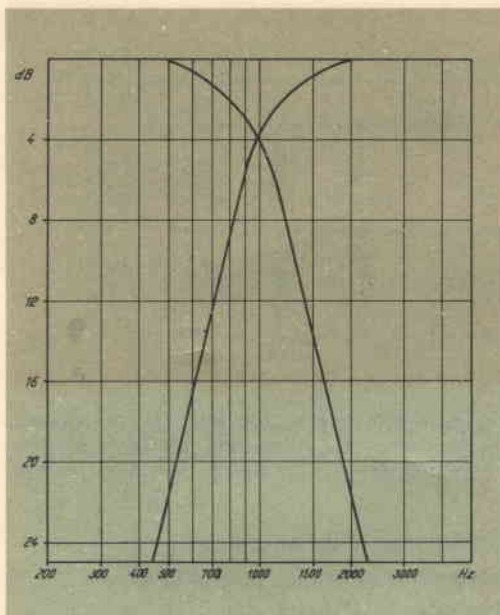


Fig. 13 - Caratteristiche livello frequenza del filtro di fig. 12.

d) *Filtro bifonico con impedenza d'incrocio a 2000 Hz per altoparlanti aventi impedenze di 8 Ω*

$$f_i = 2000 \text{ Hz} \quad R_o = 8 \text{ } \Omega \quad m = 0,6$$

$$\omega_i = 6,28 \cdot 2000 = 12560$$

$$C_1 = (1 + m) \frac{10^6}{\omega_i R_o} =$$

$$= (1 + 0,6) \frac{10^6}{12560 \cdot 8} = 16 \text{ } \mu\text{F}$$

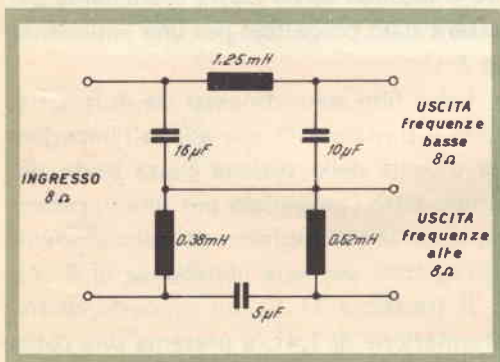


Fig. 14 - Filtro bifonico con frequenza d'incrocio a 2000 Hz. Attenuazione per ottava 18 dB.

$$C_2 = \frac{10^6}{\omega_i R_o} = \frac{10^6}{12560 \cdot 8} = 10 \text{ } \mu\text{F}$$

$$C_3 = \frac{10^6}{2 \omega_i R_o} = \frac{10^6}{2 \cdot 12560 \cdot 8} = 5 \text{ } \mu\text{F}$$

$$L_1 = \frac{2000 R_o}{\omega_i} = \frac{2000 \cdot 8}{12560} = 1,25 \text{ mH}$$

$$L_2 = \frac{1}{1 + m} \frac{1000 R_o}{\omega_i} =$$

$$= \frac{1}{1 + 0,6} \frac{1000 \cdot 8}{12560} = 0,38 \text{ mH}$$

$$L_3 = \frac{1000 R_o}{\omega_i} = \frac{1000 \cdot 8}{12560} = 0,62 \text{ mH}$$

La caratteristica livello-frequenza di questo filtro è indicata in fig. 11.

4 ESEMPI DI REALIZZAZIONE EFFETTUATE CON IMPIEGO DI DUE FILTRI BIFONICI

a) *Realizzazione di un complesso di filtri per tre altoparlanti con impedenze di: 16 Ω - 8 Ω - 5 Ω*

Per questa realizzazione sono stati impiegati i due filtri bifonici progettati nei paragrafi 3 a) e 3 b) (vedi fig. 15).

Questi filtri hanno le frequenze d'incrocio uno a 500 Hz e l'altro a 2000 Hz.

Il filtro, che ha la frequenza d'incrocio a 500 Hz, ha l'ingresso connesso all'uscita di un amplificatore di potenza e le due uscite connesse una all'altoparlante delle basse frequenze e l'altra all'ingresso del secondo filtro che ha la frequenza d'incrocio a 2000 Hz.

Le uscite di questo secondo filtro sono connesse rispettivamente una all'altoparlante delle frequenze medie tramite il traslatore T1 e l'altra all'altoparlante delle frequenze alte tramite il traslatore T2.

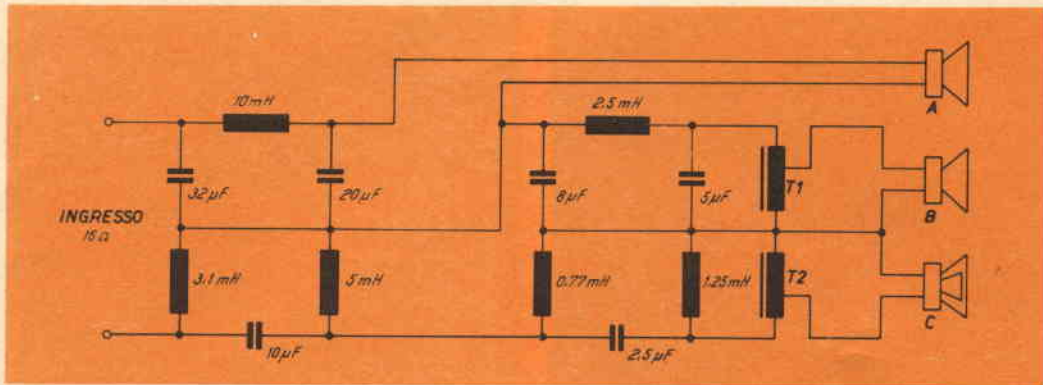


Fig. 15 - Complesso di 2 filtri bifonici con frequenze d'incrocio a 500 Hz e a 2000 Hz. A - Altoparlante per la riproduzione delle frequenze basse con impedenza di 16 Ohm. B - Altoparlante per la riproduzione delle medie frequenze con impedenza di 8 Ohm. C - Altoparlante per la riproduzione delle alte frequenze con impedenza di frequenze 5 Ohm.

Il traslatore T1 ha la funzione di adattare l'impedenza del filtro, progettato per una impedenza di 16 Ω, all'altoparlante la cui impedenza è di 8 Ω.

Analogamente il traslatore T2 ha la funzione di adattare l'impedenza del filtro, progettato per una impedenza di 16 Ω, all'altoparlante delle frequenze alte la cui impedenza è di 5 Ω.

Il calcolo e la realizzazione di questi due traslatori è semplice in quanto il traslatore T1 deve presentare una curva livello-frequenza lineare da 500 a 2000 Hz e il traslatore T2 da 2000 a 1800 Hz.

Il rapporto di trasformazione del traslatore T1 è dato da:

$$\frac{N1}{N2} = \sqrt{\frac{16 \Omega}{8 \Omega}} \text{ e quindi } \frac{N1}{N2} = 1,41$$

Il rapporto di trasformazione del traslatore T2 è dato da:

$$\frac{N1}{N2} = \sqrt{\frac{16 \Omega}{5 \Omega}} \text{ e quindi } \frac{N1}{N2} = 1,8$$

Le caratteristiche elettriche date dall'accoppiamento di questi due filtri sono pertanto le seguenti:

Banda del primo canale	0 ÷ 500 Hz
Banda del sec. canale	500 ÷ 2000 Hz
Banda del terzo canale	2000 ÷ 18000 Hz
Impedenza d'ingresso	16 Ω
Impedenza d'uscita del primo canale	16 Ω

Impedenza d'uscita del secondo canale	8 Ω
Impedenza d'uscita del terzo canale	5 Ω
Attenuazione delle frequenze che distano un'ottava dalla frequenza d'incrocio	18 dB

b) Realizzazione di un complesso di filtri per altoparlanti con impedenze di: 16 Ω - 8 Ω - 8 Ω

Per questa realizzazione sono stati impiegati i due filtri bifonici progettati nei paragrafi 3 a) e 3 d).

Questi due filtri hanno le frequenze di incrocio una a 500 Hz e l'altra a 2000 Hz come nel caso precedente.

Il primo filtro è identico a quello impiegato nella realizzazione precedente, mentre il secondo se ne scosta unicamente per essere stato progettato per una impedenza di 8 Ω.

I due filtri sono connessi tra di loro tramite il traslatore T1 che adatta l'impedenza d'uscita della sezione passa basso del primo filtro (progettato per una impedenza di 16 Ω) all'ingresso del secondo filtro (progettato per una impedenza di 8 Ω).

Il traslatore T1 ha un rapporto di trasformazione di 1,41, e presenta una curva livello-frequenza lineare da 500 Hz a 18000 Hz.

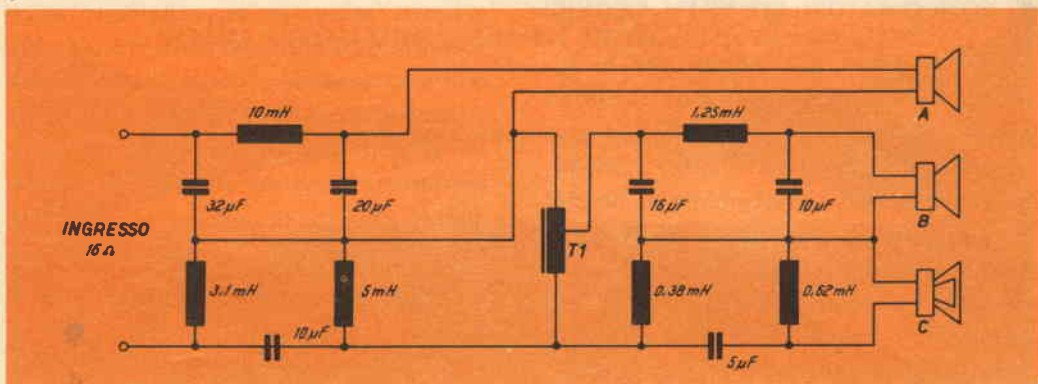


Fig. 16 - Complesso di 2 filtri bifonici con frequenze d'incrocio a 500 e a 2000 Hz. A - Altoparlante per la riproduzione delle basse frequenze con l'impedenza di 16 Ohm. B - Altoparlante per la riproduzione delle medie frequenze con impedenza di 8 Ohm. C - Altoparlante per la riproduzione delle alte frequenze con impedenza di 8 Ohm.

Le caratteristiche elettriche date dall'accoppiamento di questi due filtri sono pertanto le seguenti:

Banda del primo canale	0 ÷ 500 Hz
Banda del sec. canale	500 ÷ 2000 Hz
Banda del terzo canale	2000 ÷ 18000 Hz
Impedenza d'ingresso	16 Ω
Impedenza d'uscita del primo canale	16 Ω
Impedenza d'uscita del secondo canale	8 Ω
Impedenza d'uscita del terzo canale	8 Ω
Attenuazione delle frequenze che distano un'ottava dalla frequenza d'incrocio	18 dB

5 BOBINE PER FILTRI BIFONICI

Come è stato precedentemente detto, le bobine per filtri bifonici devono avere bas-

sissima resistenza ohmica, e ciò per permettere che tutta la potenza erogata dall'amplificatore venga interamente trasmessa agli altoparlanti.

I valori di induttanza richiesti, a bassissima resistenza ohmica, possono essere ottenuti con bobine in aria del tipo a solenoide corto indicato in fig. 17.

Il corpo di bobina può essere facilmente costruito con le dimensioni indicate nelle figg. 17 e 18 con materiali isolanti quali bachelite o legno.

Tramite il grafico di fig. 19 è possibile ricavare il numero di spire corrispondente al valore dell'induttanza richiesta, se l'avvolgimento viene fatto con filo di rame smaltato del diametro di 1 mm.

Con il grafico di fig. 19 è possibile anche ricavare la resistenza ohmica degli avvolgimenti delle bobine in funzione del numero delle spire.

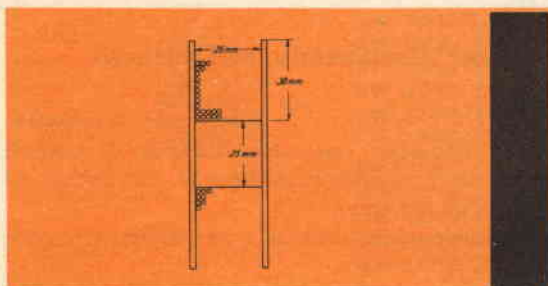


Fig. 17 - Bobina corta a più strati di forma solenoideale (sezione longitudinale).

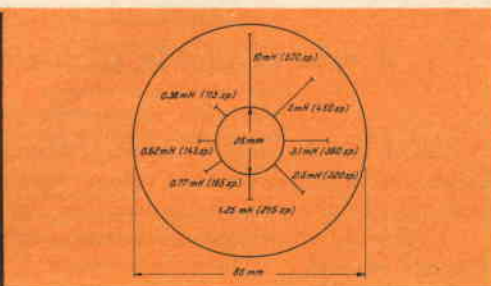


Fig. 18 - Bobina corta a più strati di forma solenoideale (sezione trasversale). Sono indicati in scala i riempimenti corrispondenti alle varie induttanze.

6 CONDENSATORI PER FILTRI BIFONICI

I condensatori più indicati per essere impiegati nei filtri bifonici sono quelli ad olio e a carta.

L'unico loro difetto è il prezzo che effettivamente non è trascurabile. Il problema può però essere risolto anche senza effettuare questa spesa impiegando condensatori elettrolitici polarizzati o no. Nel primo caso, i condensatori devono essere collegati in serie con le polarità invertite.

Uno degli inconvenienti più gravi presentato dai condensatori elettrolitici, è dato dal fatto che la loro capacità varia in funzione della frequenza, e precisamente diminuisce all'aumentare di questa.

È possibile però ridurre questo inconveniente, causa di distorsione, shuntando il condensatore elettrolitico con un condensatore a carta da 1 μF .

Riguardo all'acquisto dei condensatori elettrolitici, occorre tener presente che quelli che si trovano sul mercato possono avere una capacità che si scosta del $\pm 40\%$ dal valore nominale. È conveniente pertanto acquistare i condensatori con capacità nominale più bassa e portarli in un secondo tempo alla capacità richiesta con dei piccoli condensatori in parallelo.

Per misurare la capacità di questi condensatori è sufficiente avere un oscillatore

a bassa frequenza, un voltmetro a valvola e un potenziometro. La misura si effettua collegando l'uscita dell'oscillatore al condensatore da misurare, posto in serie al potenziometro, e regolando il potenziometro fino ad ottenere, a una frequenza prestabilita, tensioni uguali ai capi della resistenza e del condensatore.

In queste condizioni conoscendo la resistenza e la frequenza è possibile ricavare il valore della capacità che è data da:

$$C = \frac{10^6}{6,28 f R} \mu\text{F}$$

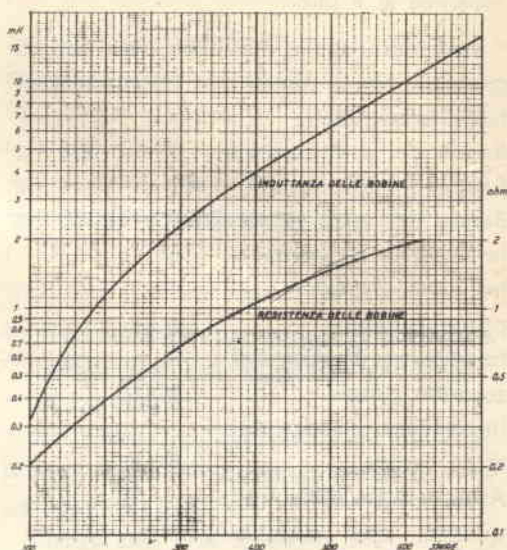


Fig. 19 - Induttanza e resistenza di una bobina in funzione del numero delle spire.

A. B.

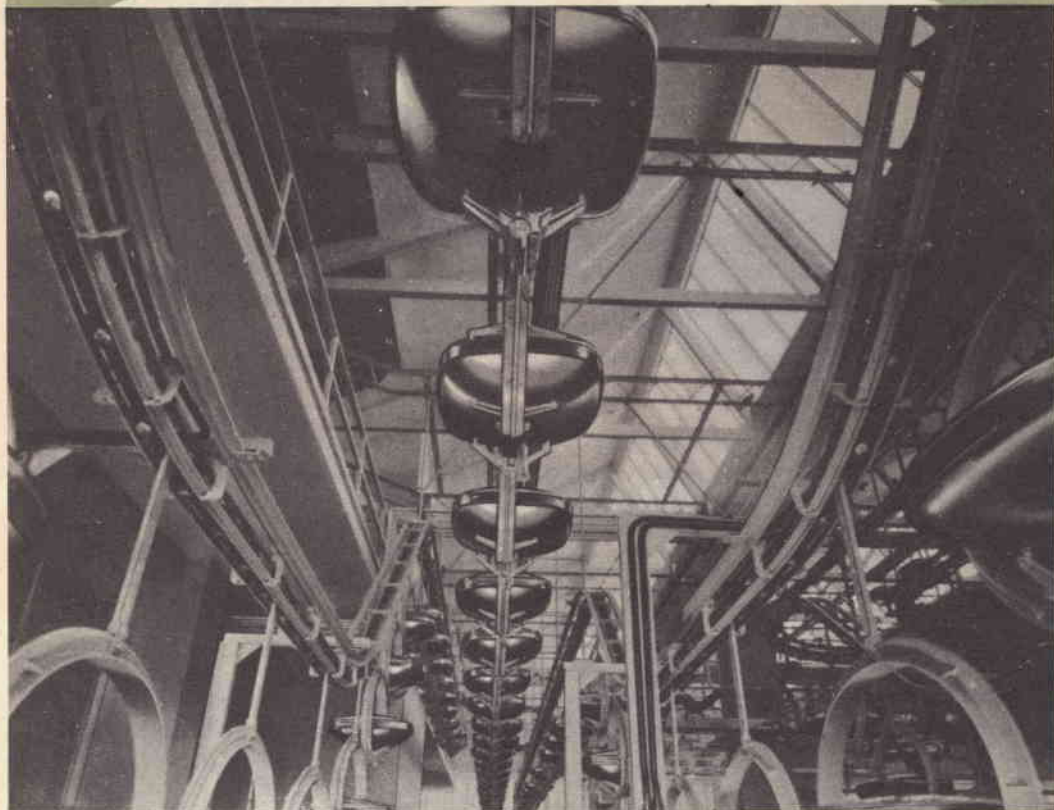
A ruba in Olanda i "Geiger", per l'aumentata radioattività

Già da qualche tempo si verifica, soprattutto ad Amsterdam, una corsa all'acquisto di contatori Geiger, cioè degli apparecchi che vengono usati per rilevare e misurare la radioattività. Al principio del mese, nel giro di appena una settimana, ne furono venduti settecento.

L'ufficio del « Bescherming Bevolking », cioè della difesa civile, comincia a preoccuparsi seriamente di questa tendenza.

La difesa civile avverte di essere già in possesso di una grande quantità di apparecchiature per rilevare la radioattività degli ambienti, e ritiene che i privati non possano fare un uso preciso e proficuo dei contatori Geiger.

...dallo stabilimento più moderno d'europa



cinescopi

PHILIPS

per primo equipaggiamento

AW 36/80 14" 90° - elettrostatico, alluminato
AW 43/80 17" 90° - elettrostatico, alluminato
AW 43/88 17" 110° - elettrostatico, alluminato
AW 53/80 21" 90° - elettrostatico, alluminato
AW 53/88 21" 110° - elettrostatico, alluminato
AW 59/90 23" 110° - elettrostatico, alluminato

per ricambi

MW 36/44 14" 70° - magnetico
MW 43/69 17" 70° - magnetico, alluminato
MW 53/20 21" 70° - magnetico, alluminato
MW 53/80 21" 90° - magnetico, alluminato



PHILIPS S.p.A. - MILANO - Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 6994 (15 linee)



Si dice che...

... per accelerare il dosaggio della benzina, la Union Oil avrebbe installato un nuovo apparecchio elettronico che regola la miscelazione di dieci diversi tipi di benzina e di sei additivi contenuti in cisterne poste ad oltre 1.600 metri di distanza.

Il sistema di comando, comprendente un elaboratore elettronico dei dati, potrebbe produrre un flusso continuo a una velocità di 596 mila litri all'ora.

... nel Middlesex, in Inghilterra sarebbe in corso un esperimento per studiare fino a qual punto la Televisione potrebbe essere adatta alle normali tecniche dell'insegnamento scolastico.

L'esperimento, unico nel suo genere, collegherebbe due scuole con un sistema di TV a circuito chiuso permettendo all'insegnante di una scuola di essere seguito dagli allievi dell'altra scuola che potrebbero essere anche interrogati dall'insegnante e rivorgergli domande.

... ben 12 « Univac Solid State », di cui uno destinato all'Istituto Centrale di statistica per le elaborazioni dei dati del censimento, sarebbero stati acquistati dall'Italia agli USA.

... un alimentatore stabilizzato sarebbe stato studiato dal Laboratorio di Elettronica del C.N.E.N. per gli usi di laboratorio e particolarmente per l'alimentazione di circuiti richiedenti bassa corrente con stabilizzazione della tensione intorno allo 0,5 per cento.

... presso il politecnico di Lvov in Russia sarebbe stata ideata una centrale di comando automatico per gli impianti di trivellazione. Mediante una speciale apparecchiatura sarebbe possibile controllare il funzionamento di diciotto trivelle che lavorano contemporaneamente. I controlli e i comandi sarebbero sistemati tutti su un comune quadro. Gli impianti di trivellazione, disseminati a qualche chilometro di distanza, sarebbero seguiti dall'operatore, uno per uno, dal quadro centrale di comando.

... sarebbe stato ideato in USA un telefono, ad onde sonore che consentirebbe ai sommozzatori di conversare sott'acqua sino a 45 metri di distanza. L'apparato, denominato « Scubacon », consterebbe di due parti: una maschera col microfono e un altoparlante munito di amplificatore e batteria.

Quest'ultimo elemento dell'impianto sarebbe montato sulla bombola d'aria che i sommozzatori portano a spalla. Per le conversazioni non dovrebbe essere necessario che i sommozzatori si rivolgano l'uno verso l'altro, dato che le onde sonore si propagherebbero in tutte le direzioni e il discorso di uno dei due potrebbe essere ascoltato dall'altro senza bisogno di alcun auricolare speciale, sempre che abbia l'apparecchio.



APPUNTAMENTO CON IL DILETTANTE

IL CIRCUITO... DAI MILLE VOLTI!

I transistor devono il loro enorme successo presso i radioamatori, a molti e molti « punti di forza » rispetto alle valvole; i principali sono: il fattore alimentazione che elimina ingombranti e costosi rettificatori AT, semplicità circuitale rilevante, possibilità di miniaturizzazione, ecc.

Lavorando con i transistori infatti, è possibile ottenere risultati interessanti anche impiegando poche parti, ed i circuiti possono essere facilmente modificati ed elaborati (montaggio permettendo) con la aggiunta di poche altre parti... ho detto poche, pochine davvero.

A conferma di quanto detto sopra, la descrizione che segue tratta, per l'appunto, di un basilare circuito audio-oscillatore, composto di pochi elementi, e che può essere via via elaborato per l'adattamento agli usi più diversi.

Lo schema-base è quello del classico

Hartley, che già molto noto nel tipo a valvole, è ora adattato per i transistori.

Osservando la fig. 1 si noterà che la oscillazione è ottenuta attraverso il primario di un comune trasformatore per push-pull di transistori, usando un transistor p-n-p quale oscillatore con emettitore a massa.

Anche la tensione negativa per la polarizzazione di base perviene alla base stessa, attraverso metà primario del trasformatore, la resistenza di polarizzazione R1, ed il potenziometro R2.

Così, com'è, il circuito oscilla decisamente nel centro dello spettro audio, a frequenza da 500 a 5000 Hz, secondo il tipo di trasformatore che si usa, e secondo la regolazione di R2; questa ha una forte influenza sulla frequenza, e può servire, di massima, come « controllo di tono ».

MORGANITE INSULATED RESISTORS

Le resistenze isolate « Morganite » tipo « S » e « Y » sono costituite da un composto di carbone solido e di materiale isolante esterno completamente integrati. Si evitano così qualsiasi cavità tra nucleo ed isolamento in modo da consentire il più razionale passaggio del calore.

I terminali in rame sono ricoperti con uno speciale preparato che consente una saldatura rapida e sicura, anche se automatizzata.

Queste resistenze sono conformi allo standard contemplato nelle Norme RCSC e IEC e vengono prodotte nei valori da 10 Ω a 10 MΩ con le tolleranze normali: ± 5 %, ± 10 % e ± 20 %.

Tipo	Volt max	Watt nominali		Prove di durata a 70°C per 2000 ore
		a 40°C	a 70°C	
« S »	500	1/2	1/4	1/2 W
« Y »	750	1	1/2	3/4 W

Coefficiente di temperatura: meno di 0,12 % per grado C.

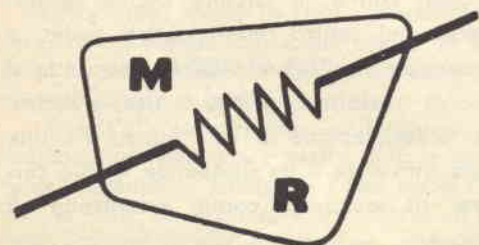
Coefficiente di tensione: valori inf. a 1 MΩ, non superiore a ± 0,25 % p. Vcc. Valori da 1 a 10 MΩ, non superiori a ± 0,025 % p. Vcc.

Tensione di prova: 1500 Vcc tra i terminali ed il corpo.

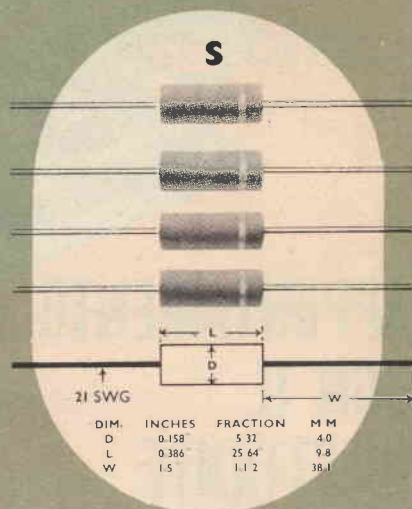
Isolamento: non meno di 1000 MΩ a 500 Vcc.

Rumorosità: inferiore a

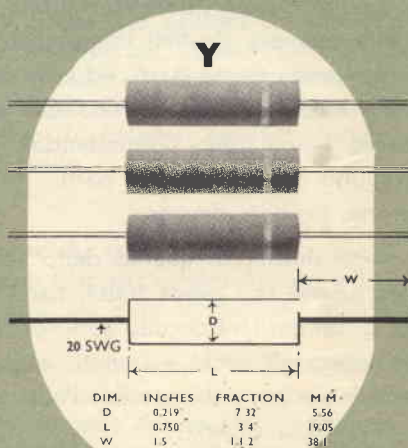
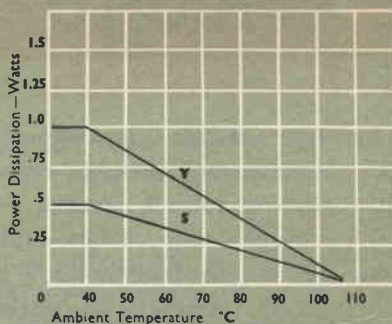
$$2 + \log_{10} \frac{R}{1000} \mu\text{V p. Vcc applicato.}$$



TYPES S and Y



DERATING CURVES



Come abbiamo detto, il circuito basilare ha diversi usi.

Per esempio: se si collega una cuffia a bassa impedenza sul secondario del trasformatore, ed un pulsante al posto dell'interruttore « S1 », il tutto può servire come oscillografo per esercitazioni di telegrafia.

Oppure, si può sfruttare il generatore per iniettare il segnale audio su amplificatori, o stadi di BF, di radio a transistori da riparare. Con un montaggio accurato, si può realizzare un generatore audio più piccolo di una scatola di « svedesi », di una impagabile maneggevolezza, dal tono regolabile, e con un segnale d'uscita di ben 3 volt circa da picco a picco.

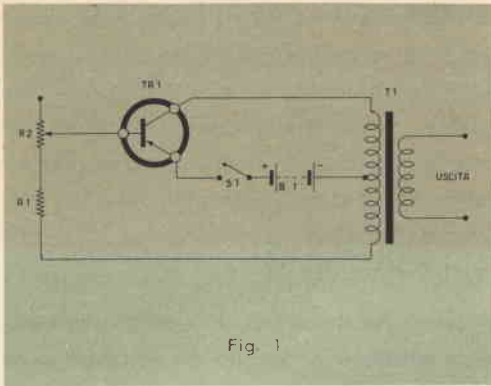


Fig. 1

Invece, collegando un altoparlante al secondario del trasformatore, si ottiene una sorgente di suono utilissima quando

si collaudino radiomicrofoni, radiotelefoni ed affini; tanto più che, non sempre, si può avere a disposizione un collega che si presti a parlare continuamente in un microfono mentre noi ci allontaniamo con l'eventuale ricevitore; questo apparecchietto infatti, non si stanca di sibilar... fino a quando si scarica la pila! Il che avviene dopo centinaia di ore!

Incidentalmente, il lettore può anche notare che, in caso di prove di trasmissione-ricezione, un sibilo continuato, invariabile, è quanto di meglio si possa usare per perfezionare l'accordo, ecc. ecc.; molto **meglio** della voce del corrispondente.

Nel caso dell'oscillografo, ed in quello del « sibilatore », lo schema basilare di fig. 1 va benissimo senza alcuna variante; per contro, se si vuole adibire il circuito basilare al « lavoro » di riparazione, usando come audio generatore, se ne possono migliorare e moltiplicare le possibilità con alcune semplicissime varianti.

Il circuito completato appare in fig. 2.

Come si vede, lo schema è lo stesso; costruttivamente però, il trasformatore T1 deve essere di tipo diverso; non più un modello per push-pull d'uscita, ma uno **d'entrata** previsto per cuffia o altoparlante, a bassa-Z, e ciò per evitare la bassa impedenza del caso precedente.

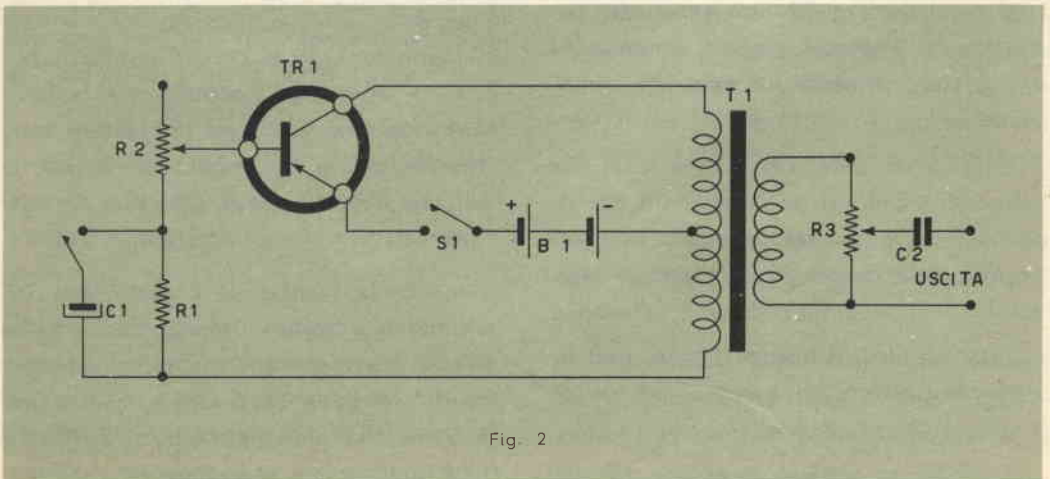


Fig. 2

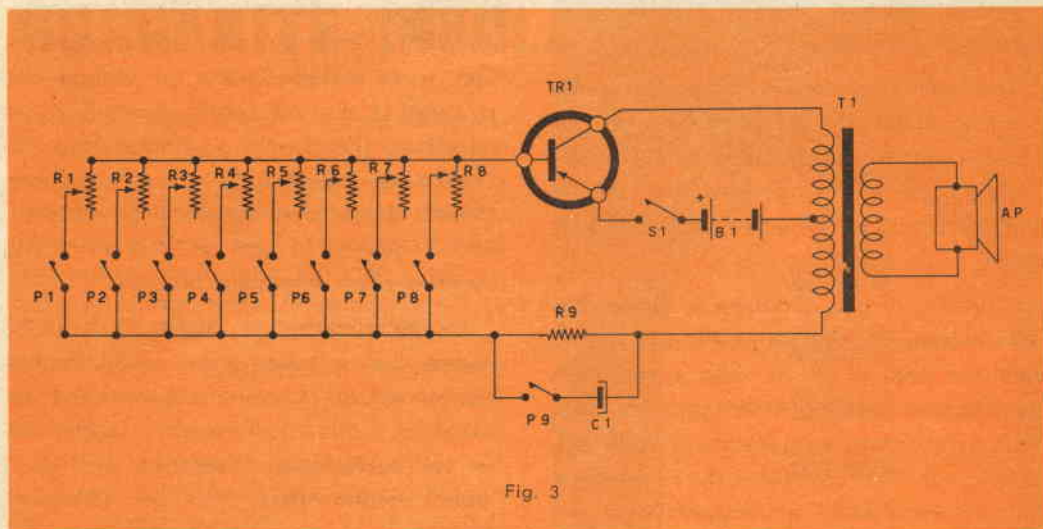


Fig. 3

Inoltre, è stato aggiunto il condensatore C1, che, a pulsante « P », premuto, viene posto in parallelo a R1 cortocircuitando il segnale di reazione. Si ottiene in questo modo, un suono più basso e quindi, in definitiva con questo semplice artificio si ha la possibilità di ottenere due variazioni di tono: normale, a pulsante aperto, più bassa, a pulsante chiuso.

All'uscita del « generatore » è stato aggiunto il potenziometro R3 che regola l'ampiezza del segnale prelevabile, ciò in quanto i due-tre volt p.p. che si ottengono normalmente, sono in eccesso, per molte prove, ed è utilissimo poter disporre di un attenuatore.

Il condensatore C2 non serve che per bloccare le eventuali correnti continue AT che fossero presenti sull'apparato in collaudo.

Effettuando altre aggiunte, usando cioè altre parti GBC, si potrà ottenere un utilissimo micro-generatore audio non più ingombrante di mezzo pacchetto di sigarette.

Non è tutto! Il nostro circuito, può facilmente trasformarsi anche in un curioso « strumento musicale ».

Essendo un generatore audio, che può

fischiare sui più svariati toni, lo si può predisporre per oscillare a frequenze fisse corrispondenti a determinate note musicali: si otterrà così un vero e proprio piano elettrico, dalla voce flebile, ma simpatica, nel quale premendo alternativamente i vari tasti risulta possibile combinare qualche motivetto che abbinerà alla vostra fama di geni elettronici... anche quella di musicisti!

Bando agli scherzi, e vediamo come si è « vestito » o meglio « camuffato » da organo elettronico, il nostro solito circuito basilare. Il nuovo schema è quello fig. 3.

Il circuito di polarizzazione della base, che nei due precedenti schemi era continuamente variabile, in questo caso è stato trasformato in otto circuiti semifissi, serviti da altrettanti potenziometri « Trimmer » ognuno dei quali può essere inserito, da solo o in coppia, con il proprio pulsante, che è posto a valle di ogni trimmer.

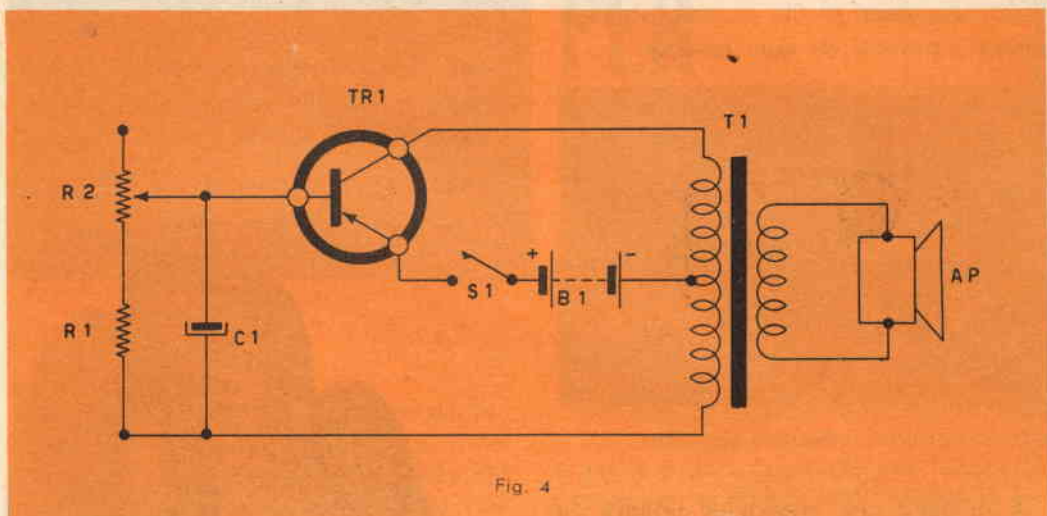
Inoltre la resistenza di protezione R9, è shuntabile anche in questo caso tramite P9; si ottengono così note proporzionalmente più basse: e il rapido inserimento di C1 mentre si suona, produrrà « effetti » assai gradevoli e sorprendenti.

Poichè il nostro piano ha una tensione in uscita sufficiente a pilotare direttamente un piccolo altoparlante, il trasformatore di uscita sarà quello inizialmente usato: cioè il tipo per uscita push-pull, al cui secondario verrà connesso l'altoparlante.

Inutile aggiungere che si tratta di un apparecchietto per passatempi fra amici o in famiglia e non per concerti;

dello strumento: per esempio, le canzoncine « classiche » tipo « Pino solitario ascolta » o « Lili Marlené » e simili, arrangiate e suonate su questo « strumento » con accompagnamento di chitarra, acquistano una carica di « comico-pathos » assai originale.

Sempre in campo musicale, è possibile ottenere dal nostro circuito basilare, un



Diciamo che sarà piuttosto uno « Steinway »... personal! Se si vuole costruire questa ultima versione del mimetico schema, ci si procurerà una scatolina di plastica e sul coperchio, praticheremo otto fori per gli otto pulsanti che fungono da tasti, più uno per il pulsante degli « effetti » P9; sul fianco della scatola si praticherà un foro più largo per l'altoparlante sul lato opposto verrà fissato l'interruttore.

A montaggio terminato, si regolerà accuratamente la posizione di tutti i potenziometri, in modo da ottenere dai tasti pressati in successione, più o meno un'ottava.

Con l'apparecchio « tarato » a puntino, usando un buon pianoforte per l'accordo, si possono avere simpaticissimi risultati purchè gli « arrangiamenti » dei pezzi da eseguire siano studiati per le possibilità

ottimo, moderno e stabile metronomo collegando un condensatore di forte capacità in parallelo al circuito di polarizzazione della base del transistor.

In questo caso il transistor diventa un oscillatore bloccato che fornisce impulsi intervallati nel tempo. Questi impulsi si esprimono con un secco « toc » nell'altoparlante e pertanto, si ha il classicismo « toc-toc, toc-toc » dei metronomi: con la novità che il « tempo » è prodotto per via elettronica e nel nostro caso verrà regolato ruotando R2.

Questo circuito, per altro, non è che quello di fig. 1 in tutto per tutto, a parte, s'intende, il condensatore.

Dal nostro imperversante circuito-base si possono ritrarre altre infinite applicazioni, può servire come segnalatore di umidità eccessiva.

Vedendo il circuito fig. 5, l'immane commento di chi ha seguito fin qua la esposizione, sarà, manco a dirlo, « Ma è il solito circuito! »; in questa versione però il potenziometro R2 **non c'è**.

Al suo posto si usa un « captatore » che appare nello schema di fig. 6.

Questo « captatore » non è che un pezzo di carta assorbente sul quale sono stati fissati due pezzi di filo di rame accuratamente « pulito » da ogni isolante.

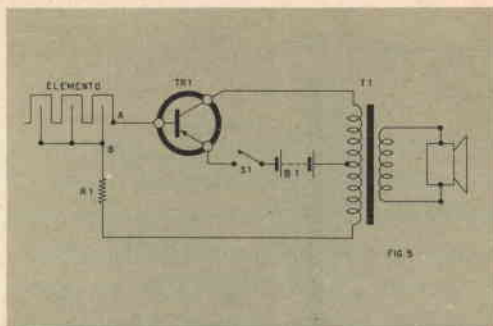


Fig. 5

È evidente che, mancando umidità, la resistenza della carta fra i due conduttori sarà così alta, che la base di TR1 non risulta polarizzata: quindi nell'altoparlante non si ode nessun suono.

Per contro, se l'umidità atmosferica imbeve la carta asciugante, la resistenza cala rapidamente, e quindi dall'altoparlante scaturisce un fischio che diventa sempre più acuto con il crescere dell'umidità.

Lo stesso circuito potrebbe essere adattato rapidamente per fungere da survolatore statico di c.c. che permette di rica-

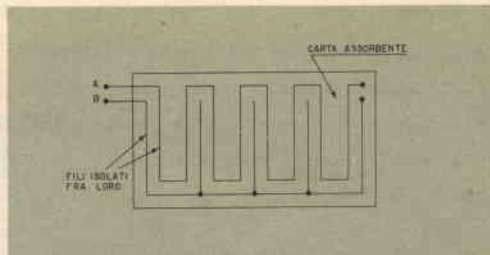
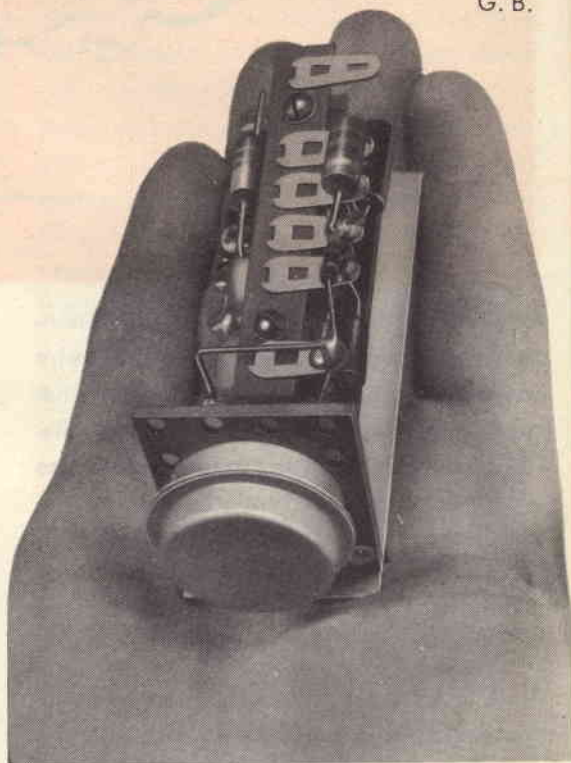


Fig. 6

vare, da una pila, una tensione molto alta, continua o ad impulsi, per l'alimentazione di tubi Geiger, lampade al neon, o addirittura, di altre apparecchiature a valvole.

Ma tutto ciò merita un capitolo a sè: ne parleremo un'altra volta.

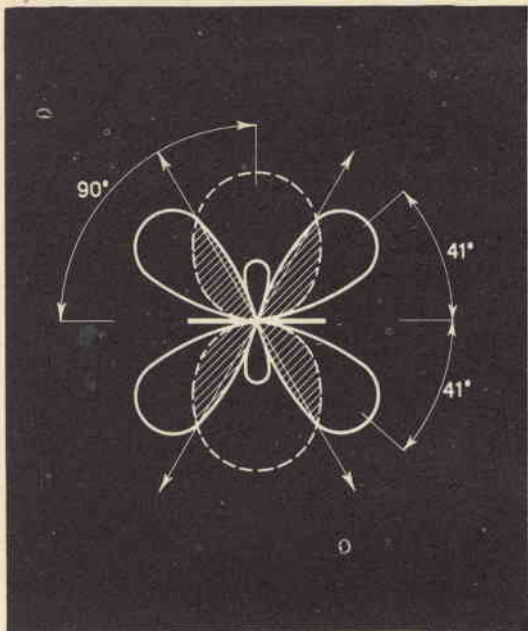
G. B.



Legge antitrust per la radio-TV spaziale

La commissione federale per le Telecomunicazioni sta esaminando tutti i progetti civili per l'impianto di reti di satelliti artificiali destinati a funzionare come ripetitori per le trasmissioni radio-televisive, allo scopo di impedire che una realizzazione del genere da parte di una sola società si risolva in una violazione della legge antimonopoli. Due sono i progetti attualmente allo studio negli Stati Uniti: l'uno che prevede il lancio di una quarantina di satelliti-palloni su orbite di circa 4800 chilometri dalla superficie terrestre; l'altro che contempla la messa in orbita di tre « lune parlanti » a circa 40.000 chilometri di altezza, di struttura più complessa, e sufficienti alla diffusione dei programmi radiotelevisivi su scala mondiale.

ANTENNE RICEVENTI PER TELEVISIONE



Le antenne adatte per la ricezione dei segnali televisivi sono generalmente antenne risonanti e ciò in quanto, per una data intensità di segnali, la tensione che si sviluppa ai capi dell'antenna è massima quando quest'ultima risuona sulla frequenza stessa dei segnali ricevuti.

Ciascuna antenna è caratterizzata da proprie capacità, induttanza, resistenza, e quindi si comporta, sotto certi aspetti, come un circuito risonante.

L'induttanza e la capacità, anziché essere concentrate, sono invece distribuite lungo l'antenna.

(continua dai numeri precedenti)

Nel caso di un'antenna isolata da terra, la sua frequenza propria è molto prossima a quella a cui corrisponde una lunghezza d'onda pari al doppio della lunghezza (in metri) dell'antenna.

Si dice in altri termini che una certa antenna risuona su mezz'onda quando la

sua lunghezza è $\frac{\lambda}{2}$; la stessa antenna può

però anche risuonare su un'onda e mezza, su un'onda intiera, su due onde ecc. ecc., ossia su un multiplo qualsiasi di mezza lunghezza d'onda.

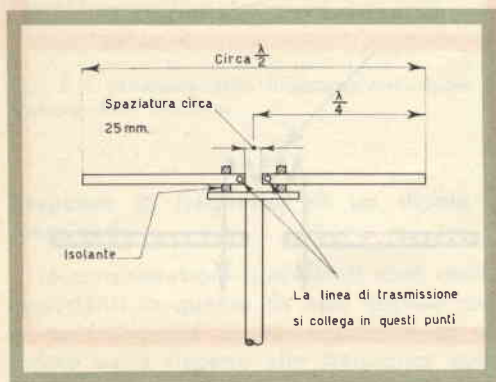


Fig. 5 - Esempio di dipolo fondamentale in mezz'onda.

Dipoli a mezz'onda

Normalmente le antenne accordate sono dipoli in mezz'onda in quanto, essi, per una data frequenza, consentono il minimo ingombro.

Sono costituite da due conduttori, disposti allineati come in fig. 5, con una interruzione al centro di qualche centimetro per consentire l'attacco della linea di discesa.

La lunghezza di ogni conduttore corrisponde quindi ad un quarto della lunghezza d'onda meno la metà della distanza fra i due estremi dell'interruzione.

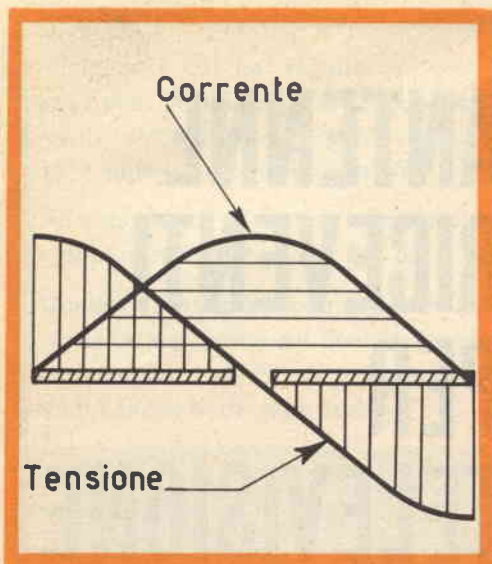


Fig. 6 - Diagramma indicante la distribuzione della corrente e della tensione lungo un dipolo di mezz'onda.

La lunghezza totale (distanza fra i due estremi liberi) può essere calcolata con la :

$$L \text{ (mt)} = \frac{300}{2 \times f}$$

dove f è espressa in MHz

Per esempio se si desidera ricevere un segnale a 50MHz, la lunghezza dell'antenna sarà :

$$L = \frac{300}{2 \times 50} = 3 \text{ metri}$$

In realtà, per le ragioni di cui diremo in seguito, tale lunghezza deve essere un po' diminuita.

La distribuzione della corrente e della tensione lungo un dipolo di mezza onda è segnata in fig. 6.

La corrente è massima al centro e minima agli estremi, al contrario della tensione che è massima agli estremi e minima al centro.

Al centro la tensione non è zero in quanto fra gli estremi adiacenti dei due conduttori è presente una resistenza costituita dalla resistenza ohmica dei conduttori e dalla cosiddetta resistenza di radiazione propria dell'antenna; quest'ultima ha valore molto più alto dell'altra e quindi ha effetto predominante.

Anche la corrente degli estremi non è zero in quanto in questi punti la impedenza non è infinita, ha però un valore molto basso.

L'antenna a dipolo funziona bene sia come antenna ricevente che trasmittente, in entrambi i casi la linea di trasmissione (o di alimentazione) è sempre collegata al centro, ossia al punto di minima tensione, o di massima corrente.

Impedenza di un dipolo a mezz'onda

Abbiamo detto, che un dipolo è un circuito risonante in serie, la cui impedenza varia in funzione della frequenza.

In corrispondenza della frequenza di risonanza l'impedenza si presenta come una resistenza pura (senza componente reattiva), detta resistenza di radiazione.

Per un dipolo a mezz'onda questa resistenza si aggira sui 72 Ω .

È questo naturalmente un valore fittizio, il quale però ha notevole importanza pratica.

Poichè un'antenna trasmittente irradia nello spazio dell'energia, si può immaginare che questa energia sia dissipata in una resistenza 72 Ω ; ossia l'antenna si comporta nei riguardi del trasmettitore, come se l'estremità della linea di alimentazione fosse collegata ad una resistenza da 72 Ω (fig. 7).

L'impedenza **al centro** alla frequenza di risonanza, varia pochissimo al variare del diametro del conduttore usato per la costruzione del dipolo. Varia invece molto l'impedenza agli estremi, e precisamente essa assume dei valori molto elevati se

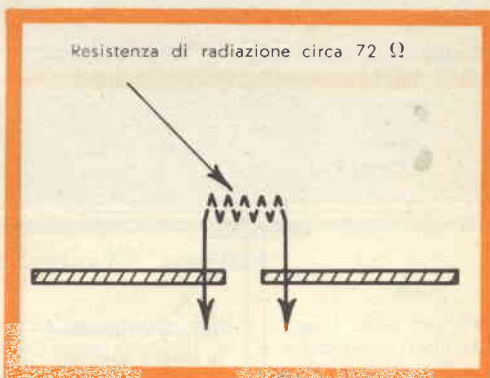


Fig. 7 - La resistenza di radiazione può essere paragonata ad una resistenza di 72 Ω inserita in corrispondenza dell'estremità della linea di alimentazione.

l'antenna è fatta con filo sottile (per esempio filo di rame di diametro di 1,5 mm) e valori relativamente bassi se è invece fatta, per esempio, con tubo di \varnothing di 25 mm.

L'impedenza al centro, per una certa antenna, vale 72Ω alla frequenza di risonanza, e aumenta quando ci si sposta, in più o in meno, rispetto al valore di detta frequenza.

Se la frequenza è minore di quella di risonanza, l'impedenza aumenta in quanto, oltre alla resistenza di radiazione, compare una componente capacitiva, cosicché l'antenna a questa frequenza, si presenta come una capacità.

Se la frequenza aumenta rispetto a quella propria, l'impedenza aumenta anch'essa, (però in questo caso contiene una componente induttiva).

Quando la frequenza è salita al doppio di quella di risonanza, l'impedenza diviene nuovamente resistiva al centro (fig. 8) ed acquista un valore pari all'impedenza che l'antenna aveva agli estremi, quando l'antenna era alimentata con frequenza eguale a quella di risonanza. Si dice in questo caso che il dipolo risuona su un'onda intera.

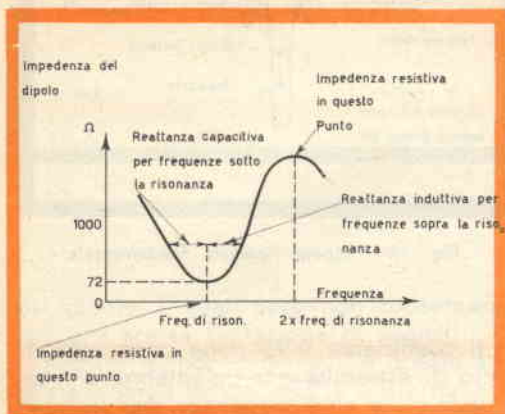


Fig. 8 - Variazione della impedenza del dipolo in funzione della frequenza.

Responso in frequenza di un dipolo a mezz'onda

Le considerazioni precedenti sono molto importanti in quanto da esse appare che, se la frequenza di alimentazione di un dipolo varia rispetto alla frequenza sulla quale esso risuona in mezz'onda, l'impedenza al centro varia molto più rapidamente quando l'antenna è fatta con filo

sottile che non quando è fatta con un conduttore di maggiore diametro.

In altre parole, il circuito risonante serie equivalente all'antenna, ha nel primo caso una curva di risonanza stretta (fattore di merito Q elevato), nel secondo caso, la curva di risonanza è piatta, Q più basso (fig. 9).

Nel caso della ricezione di segnali elevati è evidente che con un'antenna a Q elevato come quella di (fig. 10) la larghezza di banda di 3 MHz non è sufficiente.

Se l'antenna deve essere predisposta per la ricezione di un solo canale occorre una larghezza di banda di almeno 6 MHz, se invece essa deve servire per la ricezione di più canali (per esempio tutti quelli inferiori o tutti quelli superiori), la larghezza di banda deve essere dell'ordine di 50 MHz (fig. 9).

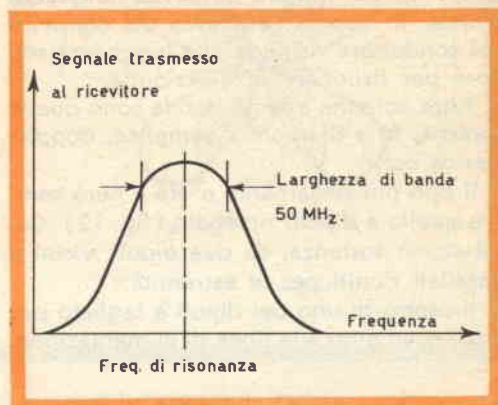


Fig. 9 - Effetto di un Q basso sulla larghezza di banda.

Ciò può essere ottenuto, come abbiamo detto, aumentando la sezione del filo conduttore; in questo modo diminuisce la induttanza per unità di lunghezza dell'antenna, aumenta la capacità, diminuisce

il rapporto $\frac{L}{C}$ del circuito oscillante

equivalente, e quindi il Q dell'antenna.

Tale aumento nella sezione trasversa dell'antenna può essere ottenuta in vari modi. Il sistema più semplice consiste nel realizzare il dipolo con due pezzi di tubo (\varnothing dell'ordine di 75 mm) ottenendo la così detta antenna cilindrica (fig. 11).

La lunghezza totale dell'antenna deve

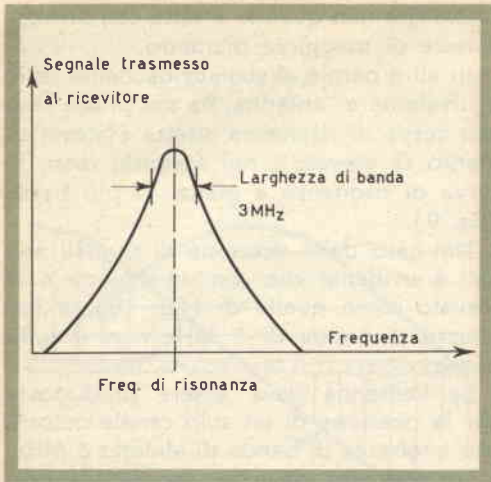


Fig. 10 - Effetto di un Q elevato sulla larghezza di banda.

essere un po' minore di mezza lunghezza d'onda, in quanto l'aumento del diametro del conduttore richiede una lunghezza minore per risuonare in mezz'onda.

Altre antenne a larga banda sono quelle coniche, la « Diamont » semplice, doppia, sferica ecc.

Il tipo più largamente usato è però sempre quello a dipolo ripiegato (fig. 12). Costituito in sostanza, da due dipoli, vicini e paralleli riuniti per le estremità.

Il centro di uno dei dipoli è tagliato per il collegamento alla linea di alimentazione.

Calcolo della lunghezza dell'antenna

Un'antenna ricevente, come abbiamo già detto, riceve il massimo segnale quando la frequenza di questo è uguale alla frequenza propria dell'antenna.

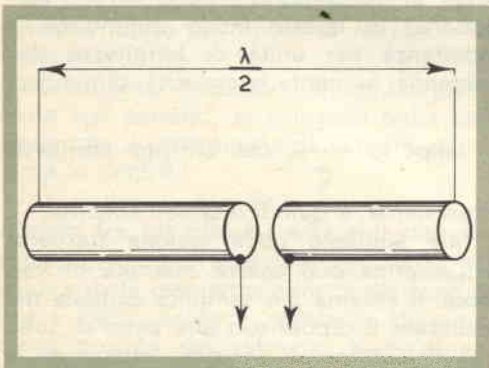


Fig. 11 - Esempio di antenna cilindrica

Se l'antenna è a larga banda, e deve servire per la ricezione di un intero campo di frequenze, è pratica comune dimensionare l'antenna in modo che la frequenza di risonanza corrisponda al centro delle frequenze da ricevere. Per esempio, un'antenna fatta per la ricezione dei canali TV compresi tra 54 e 88 MHz potrà essere dimensionato in modo che la sua mezz'onda corrisponde a 70 MHz circa.

Stabilita in questo modo la frequenza propria dell'antenna la sua lunghezza può essere calcolata con la formula :

$$\text{lunghezza totale (mt.)} = 0,95 \frac{300}{2f}$$

Ciascun mezzo dipolo viene perciò fatto metà della lunghezza così calcolata meno metà della spaziatura fra i terminali adiacenti dei due mezzi dipoli.

Questa non è critica, normalmente è dell'ordine di 25 mm.

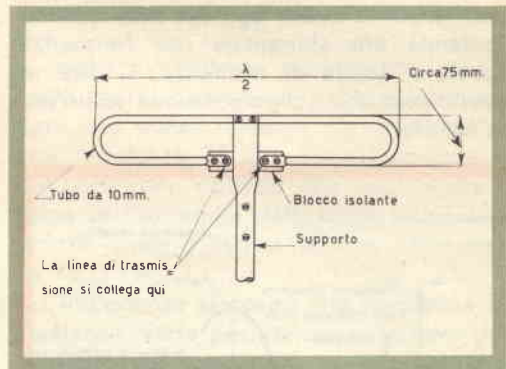


Fig. 12 - Dipolo ripiegato fondamentale.

Il coefficiente 0,95 tiene conto dell'effetto di estremità per un'antenna a mezz'onda su le altre frequenze, per le quali la sua lunghezza fisica deve essere inferiore del 5 % alla mezz'onda.

Facciamo per maggior chiarezza un esempio: la lunghezza di un dipolo per 90 MHz è :

$$L = 0,95 \frac{300}{2 \times 90} = \text{m. } 1,58$$

Se la spaziatura è 25 mm ciascun mezzo dipolo dovrà essere lungo :

$$\frac{158 - 2,5}{2} = \text{cm. } 77,25$$

Quando questa antenna viene usata per ricevere i segnali dei canali più alti (174 ÷ 216 MHz) essa si trova a lavorare su un'onda e mezza (corrispondente a 210 MHz) anzichè su mezz'onda.

In tale caso il suo diagramma di direttività si modifica, e assume nella fig. 13 la forma segnata in B.

Si trova, cioè nelle migliori condizioni per ricevere segnali provenienti da una direzione a 41° rispetto all'asse del dipolo.

Oltre ai quattro lobi principali che presenta l'antenna in queste condizioni, ci sono altri due piccoli lobi normali all'asse

i due diagrammi di radiazione A e B, si vede, che in corrispondenza di circa 60° rispetto all'asse del dipolo, i lobi si sovrappongono (aree tratteggiate). Ciò significa che, disponendo l'antenna a 60° rispetto alla direzione dei segnali, è possibile ricevere discretamente bene sia i canali alti che quelli bassi.

Nei casi in cui questi compromessi non sono realizzabili, occorre necessariamente disporre di due o più antenne, ciascuna orientata in modo da ricevere una o più stazioni.

Oppure si può usare un'antenna rota-

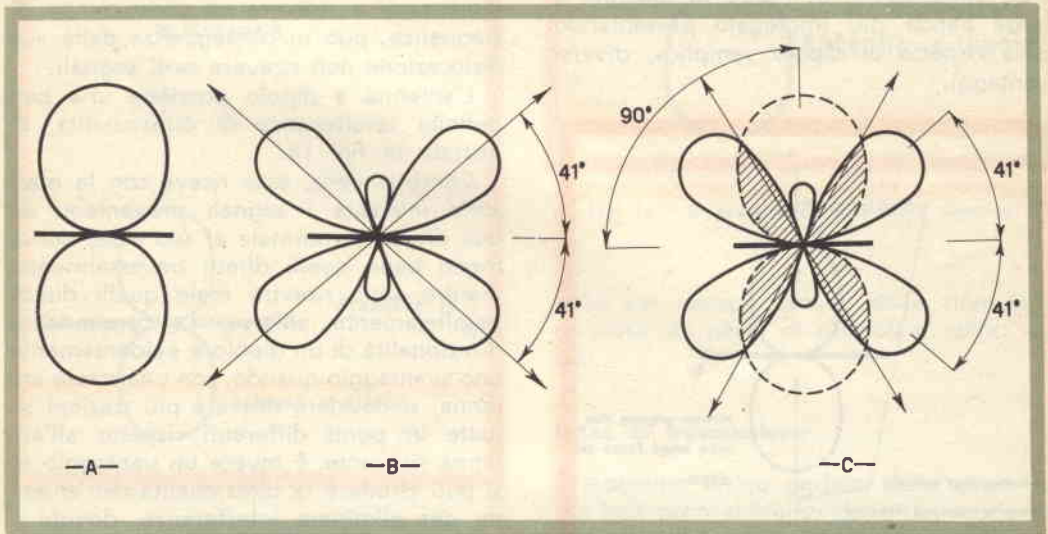


Fig. 13 - Variazioni nella direttività al variare della frequenza di lavoro.

del dipolo, i quali però non consentono che una scarsa captazione di segnali.

Appare quindi evidente che questa antenna a larga banda, adatta come dimensioni a ricevere tanto i canali bassi come quelli alti, non è in grado di ricevere bene due trasmissioni provenienti dalla stessa direzione, fatta, una su canale basso e l'altra su canale alto.

In qualche caso particolarmente fortunato può darsi che le varie stazioni siano dislocate in modo che, con un opportuno orientamento dell'antenna si possa utilizzare per ognuna, uno dei lobi dell'antenna.

In generale ciò non è però possibile; se le trasmissioni provengono tutte dalla stessa direzione, si ricorre ad un compromesso.

Infatti se si sovrappongono, come in C

tiva comandata a distanza, e orientarla ogni volta per la migliore ricezione del segnale desiderato.

Polarizzazione dell'antenna

Le onde radio sono costituite da campi magnetici ed elettrici perpendicolari fra di loro; la cosiddetta polarizzazione di un'onda, definisce la posizione rispetto alla terra del vettore campo elettrostatico, intanto che l'onda radio si sposta nello spazio.

Se il campo elettrico è verticale rispetto a terra, si dice che l'onda ha polarizzazione verticale; per la trasmissione e la ricezione di tali onde occorrono dipoli disposti verticalmente detti a polarizzazione verticale.

Se invece l'antenna trasmittente è disposta orizzontalmente, essa irradia onde di polarizzazione orizzontale, per la cui ricezione occorrono dipoli orizzontali.

È stato accertato che le antenne riceventi orizzontali, sono meno sensibili ai disturbi dovuti all'accensione di autoveicoli e simili, di conseguenza le trasmissioni di segnali televisivi generalmente sono fatte con onde a polarizzazione orizzontale.

Il dipolo ripiegato

Abbiamo già detto del dipolo ripiegato che, attualmente, è il tipo di antenna a larga banda più impiegato presentando essa rispetto al dipolo semplice, diversi vantaggi.

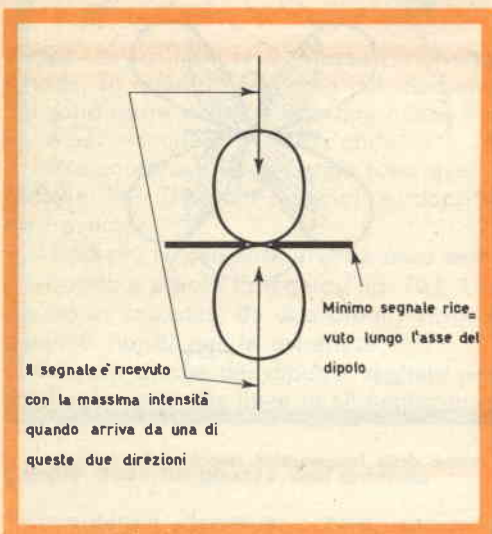


Fig. 14 - Direttività orizzontale di un dipolo ripiegato.

A parità di diametro del conduttore di antenna, il dipolo ripiegato consente il funzionamento su un'ampia banda di frequenza ed è più facile da costruire che non il dipolo semplice.

L'impedenza al centro dell'antenna alla frequenza doppia di quella propria, ossia alla frequenza per la quale l'antenna risuona su un'onda intera, a parità di larghezza di banda, è molto più alta per un dipolo ripiegato che non per un dipolo semplice.

Grazie a questa particolarità, il dipolo ripiegato riceve meno bene i segnali di frequenza compresa fra $88 \div 174$ MHz,

questi, se ricevuti con una certa intensità, possono disturbare la ricezione dei segnali TV.

Caratteristiche direzionali

Se nel progetto di un'antenna per TV l'unica caratteristica da tenere presente fosse quella del suo responso in frequenza, sarebbe evidente la convenienza di costruirla a banda così larga e con Q così basso, da permettere, con una sola antenna, la ricezione di tutti i canali.

È da tenere però presente che un'antenna a dipolo, pur essendo adatta per le sue dimensioni a ricevere un certo campo di frequenze, può in conseguenza della sua dislocazione non ricevere certi segnali.

L'antenna a dipolo possiede una ben definita caratteristica di direzionalità, illustrata in fig. 14.

Come si vede, essa riceve con la massima intensità i segnali provenienti da una direzione normale al suo asse, riceve meno bene quelli diretti trasversalmente, mentre sono ricevuti male quelli diretti parallelamente all'asse. La caratteristica direzionalità di un dipolo è evidentemente uno svantaggio quando, con una stessa antenna, si desidera ricevere più stazioni situate in punti differenti rispetto all'antenna ricevente. È invece un vantaggio se si può sfruttare la direzionalità dell'antenna per eliminare interferenze, dovute a riflessioni o segnali diversi da quello desiderato.

Se due stazioni sono ubicate ad angolo retto tra di loro, fig. 15, e l'antenna ricevente è orientata per la miglior ricezione per esempio della stazione A, essa riceverà poco o nulla del segnale emesso dalla stazione B e viceversa.

Su questo caso l'antenna, pur essendo dimensionata per ricevere entrambi i canali A e B, dato il suo orientamento non può in effetti che riceverne uno solo.

Quando invece si devono ricevere due stazioni orientate diversamente, è di solito possibile trovare un compromesso accettabile nell'orientamento dell'antenna, tale da consentire una ricezione soddisfacente di entrambe le stazioni.

Qualche volta una delle stazioni arriva con segnali molto intensi, mentre l'altra è ricevuta più debolmente.

In questo caso conviene senz'altro orientare l'antenna verso la stazione più debole,

in quanto l'altro sarà sempre ricevuto ugualmente bene.

Se due stazioni si trovano da parti opposte rispetto all'antenna, allora entrambe possono essere ricevute bene, in quanto il dipolo presenta effettivamente due lobi di direttività a 180° (fig. 14).

In altri casi quando la possibilità di ricevere segnali da due direzioni opposte può essere dannosa, si ricorre alle antenne direttive da una parte sola, costituite da dipoli ai quali sono stati aggiunti elementi parassiti (direttori e riflettori).

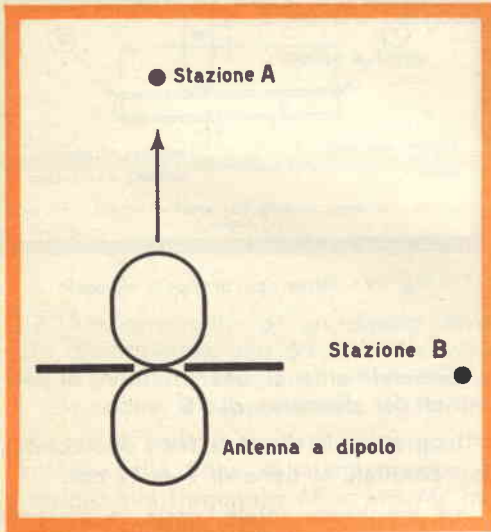


Fig. 15 - Stazioni ad angolo retto fra loro.

Il diagramma di direttività di fig. 16. è quello di un'antenna in mezz'onda accordata per esempio su 70 Mc e fatta per ricevere i sei canali bassi.

Nel caso invece di 130 MHz, la corrente al centro è quasi nulla, l'impedenza al centro, e quindi l'adattamento fra quest'ultima e i 300 ohm della linea, è senz'altro pessimo.

È bene quindi richiamare l'attenzione su quanto abbiamo detto prima; questa antenna è adatta, per se stessa, a ricevere i segnali, alti e bassi. Ciò in pratica è però possibile in casi particolari e fortunati, quando cioè le stazioni sono tutte nella stessa direzione e i segnali arrivano abbastanza intensamente da poter sfruttare i fianchi dei lobi di direttività principale come in fig. 13 C oppure quando le stazioni solo dislocate proprio nelle direzioni occorrenti e quando, soprattutto, non ci

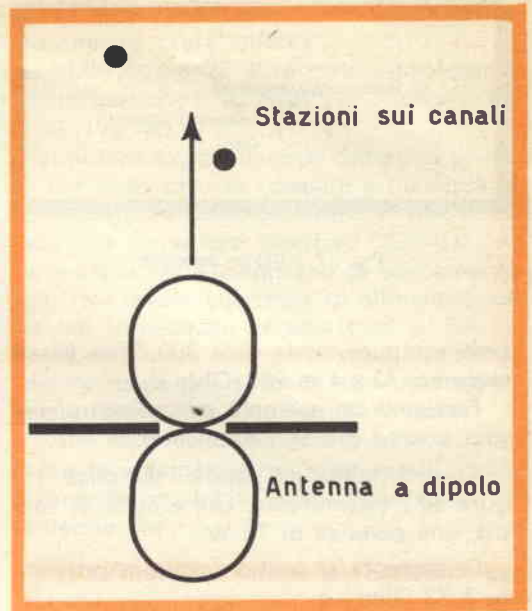


Fig. 16 - Diagramma di un'antenna direttiva.

sono per nessun canale, delle riflessioni dannose da parte di ostacoli o edifici vicini.

Linea di trasmissione

Abbiamo finora parlato delle antenne, ma ben poco abbiamo detto del modo di trasferire il segnale dell'antenna al ricevitore.

Per compiere in modo soddisfacente questa importante funzione, occorre tener presente alcuni fatti essenziali.

Il punto più importante è che, comunque sia ottenuto il trasferimento del segnale dall'antenna al ricevitore, quest'ultimo deve riprodurre l'immagine senza distorsione.

Inoltre tale trasferimento deve poter avvenire con un rendimento quanto più possibile elevato; i requisiti di cui sopra, possono essere assicurati con un'oculata scelta ed installazione di una speciale linea di trasmissione.

Il dipolo ripiegato, come si vede in figura 12 è in sostanza costituito da due antenne funzionanti in parallelo, ciascuna percorsa da una corrente metà di quella totale.

Di conseguenza l'impedenza al centro antenna è quattro volte quella di un di-

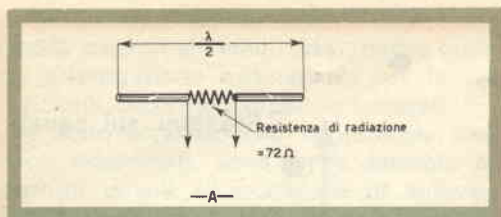


Fig. 17 - Dipolo semplice.

polo semplice, ossia circa 300 Ohm (esattamente $72 \times 4 = 288$ Ohm).

Facciamo un esempio per spiegare meglio quanto ora abbiamo detto.

Consideriamo un dipolo semplice (figura 17) trasmettente, che emetta al centro, una potenza di 72 W.

La corrente al centro (dove la resistenza è 72 Ohm) è:

$$I = \sqrt{\frac{W}{R}} = \sqrt{\frac{72}{72}} = 1 \text{ A}$$

Se al primo dipolo viene accoppiato strettamente un secondo dipolo come indicato in fig. 18, pur essendo l'alimentazione fatta al centro di un solo, allora, se la potenza è sempre 72 W, la corrente al centro di ciascun dipolo si ridurrà a 0,5 amperè.

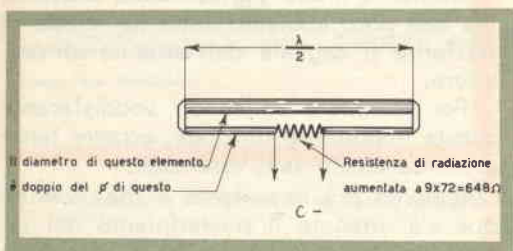


Fig. 18 - Dipolo ripiegato.

Ciò significa che l'impedenza al centro del dipolo alimentato, è

$$R = \frac{W}{I^2} = \frac{0,5^2}{72} = 288 \text{ Ohm.}$$

Altri valori di resistenza di radiazione possono essere ottenuti facendo differenti i diametri dei due conduttori. Se per esempio (fig. 19) il dipolo aggiunto è realizzato con un conduttore di diametro doppio dell'altro, allora la corrente del centro

del dipolo tagliato, scende a un terzo del valore che avrebbe nel caso di un dipolo semplice in mezza onda.

La resistenza di radiazione aumenta perciò di 9 volte, ossia diventa:

$$72 \times 9 = 648 \Omega$$

Normalmente però si realizza il dipolo ripiegato usando lo stesso conduttore, in quanto la resistenza di 300 Ohm è giusto quanto occorre per poter usare la ben nota linea di alimentazione da 300 Ohm.

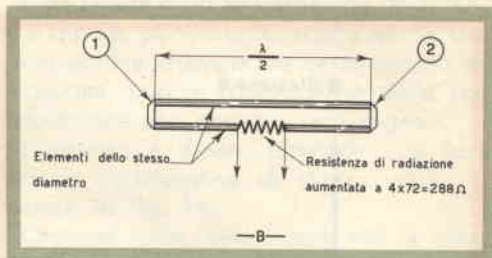


Fig. 19 - Altro tipo di dipolo ripiegato.

Generalmente si usa un tubo di alluminio del diametro di 10 mm.

In pratica, la distanza fra i due conduttori paralleli, si tiene di $7 \div 12$ cm.

La lunghezza totale, ossia la distanza fra i punti 1 e 2 della fig. 18 (deve essere di circa mezz'onda) e viene calcolata con la nota formula:

$$L \text{ (mt.)} = \frac{0,95 \times 300}{2 \cdot \text{frequenza (Mc)}}$$

La caratteristica di direzionalità di un dipolo ripiegato è uguale a quella di un dipolo semplice; così pure per la distribuzione della corrente e della tensione. Siccome al centro la tensione è zero, esso è normalmente collegato a massa, fig. 20.

Un dipolo ripiegato, costruito per risuonare in mezz'onda su una frequenza prossima al centro dei cinque canali inferiori ($54 \div 88$ Mc) può ricevere anche i sette canali superiori, in quanto esso risuona anche su un'onda e mezza circa al centro della gamma $174 \div 216$ Mc.

Ciò purchè, naturalmente, l'orientamento sia favorevole per la ricezione delle varie stazioni.

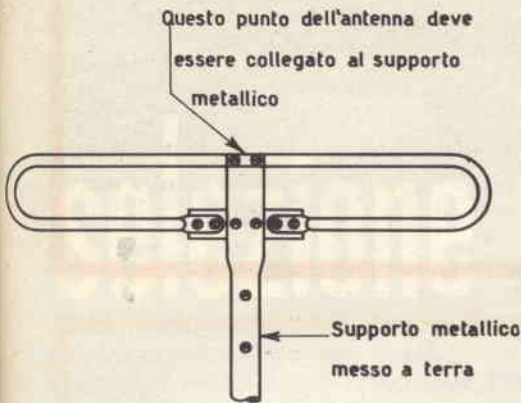


Fig. 20 - Messa a terra del dipolo ripiegato attraverso il supporto.

Il funzionamento di un dipolo ripiegato dimensionato per 65 Mc., alle varie frequenze che interessano le trasmissioni di televisione, è rappresentato in fig. 21.

Come si vede il segnale trasferito dall'antenna alla linea di alimentazione, è massimo alla frequenza 65 e 195 Mc per le quali l'antenna risuona su mezz'onda o su un'onda e mezza.

Per frequenze comprese fra 54 e 88 Mc e fra 174 e 216 Mc, il trasferimento si mantiene ancora buono, grazie alla caratteristica di larga banda dell'antenna; i segnali indesiderati di frequenza compresa nel campo $88 \div 174$ Mc, sono trasferiti molto peggio; particolarmente non vengono ricevuti i segnali di frequenza at-

torno ai 130 Mc, per la quale l'antenna risuona su onda intera.

Nella figura 22 è segnato l'andamento delle tensioni e correnti sul dipolo a 65, 130, 195 Mc.

Dal loro esame si vede come nel primo e nel terzo caso la corrente è massima al centro e la tensione è minima, l'impedenza acquista il valore resistivo 300Ω per il quale si ha la condizione di adattamento più favorevole alla linea di alimentazione la cui impedenza caratteristica è 300Ω .

Questa linea può giocare nel funzionamento totale dell'antenna, un ruolo altrettanto importante che l'antenna stessa.

Vari sono i tipi di linee di trasmissione, tuttavia solamente tre sono quelli generalmente impiegati nelle installazioni di antenne TV:

- la linea bifilare o a conduttori paralleli;
- la linea bifilare schermata.
- la linea con cavo coassiale.

Il primo tipo, come dice il nome stesso è costituito da due conduttori paralleli, isolati tra loro, distanziati e bilanciati verso massa.

Il materiale a bassa perdita posto attorno e fra i conduttori è normalmente polietilene.

In fig. 23 A è rappresentato il tipo per linee esterne, più robusto, con maggior quantità di isolante, a sezione ovale.

Esso resiste meglio alle sollecitazioni meccaniche ed agli agenti atmosferici che non la piattina fig. 23 B, più leggera, fatta, più che altro, per impianti interni, meno costosa in quanto ha meno materiale isolante.

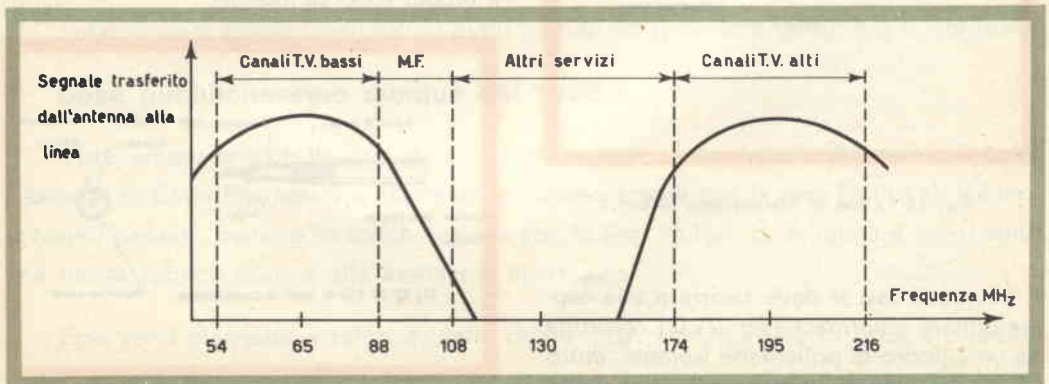


Fig. 21 - Funzionamento di un dipolo ripiegato alle varie frequenze TV.

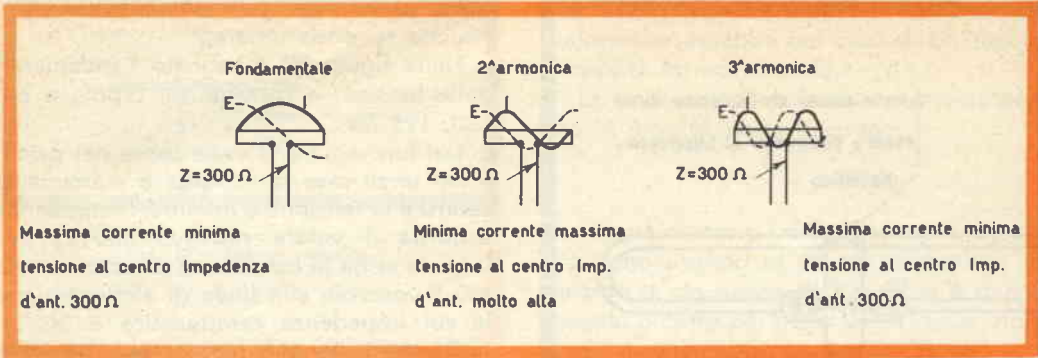


Fig. 22 - Andamento delle tensioni e correnti a varie frequenze.

La piattina fig. 23 B è poco raccomandabile per gli impianti esterni perchè gli agenti atmosferici ne possono facilmente intaccare l'isolante, modificandone le caratteristiche e facendone aumentare le perdite.

Questo tipo di linea ha il vantaggio di costar poco, di essere leggera e facilmente installabile.

Ha però lo svantaggio di non essere schermata e perciò non può essere usata quando deve attraversare delle zone molto disturbate.

Il cilindro di isolante è rivestito da una calza schermata di rame, che si collega a massa; il tutto è protetto dall'umidità e dalle abrasioni mediante un rivestimento di gomma, tela impregnata o altro materiale impermeabile.

Questo tipo di cavo è naturalmente più costoso, più pesante, più difficile da installare, ha maggiori perdite dei tipi precedenti e ad esso bisogna ricorrere solo in casi di assoluta necessità, nelle zone di disturbi particolarmente intensi.

Altro tipo di linea di trasmissione è costituito da due conduttori (fig. 24), uno interno e l'altro esterno, concentrico al primo ed isolato con il solito materiale a basse perdite.

Di solito il conduttore esterno è costituito da una calza di fili di rame stagnato, e poichè ricopre completamente il conduttore interno, lo schermo rispetto ai disturbi elettrici eventualmente presenti.

Questo cavo, per il modo con cui è collegato, non è evidentemente simmetrico verso massa e questo dà luogo ad inconvenienti, poichè l'entrata del televisore e il dipolo sono simmetrici.

S. B.

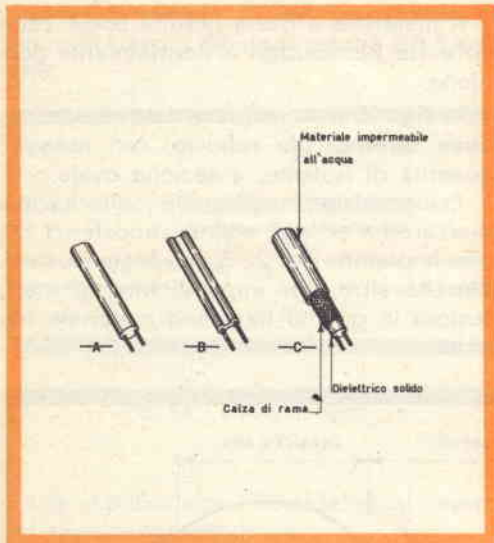


Fig. 23 - Linee di trasmissione bifilari.

In questi casi si deve ricorrere alla coppia bifilare schermata (fig. 23 C) costituita da un cilindro di polietilene isolante, entro cui sono annegati, in posizione simmetrica, due conduttori.

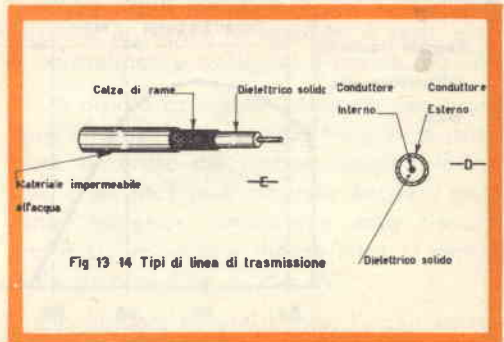


Fig. 24 - Cavo coassiale.

selezione di tecnica radio-tv



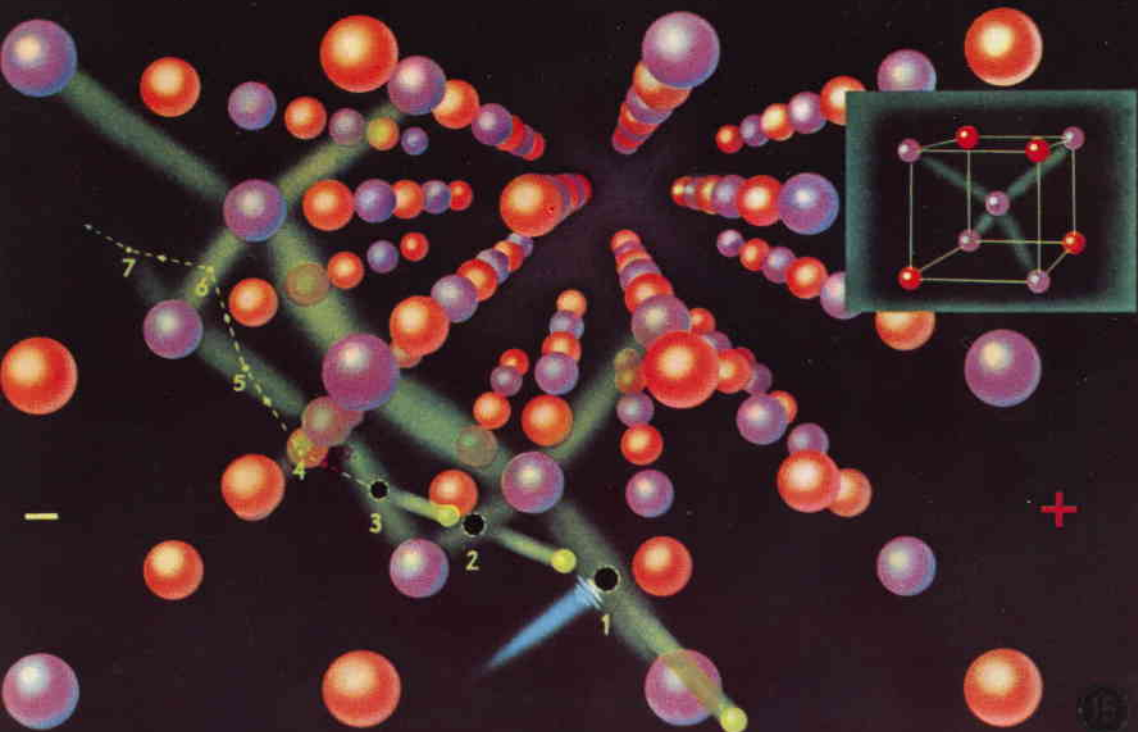
Con il continuo progresso dell'elettronica non è certamente possibile, per una rivista tecnica, preventivare con un anno di anticipo il programma dei suoi lavori.

Possono però essere fissati alcuni punti basilari ed appunto a questi noi ci riferiamo.

Cosa pubblicheremo dunque nel 1962?

Vista, ad esempio, la favorevole accoglienza riservata dai Lettori alla nostra Rubrica « Principi di Fisica Elettronica », stampata in collaborazione con la Soc. Philips di Milano, abbiamo pensato, sempre in collaborazione con la Soc. Philips, di sviluppare quest'anno una nuova rubrica relativa alla emissione elettronica.

Essa verrà stampata a colori e, nelle chiare didascalie riportate in calce a ciascuna figura, spiegheremo al Lettore, in forma piana e semplice, tutte le meraviglie della moderna elettronica nucleare.



Una tavola delle nuove nozioni
sui principi di fisica elettronica

Cristalli di antimoniuro di cesio

Questa figura vuol dare un'idea di ciò che avviene in un cristallo di antimoniuro di cesio all'atto dell'emissione fotoelettrica. L'antimoniuro di cesio (Cs_3Sb) cristallizza in un reticolo cubico, rappresentato schematicamente nella figura in alto a destra. L'ordinamento spaziale è dovuto ad interazioni fra gli atomi, indicate in figura con deboli tracce verdi. Le forze di legame dell'antimoniuro di cesio (composto intermetallico), sono di natura diversa di quelle dei metalli; in esso infatti sono assenti gli elettroni quasi liberi.

In base a misure eseguite su strati sottili di antimoniuro di cesio, l'assorbimento dei quanti di luce non avviene alla superficie, bensì all'interno dei cristalli. Le cose si svolgono come segue: se un elettrone, nell'atto di assorbire un quanto di luce, è staccato dal suo atomo, e se l'energia trasmessagli è tanto grande che dopo un certo percorso all'interno del reticolo cristallino, l'elettrone può raggiungere lo spazio esterno attraverso la superficie del cristallo, nel cristallo resta una « lacuna » (1). Questa può essere occupata da un elettrone vicino, ma si genera una nuova lacuna (2). Se questo processo si ripete (3, 4, 5, 6, 7), si ha l'impressione che una carica positiva si sposti nella direzione del campo applicato (da + verso -) e si parla allora di conduzione.

Alla superficie di separazione tra il supporto metallico e lo strato cristallino, la lacuna è riempita da un elettrone del metallo e scompare definitivamente. In questo modo, nonostante la mancanza degli elettroni quasi liberi è possibile il passaggio di corrente nel cristallo.

SCATOLA DI MONTAGGIO SM/2019



Tra i vari montaggi che verranno descritti nel corso dell'anno, una speciale menzione merita la descrizione del televisore SM/2019. Si tratta di un apparecchio in avanzata fase di realizzazione, che si avvale di un cinescopio rettangolare da 19".

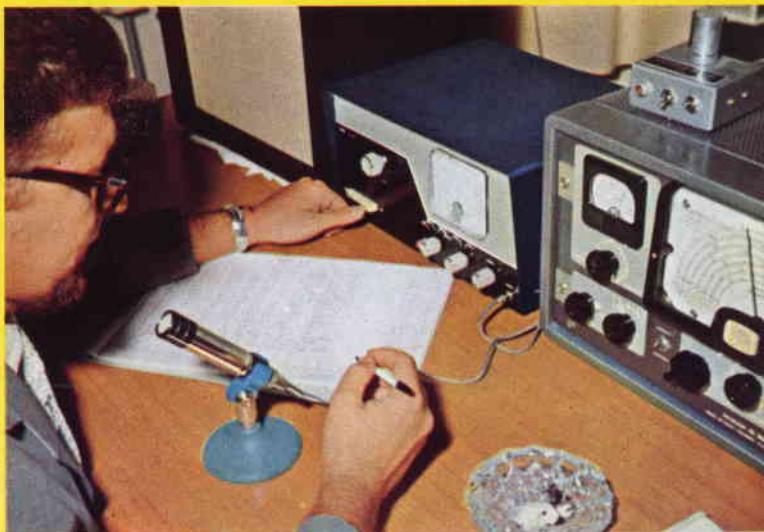
Esso consentirà la ricezione sia del 1° che del 2° programma. Progettato secondo i più recenti principi della tecnica elettronica esso offre al costruttore quanto di meglio si possa oggi desiderare. La sua descrizione, sarà riportata in forma semplice, il corredo dei nu-

merosi schemi e fotografie porranno il montatore in condizione di eseguire, a perfetta regola d'arte, un montaggio che nulla ha da invidiare ai più reputati apparecchi del commercio.

TRASMETTITORE PER 144 MHz

Per soddisfare le giuste esigenze dei radiantisti, verrà inoltre dettagliatamente descritto il montaggio di un trasmettitore per 144 MHz.

Esso impiegherà un interessante trasformatore di



modulazione di recentissima realizzazione. Il circuito d'uscita sarà adattato per discesa coassiale simmetrica con cavo $32 \div 75 \Omega$.

L'alimentazione potrà essere derivata da qualunque rete la cui tensione sia compresa tra 110 e 220 V 50 Hz.



APPUNTAMENTO CON IL DILETTANTE

Per la rubrica « L'APPUNTAMENTO CON IL DILETTANTE », abbiamo deciso di uscire con una vera novità, unica in Italia.

Infatti, tutte le Riviste di Radiotecnica, pullulano oggi di schemi e schemini di apparecchi vari, di facile costruzione, nessuna però, o quasi, spiega perchè un determinato schema è stato concepito in quel modo.

Tenuto presente ciò, « Selezione di Tecnica Radio-TV », pubblicherà una serie di articoli nei quali verrà spiegato al dilettante, in modo facile, il funzionamento dei vari circuiti, partendo dai più semplici ai più complessi, partendo ad esempio dal diodo, per giungere ai moderni circuiti microminiaturizzati.

Di ogni circuito verranno presentate poi applicazioni pratiche in modo che, al termine delle descrizioni, il lettore potrà con vera competenza trattare di tutti i molteplici problemi radio-TV. Non è un corso di radiotecnica, è meglio di un corso.

CONCORSO "TUTTI COLLABORATORI"



Durante l'anno verranno pubblicate le migliori realizzazioni inviateci dai nostri Lettori in occasione del recente concorso.

Saranno brevemente, ma chiaramente descritti: amplificatori, apparecchi radio, strumenti di misura ecc.

La lettura di questi articoli riuscirà indubbiamente del maggior interesse per i Lettori che, attraverso essi, potranno vedere quanto grande sia la passione dei dilettanti Italiani per l'Elettronica in genere e la Radiotecnica in particolare.



Verrà continuata, ed anche estesa, la descrizione delle operazioni da compiere, per rendere possibile ai possessori, di vecchi ricevitori, la ricezione dei nuovi programmi. Verranno quindi trattati i vari problemi concernenti gli impianti d'antenna, le linee di trasmissione (discese d'antenna), il modo d'inserzione dei gruppi sintonizzatori VHF, ecc.

Non verranno certamente trascurate le nuove realizzazioni, si descriveranno così i nuovi apparecchi e i materiali a loro inerenti.

APPARECCHIATURE PROFESSIONALI

Anche di queste apparecchiature ci occuperemo estesamente, abbiamo già pronti articoli relativi a stabilizzatori automatici di tensione a transistori, de-

scrizioni di moderne apparecchiature di laboratorio quali oscilloscopi, misuratori di induttanza e capacità, convertitori di corrente ecc.

Come si vede gli argomenti trattati nel 1962 saranno moltissimi « tutti interessanti »; contiamo pertanto nell'affettuoso attaccamento dei nostri Lettori perchè **leggano**, e **facciano conoscere a tutti**



FONOTELERADIO IN CASA

Sempre nel prossimo anno è nostra intenzione riprendere e continuare la rubrica « Fonoteleradio in casa ». In essa i nostri architetti consiglieranno i Lettori sul come sistemare la propria radio o il proprio televisore al fine di ottenere non solo il miglior risultato dal punto di vista estetico, ma anche da quello funzionale. In parole povere: le apparecchiature radio non devono fungere da eleganti soprammobili, ma servire allo scopo per cui esse sono state costruite senza con ciò guastare quell'armonia architettonica che ogni casa deve possedere.

Dopo quanto sopra detto non ci resta che consigliarVi di abbonarVi subito, con ciò usufruirete dei seguenti vantaggi:

- Riceverete la rivista prima
- Pagherete meno
- Vi assicurerete il possesso di tutti i suoi numeri.

ABBONATEVI

oggi stesso a **SELEZIONE DI TECNICA RADIO - TV** usando il modulo di pagina 775

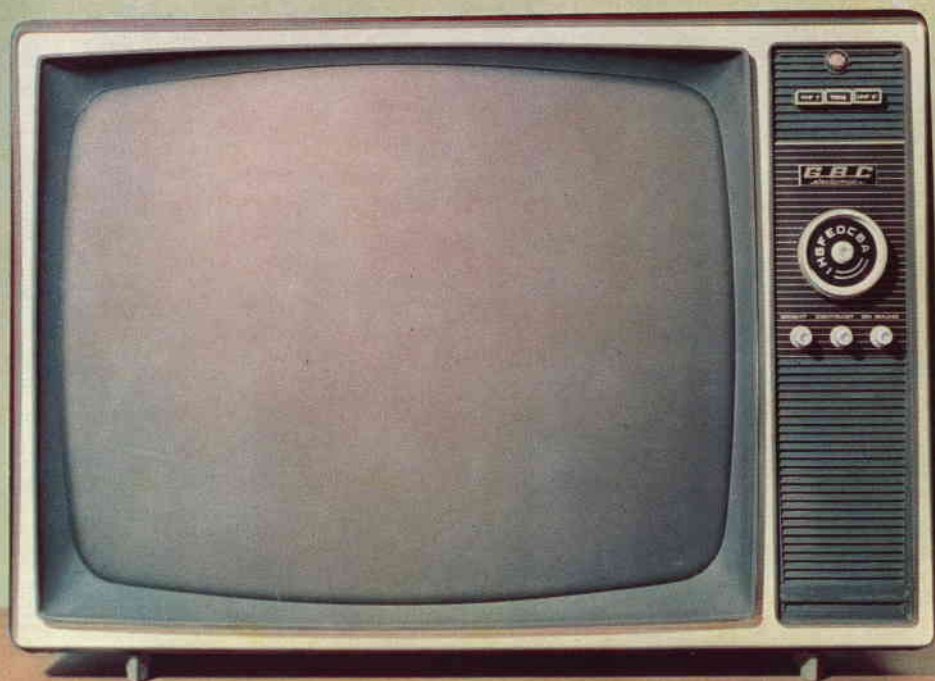
Abbonamento annuo L. 1.500

Prezzo di un numero L. 300

razionale
moderno
elegante

ecco cosa vi offre
questo ultimissimo modello!

GBC



modello **UT/103 "INFORMER"**

Televisore da 23". Schermo rettangolare, 32 funzioni di valvole + 2 diodi al silicio e 1 al germanio. Fotocellula incorporata per la regolazione automatica del contrasto. Altoparlante frontale. Questo apparecchio è particolarmente adatto alla ricezione da grandi distanze. Ridotte dimensioni d'ingombro: 650x480x230 mm. Mobile in legno pregiato.

Prezzo L. 205.000.

AR/21 TRANSISTOR



modello **AR/21**

Radioricevitore supereterodina portatile a transistor per Onde Medie - Onde Lunghe. 6 transistor + 1 diodo. Altoparlante con magnete rinforzato ad alto rendimento acustico. Antenna in ferroxcube incorporata. Presa auricolare. Presa antenna esterna per auto. Mobile in materia plastica antiurto. Alimentazione con 2 pile da 6 V, disposte in parallelo per ottenere un'autonomia di circa 100 ore. Peso: 850 g. Impiegando l'alimentatore I/601 funziona con rete luce. Dimensioni: 205 x 130 x 55 mm.

GBC



QUIZ TECNICI

Una pagina interessante, particolarmente indicata come esercizio rapido per misurare le proprie capacità mnemoniche. Il lettore, infatti, dovrà scegliere, fra le quattro soluzioni che seguono ciascuna domanda, quella giusta. Verificherà poi, a pagina 718, se la soluzione prescelta è veramente l'esatta.

Ponte di Sullivan

- 1) Reostato
- 2) Regolatore di tensione
- 3) Rapporto di frequenza
- 4) Capacimetro.

Phot

- 1) Unità di misura
- 2) Piano luminoso
- 3) Rifasamento
- 4) Unità elettrica

Stub

- 1°) Carica spaziale
- 2°) Sovratensione
- 3°) Adattatore di impedenza
- 4°) Oscillazioni smorzate

Transitron

- 1°) Fenomeno transitorio
- 2°) Pentodo
- 3°) Triodo a cristallo
- 4°) Traferro

C.A.F.

- 1°) Grandezza elettrica
- 2°) Comitato atomico francese
- 3°) Ente di studi fisici
- 4°) Generatore elettrico

Trimmer

- 1) Triodo
- 2) Antenna rotativa
- 3) Compensatore
- 4) Unità di misura

Psofometro

- 1) Radioricevitore
- 2) Vibratore
- 3) Misuratore di rumori
- 4) Riduttore

Amplidina

- 1°) Amplificatore elettronico
- 2°) Amplificatore magnetico
- 3°) Alternatore
- 4°) Campo magnetico

Teleran

- 1°) Sistema telegrafico
- 2°) Sequenza di analisi
- 3°) Radioassistenza
- 4°) Telecamera



SOCIETÀ
ITALIANA
COSTRUZIONI
TERMoeLETTRICHE

TUBI ELETTRONICI



Costruzione valvole termojoniche riceventi per
Radio Televisione e tipi speciali.

FINALMENTE

una soluzione per procurarsi un **CORSO di RADIOTECNICA**
senza dover versare le solite quote.

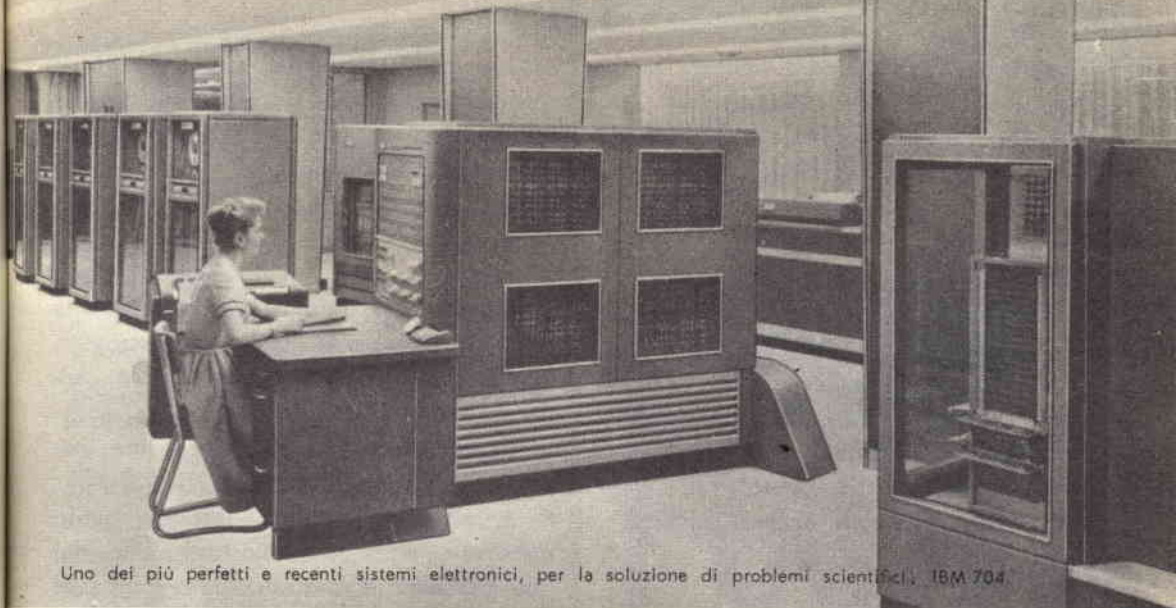
156 lezioni a stampa comprendenti tutta la radiotecnica: contro rimessa
di lire 6630. Invio immediato delle prime 100 lezioni e spedizione set-
timanale delle restanti per un periodo di 4 mesi.

INVIAMO — a semplice richiesta — un opuscolo illustrativo **GRATUITO**
CON MODULO CHE DA DIRITTO AD UN ABBONAMENTO DI PROVA.
Indirizzare: «Corso di Radiotecnica Sez. F » via dei Pellegrini 8/4 - Milano (245)



Tecnici! Radioamatori!

la **GBC** vi attende nella sua sede
di GENOVA, Piazzetta Jacopo da Varagine 7-8 r
- Piazza da Caricamento - Telefono 281.524



Uno dei più perfetti e recenti sistemi elettronici, per la soluzione di problemi scientifici, IBM 704

IL SECOLO DELL'ELETTRONICA

Il 600 fu il secolo in cui, con Galileo, Torricelli, Newton, Keplero, l'uomo scoprì le grandi leggi che regolano la vita dell'universo; il 700 fu il secolo in cui nacque la tecnica moderna; l'800 fu il secolo del « motore » a vapore, a scoppio, elettrico; il nostro è il secolo della fisica e dell'elettronica.

Elettronica: da pochi anni questa parola è entrata nella nostra vita e la dirige e regola sempre più con le sue applicazioni. Valvole elettroniche, calcolatrici elettroniche, microscopi elettronici, saldature elettroniche e così via, in una lista che si va allungando ogni giorno.

Vediamo quindi che cosa significa questa parola.

Elettronica, è facile capirlo, deriva dal termine elettrone, la particella atomica carica di elettricità negativa.

Perciò noi possiamo dire che l'elettronica è quella parte della fisica che si occupa dello studio e dell'utilizzazione degli elettroni.

In altre parole l'elettronica è la scienza degli elettroni al lavoro, al servizio dell'uomo.

La nascita dell'elettronica

L'elettronica è una scienza modernissima: eppure sul suo certificato di nascita c'è una data piuttosto lontana: 1873. Fu in quell'anno che il fisico inglese Guglielmo Crookes riuscì a isolare « allo stato puro » gli elettroni, facendo passare una scarica elettrica fra due poli metallici (anodo e catodo) in un tubo nel quale precedentemente era stato fatto il vuoto.

Crookes si accorse che sulla parete del tubo opposto al catodo, si formava una piccola macchia fluorescente che scompariva quando si faceva cessare la scarica. Ne concluse che durante la scarica partiva dal catodo un fascetto di raggi paralleli che, colpendo la parete del tubo, la rendeva fluorescente; e poichè partivano dal catodo, questi raggi furono chiamati « raggi catodici ».

Ma il nome non indicava certo « che cosa » fossero veramente questi raggi. I fisici si rimisero al lavoro per identificarli e nel 1897 il fisico inglese Joseph John Thomson (al quale nel 1906 venne assegnato il premio Nobel) dimostrò che i raggi catodici sono costituiti da un flusso

di particelle aventi carica elettrica negativa: proprio quelle particelle che l'inglese E. Stoney nel 1874 aveva proposto di chiamare « Elettroni ».

Successivamente l'elettrone venne utilizzato in applicazioni pratiche al servizio dell'uomo; ecco la valvola termoionica impiegata per la radio e la radiotelegrafia, le applicazioni delle cellule fotoelettriche alla fototelegrafia (Korn 1907), al film sonoro (De Fores 1923), alla televisione (Baird 1925), al microscopio elettronico (Johanson e Bruche, 1932) e ad altri infiniti apparecchi ancora.

L'elettronica oggi

Tutti ci accorgiamo che un nuovo mondo industriale è sorto: un mondo strano, racchiuso in ampolle di vetro grandi e piccole; un mondo in cui si muovono operai, ormai divenuti tecnici, indossanti un camice bianco, che si aggirano in saloni silenziosi, dinanzi a strani apparecchi costellati di lampadine rosse, di pulsanti, di interruttori e di altri vari strumenti.

Nelle fabbriche, negli uffici, nei laboratori scientifici, nelle centrali elettriche, a bordo delle navi, gli apparecchi elettronici svolgono compiti che fino a venti, dieci anni fa erano affidati agli uomini. Ci sono studi elettronici che « vedono », che « sentono » e persino che « odorano », ed essi sono sfruttati per integrare e spesso per sostituire i sensi imperfetti dell'uomo.

Per esempio, in moltissimi stabilimenti le cellule fotoelettriche decidono all'istante la scelta degli oggetti a secondo del loro colore o del loro grado di finitura (per stimolo diverso della sensibilità delle cellule) o sorvegliano il riempimento delle bottiglie, o contano i pezzi finiti che escono da una macchina; altre cellule proteggono l'operaio che, in un momento di distrazione effettuò una intempestiva manovra in una pressa lasciandovi sotto la propria mano (basta che la mano nella posizione pericolosa intercetti un raggio

di luce perchè la cellula faccia scattare il congegno di arresto); cellule situate alla estremità di un laminatoio comandano il movimento in avanti e all'indietro di un lingotto d'acciaio da due tonnellate; si accertano che dal foro di una trafilatrice il filo metallico esca con il diametro voluto arrestando senz'altro la macchina appena le dimensioni del filo divengono maggiori o minori del previsto, anche di pochi millesimi di millimetro.

Quale operaio, seppure abilissimo, potrebbe fare altrettanto?

Ancora vent'anni fa si sarebbe dovuto prelevare ogni tanto un campione del filo metallico e controllarlo, con grande perdita di tempo, coi normali mezzi ottici o meccanici.

Si potrebbe proseguire citando decine e decine di altre applicazioni, perchè ormai non c'è campo nell'attività umana, dalla fisica alla medicina, dalla meccanica alla zoologia, alla botanica, in cui non si applichino sempre più abbondantemente le meravigliose capacità dell'elettrone.

E non dimentichiamo che anche nella nostra casa ci sono elettroni al lavoro, nelle valvole termoioniche della radio e del televisore, nelle lampade fluorescenti per l'illuminazione ecc.

Calcolatrici elettroniche

In quasi tutte le università, nei laboratori delle grandissime industrie, negli uffici di statistica dello stato e dei grandi comuni è possibile trovare un locale, spesso sotterraneo, silenzioso, con le pareti ricoperte di grandi pannelli metallici, punteggiati da centinaia di lampadine pulsanti e di quadranti. In mezzo ad esso un quadro di controllo grande come una scrivania e dietro ad essa un tecnico in camice bianco: è il locale della calcolatrice elettronica. È questa un colossale apparecchio, pesante anche decine di tonnellate, munito di migliaia di valvole elettroniche, che risolve con velocità fulminea

problemi matematici complicatissimi e compie calcoli addirittura sbalorditivi.

Si pensi, ad esempio, che di queste macchine ce ne sono persino alcune capaci di raccogliere 20.000 memorie matematiche e che lavorando su numeri di undici cifre, riescono a fare in un secondo 5000 addizioni o sottrazioni, 525 moltiplicazioni, 270 divisioni e 850 « decisioni » su problemi matematici che le vengono sottoposti! Un lavoro che richiederebbe mesi di tempo se compiuto dall'uomo.

Le moderne, grandissime industrie, le compagnie di assicurazioni, aeree, marittime eccetera eccetera, senza l'aiuto di queste macchine non avrebbero materialmente il tempo di svolgere le loro attività. Per esempio, per progettare un aeroplano occorrono da 13 a 14 milioni di ore di lavoro; cioè: se 100 progettisti dovessero lavorare per 10 ore al giorno il semplice abbozzo richiederebbe da 13000 a 14000 giorni. Una calcolatrice elettronica, invece, compie lo stesso lavoro in alcune ore.

La Fabbrica automatica

Stiamo avviandoci verso le fabbriche senza operai; quasi in ogni nazione, molti stabilimenti sono completamente automatici, dispositivi elettronici dirigono l'intero lavoro delle macchine utensili, controllano i pezzi eseguiti, scartano quelli imperfetti, ed eventualmente arrestano da soli le macchine.

Si vedono immensi saloni con decine e decine di macchine in funzione, e due o tre operai, il cui compito consiste soltanto nel vigilare il lavoro delle macchine e cambiare, all'occorrenza, qualche utensile di lavoro.

Sembra una cosa assurda e inquietante, ma è così: fra trenta, quarant'anni, nelle fabbriche, silenziosi, infallibili apparecchi elettronici, provvederanno a tutto, senza sostare e senza stancarsi. E saranno passati appena cento anni da quando Crookes, nel suo tubo, vide quella piccola, misteriosa luminescenza.

la nota più alta



renas ^a/₂

il
registratore
per
tutti

LESA

3 VELOCITÀ - 50 ÷ 12.000 HZ

UNA REALIZZAZIONE STRAORDINARIA
AL PREZZO PIÙ CONVENIENTE

L. 64.000

RICHIEDETE CATALOGO RENAS INVIO GRATUITO
LESA s.p.a. - MILANO - VIA BERGAMO, 21

SEDI **GBC**

ANCONA	- Via Marconi, 143	LA SPEZIA	- Via Persio, 5r
AVELLINO	- Via Vitt. Emanuele, 122	NAPOLI-Vomero	- Via Cimara, 93-A
AVERSA	- C.so Umberto, 137	NAPOLI	- Via C. Porzio, 10a-10b
BARI	- Via Dante, 5	NAPOLI	- Via Roma, 28/21
BOLOGNA	- Via G. Brugnoli, 1 A	NOVARA	- Via F. Cavallotti, 22
BENEVENTO	- C.so Garibaldi, 12	NOVI LIGURE	- Via Mameli, 5
CIVITANOVA	- Via G. Leopardi, 12	PALERMO	- P.zza Castelnuovo, 48
CAGLIARI	- Via Rossini, 44	PADOVA	- Porte Contarine, 2
CREMONA	- Via Cesari, 1	PESCARA	- Via Milano, 77
FIRENZE	- Viale Belfiore, 8r	ROMA	- Via S. Agostino, 14
GENOVA	- P.zza J. da Varagine - da Caricamento	TORINO	- Via Nizza, 34
		UDINE	- Via Div. Julia, 26

CONTROLLATE QUI le vostre risposte ai Quiz tecnici di pagina 713

Ponte di Sullivan

Capacimetro: ponte per la misura della capacità. Costituito da due oscillatori a RF, uno dei quali a frequenza fissa e uno a frequenza regolabile.

Phot

Unità di misura dell'illuminazione equivalente a 10 LUX.

Stub

È un sistema costituito da una linea bifilare che interposta fra una linea di alimentazione a onde progressive e un aereo radio-trasmittente a onde stazionarie consente di ottenere il necessario adattamento di impedenza in modo che la linea di alimentazione possa essere chiusa sulla impedenza caratteristica.

Transitron

È un pentodo utilizzato per la generazione di oscillazioni elettriche sfruttando il tratto della caratteristica di griglia schermo caratterizzato da una resistenza differenziale negativa.

C.A.F.

Processo con il quale dal confronto fra il periodo dell'oscillatore con quello degli impulsi di sincronismo si ricava una gran-

dezza elettrica capace di modificare il periodo di funzionamento dell'oscillatore stesso.

Trimmer

Compensatore che consente unitamente al compensatore in serie (padding), la messa a punto di un radiricevitore a cambiamento di frequenza con sintonia a monocomando.

Psofometro

Lo psofometro è un misuratore di rumori. È costituito da un omnidirezionale microfono a pressione collegato a un amplificatore con uno strumento tarato in phon.

Amplidina

Amplificatore magnetico rotante a due stadi con uno o più avvolgimenti di controllo eccitati indipendentemente l'uno dall'altro e disposti sulla stessa struttura polare.

Teleran (Radioassistenza)

È un sistema televisivo di assistenza al volo per servizio aereoportuale, grazie al quale il pilota in volo per mezzo di un sistema abbinato di Radar e di televisione vede su uno schermo il proprio velivolo in volo evitando così facili collisioni.

TEORIA E PRATICA DEL DISCRIMINATORE A RAPPORTO



PREMESSA

Quando si confronta un ricevitore a « modulazione di frequenza » con un ricevitore a « modulazione d'ampiezza », si constata che il primo, rispetto al secondo, deve sottostare a due condizioni:

- deve essere insensibile alle variazioni di ampiezza dell'onda ricevuta e in particolare i parassiti non devono aggiungere la loro azione alle frequenze comprese nella banda passante ricevuta;
- deve essere capace di trasformare le deviazioni della frequenza portante, le quali sono funzione della modulazione, in variazioni d'ampiezza; inoltre queste variazioni d'ampiezza devono essere proporzionali alle deviazioni delle frequenze.

All'infuori dei parassiti che possono manifestarsi in maniera più o meno sporadica, non bisogna dimenticare che si possono avere variazioni d'ampiezza della frequenza ricevuta, dovute alla curva di sensibilità dei circuiti a media frequenza; se, in effetti, questa curva è troppo ripida,

si avrà per i suoni modulati di forte intensità una escursione importante, ma l'ampiezza ricevuta, dopo il passaggio negli stadi a media frequenza, sarà ridotta e per conseguenza si avrà una distorsione di ampiezza.

Un'altra causa di variazioni di ampiezza è rappresentata dal « fading selettivo » che può essere dovuto alla sovrapposizione di due frequenze, di cui una è la portante desiderata e l'altra una frequenza non desiderata, proveniente da un altro trasmettitore; queste due frequenze vengono a combinarsi con fasi variabili, dopo aver attraversato il ricevitore da diverse strade.

Per eliminare gli effetti della modulazione d'ampiezza si utilizza, nei montaggi classici, un sistema limitatore posto immediatamente prima del circuito discriminatore propriamente detto.

La limitazione può essere effettuata usando, per esempio, dei diodi polarizzati in modo che il loro effetto di smorzamento sui circuiti vari con l'ampiezza del segnale applicato.

In effetti basta osservare che la resistenza di un diodo è praticamente infinita al-

l'inizio della sua caratteristica e scende ad un valore più basso nella parte dritta della caratteristica; questo valore, secondo il tipo del diodo, può variare da qualche dozzina a qualche centinaio d'Ohms.

Un altro montaggio limitatore utilizza un amplificatore saturato, nel quale il fattore d'anticipazione è reso inversamente proporzionale all'ampiezza del segnale d'entrata. Si può anche utilizzare un sistema in cui il segnale venga tagliato allorchè sorpassa una determinata ampiezza. Fra tutti questi differenti circuiti sembra che il più interessante sia l'amplificatore saturato il quale ha una tensione di uscita costante, a partire da un certo livello della tensione di entrata; bisogna tuttavia osservare che questo circuito introduce una certa attenuazione, poichè l'ampiezza d'uscita diviene inferiore al livello della tensione d'entrata. Sarebbe molto interessante poter disporre di un circuito che agisse contemporaneamente sia come limitatore che come discriminatore, poichè ciò assicurerebbe un apprezzabile guadagno. Ora questo montaggio in effetti esiste, ed è appunto il « discriminatore a rapporto » studiato da Seeley e Avins e che possiede proprietà interessanti.

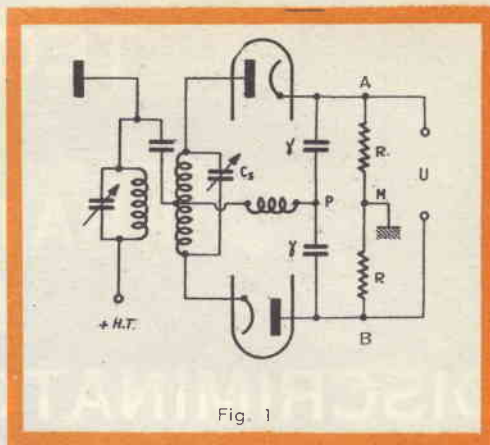


Fig. 1

Questo circuito (Fig. 1 e 2) è assai vicino al classico discriminatore di fase riprodotto in Fig. 3: bisogna però osservare che ne differisce per i seguenti punti:

- 1) gli elettrodi di uno dei diodi sono invertiti essendo i due diodi collegati in serie;
- 2) si mantiene costante la tensione U ai capi AB delle due resistenze di rivelazione R (fig. 1);
- 3) la tensione rivelata è prelevata tra il punto medio P situato fra le due capacità « γ » di rivelazione e il punto medio M fra le due resistenze di rivelazione R , quest'ultimo punto essendo collegato a massa.

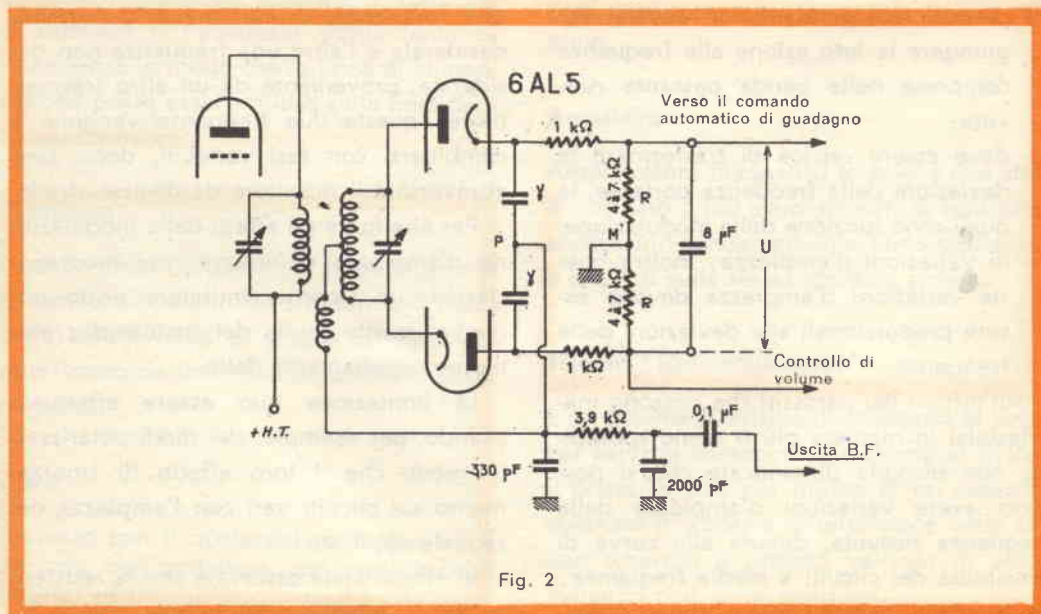


Fig. 2

Si può dire che il discriminatore a rapporto è una forma modificata del discriminatore di fase nel quale i diodi funzionano come rivelatori e come smorzatori variabili.

Studio semplificato del discriminatore a rapporto

Per ben comprendere il funzionamento di questo schema, conviene rifarsi al funzionamento del discriminatore di fase, così come esso è rappresentato in fig. 3.

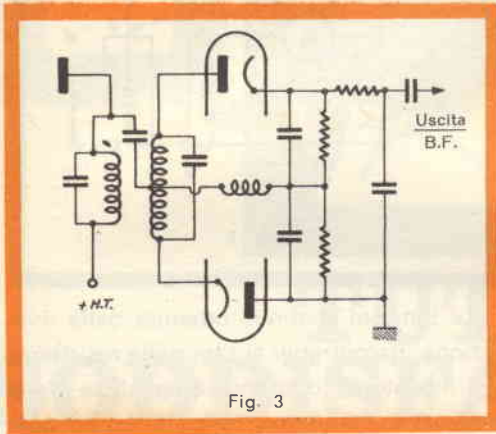


Fig. 3

La dimostrazione è data dal diagramma vettoriale dello schema del circuito (figura 4). La tensione primaria può essere

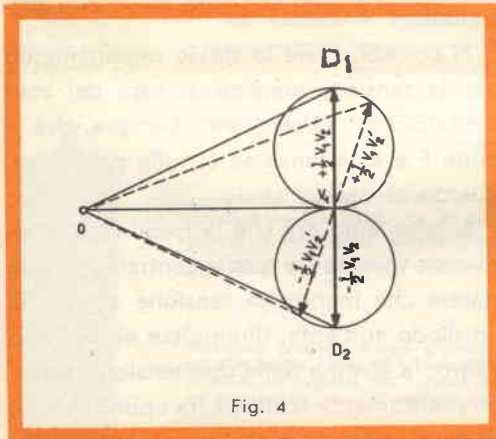


Fig. 4

rappresentata dal vettore OV_1 , mentre ciascuna delle semitensioni del secondario corrispondono ai vettori $+\frac{1}{2} V_1 V_2$ e $-\frac{1}{2} V_1 V_2$.

Quando la frequenza fa variare la tensione primaria, OV_1 varia di poco, giacché

il circuito è a larga banda, ma i vettori rappresentativi delle tensioni secondarie descrivono un cerchio, indicato con punteggiatura, per ciascuna delle tensioni secondarie.

Le tensioni applicate ai diodi sono rappresentate dai vettori OD_1 e OD_2 ; in risonanza, i due vettori sono uguali e simmetrici, perciò la risultante è nulla, mentre fuori risonanza la risultante sarà positiva o negativa secondo che l'uno o l'altro dei vettori OD_1 o OD_2 è maggiore o minore dell'altro. Se la frequenza va fuori risonanza, la risultante cresce, passa per un massimo, quindi decresce, con senso positivo o negativo, secondo il senso dello scarto di frequenza in rapporto alla frequenza di risonanza; se si traccia la curva rappresentante il modulo della risultante in funzione della frequenza, si ha la curva classica ben conosciuta della fig. 5.

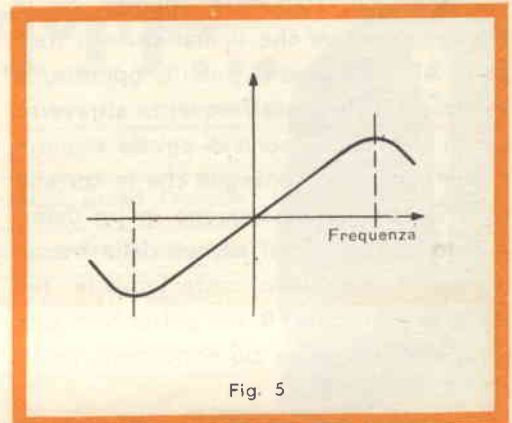


Fig. 5

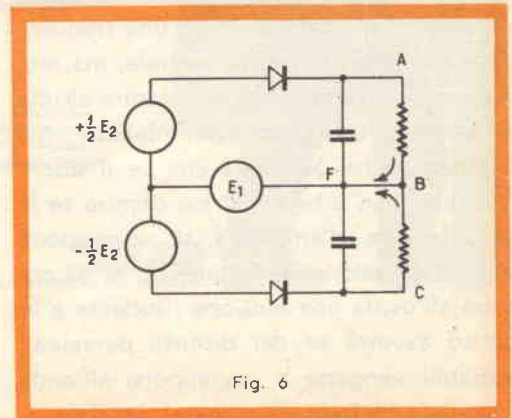


Fig. 6

Si può comprendere il funzionamento del discriminatore di fase rifacendosi a uno schema semplificato, quale è rappresentato in fig. 6 ed esaminando le tensioni che si formano ai capi delle resistenze di rivelazione. Quando il circuito è ben regolato e viene ricevuta soltanto una portante non modulata, le tensioni applicate a ciascun diodo sono identiche, di conseguenza la tensione continua riscontrabile fra i capi AB è uguale ed opposta a quella che si manifesta tra i capi BC, quindi fra i punti A e C la tensione risultante è nulla.

Supponiamo ora che la frequenza ricevuta sia spostata; si sa in base al diagramma vettoriale che una delle tensioni, per esempio in AB, sarà più grande e l'altra, in BC, più piccola e di segno contrario, quindi si riscontrerà in A e C una tensione risultante positiva per uno scarto di frequenza in un certo senso e negativa per uno scarto di frequenza opposto. Se le tensioni continue che si manifestano fra i punti AB e BC sono di polarità opposte, le variazioni della bassa frequenza attraverso questi stessi punti sono di eguale segno e si sommano; ne consegue che le correnti di bassa frequenza seguono in un determinato istante i sensi segnati dalle frecce, quindi si annullano costantemente nel punto di giunzione FB, che potrebbe essere soppresso, ma serve ciò nondimeno per il ritorno dei diodi.

Bisogna notare un punto particolare in questo schema; se il discriminatore è correttamente regolato e riceve una frequenza eguale alla frequenza centrale, ma modulata in ampiezza, non si riscontra alcuna tensione all'uscita del discriminatore. Ma bisogna anche osservare che se il discriminatore non è ben centrato oppure se la modulazione d'ampiezza si sovrappone alla modulazione di frequenza, si riscontrerà all'uscita una tensione risultante e lo stesso avverrà se dei disturbi parassitici variabili vengono a sovrapporsi all'onda modulata in frequenza che si desidera ri-

cevere. Se ora si esamina lo schema del discriminatore a rapporto, semplificato in fig. 7, si noterà che uno dei diodi essendo invertito, può essere soppresso il collegamento FB, il ritorno della rivelazione di un diodo potendo essere ottenuta attraverso l'altro.

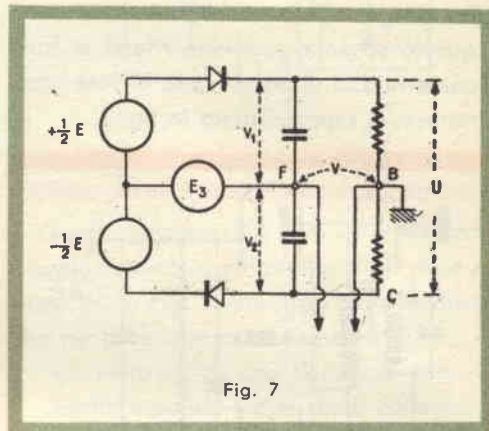


Fig. 7

Le tensioni continue ottenute dalla rivelazione, riscontrabili ai capi delle resistenze del rivelatore, sono ancora eguali se viene ricevuta la frequenza centrale, ma in questo caso le rispettive polarità sono dello stesso senso fra i punti A e C e la tensione, anziché nulla, è eguale al doppio di quella letta ai capi di una delle resistenze di rivelazione.

Si potrebbe fare lo stesso ragionamento per le tensioni presenti ai capi dei condensatori di rivelazione. Dunque, fra i punti F e B la tensione è nulla per la frequenza centrale.

Supponiamo ora che la frequenza in arrivo sia diversa da quella centrale; si constaterà che mentre la tensione ai capi di un diodo aumenta, diminuisce ai capi dell'altro, la somma delle due tensioni restando praticamente costante fra i punti A e C; dunque, non si avrà alcuna tensione a bassa frequenza fra i punti A e C, se l'onda in arrivo è modulata in frequenza; mentre è proprio a queste caratteristiche del circuito che si deve la possibilità di usare i diodi come rivelatori capaci altresì di determinare uno smorzamento variabile.

Marchio registrato - Trademark registered



TUTTI SODDISFATTI...



IL NOME PIÙ QUOTATO
IN ELETTRONICA

Il televisore di famiglia, che si era guastato, è stato riparato

Pierina è soddisfatta perchè rivedrà Carosello

La mamma è soddisfatta perchè rivedrà la commedia

Il papà è soddisfatto perchè rivedrà il Telegiornale

Il radiotecnico è soddisfatto perchè ha fatto un buon lavoro...

... egli ha sostituito infatti un tubo elettronico difettoso con un RCA. Sa di avere acquistato la fiducia di un Cliente, perchè il tubo da lui impiegato offre le migliori garanzie.

Richiedete presso il Vostro grossista o il Vostro negozio di fiducia i tubi RCA, costruiti e collaudati anche in base alle esigenze del servizio Radio-TV, secondo un programma inteso al continuo miglioramento della qualità.



ATES

AZIENDE TECNICHE ELETTRONICHE DEL SUD S.p.A.

Se fra A e C la tensione si mantiene costante, si può derivare fra questi punti una capacità fissa di alto valore, senza compromettere la funzione rivelatrice dei diodi, ai quali vengano applicate onde modulate in frequenza, agendo favorevolmente nella eliminazione di effetti di modulazione di ampiezza che potrebbe esistere nei segnali in arrivo.

Se la tensione totale fra A e C è costante, altrettanto avviene per le due metà, ma essendo variata la tensione fra le due armature del condensatore di rivelazione durante la modulazione di frequenza, si noterà una tensione fra i punti F e B, dipendente dalla deviazione di frequenza; perciò, connettendo B a massa e inserendo all'uscita di F una cella di filtraggio, si ottiene fra F e B il segnale a bassa frequenza da inviare al successivo stadio amplificatore, mentre il condensatore di accoppiamento blocca la corrente continua.

Se il discriminatore a rapporto è ben regolato, viene ad essere soppressa ogni modulazione di ampiezza quando il segnale in arrivo corrisponde alla frequenza centrale del circuito, mentre questa condizione non si mantiene per frequenze diverse.

A questo punto conviene ricordare che se nel discriminatore di fase la bassa frequenza si ottiene fra A e C, nel discriminatore a rapporto il segnale a bassa frequenza si ha fra F e B e la sua intensità è la metà della precedente. Si può quindi dire che, rispetto al discriminatore di fase, il discriminatore a rapporto presenta una perdita di livello di 6 dB, ma per compensare presenta altri importanti vantaggi.

Si può studiare il comportamento del circuito con l'aiuto di un semplice calcolo. Indichiamo con E_{d1} e E_{d2} la tensione dei segnali ai capi dei rispettivi diodi e chiamiamo E_p la tensione del primario ed E_s quella del secondario; si avrà:

$$E_{d1} = E_p + \frac{E_s}{2}$$

$$E_{d2} = E_p - \frac{E_s}{2}$$

ed essendo proporzionali le tensioni ai capi dei condensatori di rivelazione alle tensioni applicate ai diodi, si può scrivere:

$$V_1 = K E_{d1}$$

$$V_2 = K E_{d2}$$

il coefficiente K dipendendo dalla caratteristica di rivelazione dei diodi, lo si suppone eguale in entrambi i casi.

Essendo stabilito il senso di collegamento dei diodi, si può affermare che le tensioni ai capi delle due resistenze sono identiche e si ha:

$$U = V_1 + V_2$$

La tensione di utilizzazione V, che si manifesta fra i punti F e B, ha per valore:

$$\begin{aligned} V &= \frac{U}{2} - V_1 \\ &= \frac{V_1 + V_2}{2} - V_1 \\ &= \frac{V_2 - V_1}{2} \end{aligned}$$

e, seguendo un eguale ragionamento, con un discriminatore di fase la tensione di utilizzazione sarà $V = V_2 - V_1$, ossia il doppio della precedente; si ha dunque col discriminatore a rapporto una riduzione del livello d'uscita di 6 dB, in confronto a ciò che si ottiene da un discriminatore di fase.

Si può quindi dire che in assenza di qualsiasi tensione (prodotta da una batteria o da un condensatore carico) a 6 dB circa, i due tipi di discriminatori danno gli stessi risultati.

Osserviamo tuttavia che le tensioni E_{d1} ed E_{d2} possono variare in due modi differenti:

1) Sotto l'azione della modulazione di frequenza, riportandoci al diagramma vettoriale si è visto che, quando una tensione cresce, per esempio E_{d1} , l'altra E_{d2} , decresce e viceversa. Solo nel punto centrale della frequenza le due tensioni sono identiche.

2) Sotto l'azione della modulazione di ampiezza E_{a1} ed E_{a2} variano proporzionalmente attorno al loro valore medio. Se la frequenza centrale è modulata in frequenza ed in ampiezza, sui diodi si avrà sempre

$$E_{a1} = E_{a2}$$

Supponiamo adesso di applicare fra i capi B e C una tensione U che abbia il valore:

$$U = V_1 + V_2$$

Ciò si può ottenere inserendo fra B e C una batteria che fornisca la tensione U , ma in questo caso il circuito funzionerebbe solo per un dato valore dell'ampiezza dell'onda incidente; si preferisce inserire fra B e C un condensatore di valore elevato che automaticamente si scarichi fino al valore $V_1 + V_2$.

Si è visto che il segnale rivelato era eguale a $\frac{V_2 - V_1}{2}$, dunque esso è pro-

porzionale a $K \frac{V_2 - V_1}{2}$, K essendo un coefficiente costante, ma questo coefficiente

può essere considerato eguale a $\frac{1}{V_2 + V_1}$ poichè il denominatore resta costante; quindi il segnale rivelato è proporzionale

a $\frac{V_2 - V_1}{V_2 + V_1}$, si può dire altresì che esso

varia come $\frac{1 - V_1/V_2}{1 + V_1/V_2}$, dunque il segnale

rivelato è in funzione del rapporto $\frac{V_1}{V_2}$

vale a dire di $\frac{E_{a1}}{E_{a2}}$, ed è appunto questa

particolarità che ha suggerito agli Autori dello schema il nome di « discriminatore a rapporto ».

Si osserva che, se il segnale ricevuto è modulato in ampiezza, il rapporto $\frac{E_{a1}}{E_{a2}}$

che sta in funzione delle caratteristiche dello schema, resta costante, ne consegue che la modulazione d'ampiezza non comparirà nel segnale rivelato.

Lo smorzamento dei circuiti causa della regolazione

Nei paragrafi precedenti abbiamo solo considerato l'effetto della variazione delle tensioni applicate ai diodi, sull'ampiezza del segnale rivelato, ma per comprendere gli effettivi vantaggi di questo sistema, bisogna esaminare gli effetti di smorzamento.

Nello schema di un discriminatore a rapporto i diodi assumono due funzioni:

- effettuano la rivelazione;
- introducono nei circuiti oscillanti uno smorzamento variabile in funzione delle tensioni loro applicate.

Questo effetto di smorzamento dipende da due cause:

a) Se, mediante un condensatore di alta capacità, viene mantenuto costante il segnale rivelato totale ai capi della resistenza R , si constata che se l'ampiezza applicata ai diodi aumenta, aumenta in conseguenza lo smorzamento introdotto dai diodi stessi.

b) Se aumenta lo smorzamento si constata una tendenza alla diminuzione delle tensioni applicate ai diodi, essendo queste sovratensioni che, a loro volta, dipendono dallo smorzamento introdotto dai diodi.

Tutti i problemi di calcolo del discriminatore a rapporto pervengono a determinare le caratteristiche del circuito, affinché queste azioni di senso contrario si compensino e l'azione totale della rivelazione resti costante quando varia l'ampiezza dell'onda incidente.

Calcolo dello smorzamento

Per determinare lo smorzamento che un diodo introduce nel suo circuito di eccitazione chiameremo **resistenza effettiva**, dello stesso valore della resistenza di smorzamento, una resistenza che, applicata ai

capi del circuito di eccitazione, produrrebbe lo stesso effetto del diodo.

Questa resistenza dipende: dalla resistenza interna del diodo nel punto di funzionamento R_d e dall'angolo di apertura θ , ma può essere anche espressa in funzione della resistenza di rivelazione R e da θ ; il suo valore è dato dall'espressione reperibile in tutti i trattati:

$$R_{\text{effettiva}} = \frac{\pi R_d}{\theta - \text{sen } \theta \cos \theta} \cdot \frac{R (\text{tg } \theta - \theta)}{\theta - \text{sen } \theta \cos \theta}$$

Riportandoci allo schema, si vedrà che il secondario è smorzato dalle due resistenze effettive montate in serie. Per la resistenza di smorzamento del secondario avremo dunque:

$$R = R_{\text{eff1}} + R_{\text{eff2}}$$

Mentre il primario è smorzato da una resistenza R_p , che è funzione delle due resistenze effettive collegate in parallelo, vale a dire:

$$\frac{1}{R_p} = R \left(\frac{1}{R_{\text{eff1}}} + \frac{1}{R_{\text{eff2}}} \right)$$

Se si adotta il collegamento per capacità, fra il punto caldo del primario e la presa centrale del secondario, trascurando l'impedenza di fuga nelle due metà del secondario in rapporto all'impedenza del primario, si ha $K = 1$.

I valori di R_s ed R_p possono essere calcolati in funzione delle tensioni applicate sui diodi, se si conoscono i valori degli angoli di passaggio θ_1 ed θ_2 di ciascun diodo.

Si sa che la corrente che attraversa i diodi è la stessa per entrambi poichè i diodi sono connessi in serie, mentre questa corrente si deduce dalla formula dei raddrizzatori:

$$i_{\text{media}} = \frac{E (\text{sen } \theta - \theta \cos \theta)}{\pi R_{\text{diodo}}}$$

ne consegue, designando con θ_1 l'angolo di passaggio nel primo diodo e con θ_2

l'angolo di passaggio nel secondo, la relazione:

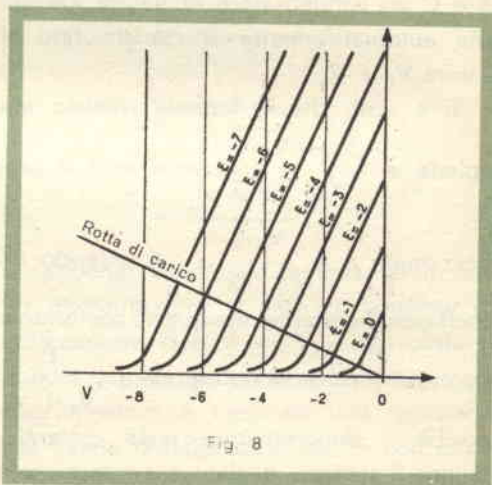
$$E_1 (\text{sen } \theta_1 - \theta_1 \cos \theta_1) \\ E_2 (\text{sen } \theta_2 - \theta_2 \cos \theta_2) =$$

Per altro la somma dei segnali rivelati è costante, ossia:

$$E_1 \cos \theta_1 + E_2 \cos \theta_2 = U$$

Queste due ultime equazioni costituiscono un sistema di due equazioni trascendenti, che si risolvono col metodo grafico.

Si può trovare una soluzione approssimata del problema cercando una relazione fra la resistenza di smorzamento e le tensioni E_1 ed E_2 utilizzando le caratteristiche dinamiche dei diodi rivelatori, vale a dire il reticolo che indica la corrente continua



del diodo in funzione dell'ampiezza del segnale applicato, per differenti valori della tensione E riscontrata ai capi della resistenza di carico R .

Le curve rappresentative (fig. 8) possono essere assimilate a delle rette parallele ed equidistanti, ben rappresentate dall'equazione:

$$i = \frac{E - V}{R_{\text{diodo}}}$$

Inoltre, se l'angolo di apertura della corrente resta inferiore a 60° circa (come avviene in pratica), si ha la relazione:

$$I_1 = 2i$$

considerando I la corrente fondamentale che attraversa il diodo.

La resistenza effettiva è rappresentata dal valore:

$$R_{eff} = \frac{E}{I_1}$$

mentre la resistenza di smorzamento può indicarsi con

$$R_s = \frac{E_1 + E_2}{I_1}$$

Ora abbiamo:

$$\begin{aligned} I_1 = 2I_2 &= 2 \frac{E_1 - V_1}{R_{diodo}} \\ &= 2 \frac{E_2 - V_2}{R_{diodo}} \\ &= \frac{E_1 + E_2 - U}{R_{diodo}} \end{aligned}$$

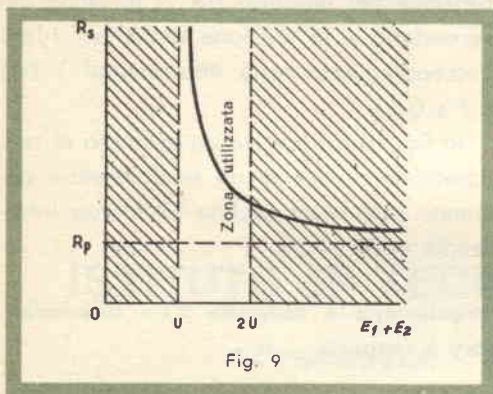
da cui:

$$R_s = R_p \frac{E_1 + E_2}{E_1 + E_2 - U}$$

Dunque la resistenza di smorzamento R_s è funzione solamente della somma delle tensioni E_1 ed E_2 .

Si può allora tracciare una curva che dia la variazione di R in funzione della somma $E_1 + E_2$, e questa curva si presenta come in fig. 9.

Se si esamina questa curva, si nota che essa ha l'andamento di una iperbole.



U

rapporto ——— essendo sempre compreso fra 0,5 e 1, viene utilizzata la parte

$E_1 + E_2$

a forte pendenza della curva, essendo in questo tratto la variazione di R_s più rapida, in funzione di $E_1 + E_2$.

Osserviamo inoltre che se $E_1 + E_2 < U$ la resistenza di smorzamento è infinita e nessuna corrente circola più nei diodi.

Se si calcola il valore di R_p in funzione di R_s , E_1 e E_2 , risulterà che R_p si riduce a R_s

— se i disaccordi non sono importanti.

4

Infatti si constata che il disaccordo produce una variazione dell'effetto di smorzamento, che a sua volta diminuisce spostandosi dalla frequenza di accordo.

Lo studio analitico dello smorzamento e dei vari parametri che lo modificano, induce ad adottare un accoppiamento relativamente basso, come si vedrà nella scelta delle caratteristiche schematiche.

Scelta dei diodi

Sembrirebbe che l'adozione di un determinato tipo di diodo non comportasse differenze, poichè nelle condizioni di regolazione interviene principalmente il rendimento come rivelatore e questo rendimento può essere anche scarso, ma è importante che i due diodi siano identici, in particolare importa che alle frequenze elevate le capacità di entrata non introducano delle asimmetrie, tanto più che la capacità di entrata varia col tempo di transito e questa è in funzione della tensione applicata.

La simmetria sarà maggiore scegliendo dei diodi di piccole dimensioni, essendo per questi ridotto il tempo di transito.

Inoltre, affinché le differenze fra le resistenze interne dei diodi, come la variazione di queste caratteristiche in funzione dell'ampiezza dei segnali, non intervengano in maniera troppo importante, si riduce sistematicamente il rendimento del sistema rivelatore, aggiungendo alle resistenze di rivelazione, altre resistenze in serie, il cui valore può essere compreso fra 500 e 2000 Ohm; essendo la tensione rivelata totale prelevata ai capi della resistenza R , si realizza un partitore di ten-

sione per il quale il rendimento sull'onda portante diviene:

$$\eta = \frac{2R}{2(R + R')}$$

In caso di una asimmetria notevole si può, assegnando valori differenti alle due resistenze od anche sopprimendo una di esse, ristabilire la simmetria.

La prova comparativa effettuata con i doppi diodi 6H6 e 6AL5 ha dimostrato che i risultati sono migliori con questi ultimi; in generale si prestano meglio i diodi che presentano una « pervéance » elevata. Ricordiamo che la « pervéance » P ha per valore

$$P = \frac{I}{V \ 3/2}$$

Si verifica d'altra parte che con segnali di limitata ampiezza i diodi lavorano in una regione di bassa « pervéance » e, per questo fatto, l'ampiezza della modulazione d'ampiezza non è più trascurabile.

Resistenza di carico dei diodi

Se si indica con Q_s la sovratensione a vuoto del circuito risonante secondario e con Q'_s la sovratensione del circuito sotto carico, si riscontra che la regolazione è buona se si sceglie:

$$\frac{Q_s}{Q'_s} = 4 \div 5$$

è così che con un discriminatore accordato su 8 Mc/s si può scegliere Q_s dell'ordine di 100 Q'_s dell'ordine di 20, adottando per la resistenza di rivelazione circa 4000 Ohm.

Caratteristiche del circuito secondario

Per ottenere la massima sensibilità, si ha interesse a tenere massimo il rapporto L_s/C_s ; ma siccome esiste una minima capacità dovuta ai collegamenti, ai diodi, alle capacità ripartite della bobina, la quale si aggira fra 10 e 15 pF, è conveniente adottare una piccola capacità regolabile da 5 a 25 pF, fissata a metà della sua corsa, ciò

che permette di ristabilire l'accordo in caso di sostituzione dei diodi.

La sovratensione del circuito secondario a vuoto è dell'ordine di circa 100, come si è detto sopra, e non si ha interesse a renderla più elevata, giacchè la banda di frequenza ammissibile è tanto più stretta quanto più elevata è la sovratensione dei circuiti.

Caratteristiche del circuito primario

Anche qui si sceglie un rapporto elevato

$$\frac{L_p}{C_p}$$

vata del circuito risonante, dalla quale deriva una pendenza importante alla caratteristica del discriminatore e, per conseguenza, una migliore sensibilità.

Ma il circuito si trova di fatto smorzato da una bassa resistenza, come è stato precedentemente indicato, ed è per ovviare a tale inconveniente che si ricorre all'artificio di un terzo avvolgimento, detto « terziario », costituito da un numero di spire da 4 a 6 volte inferiore a quelle del primario.

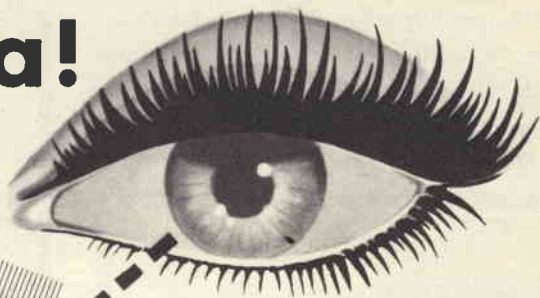
L'accoppiamento è definito come una funzione del rapporto fra $1/2$ tensione del secondario e la tensione terziaria; infatti l'accoppiamento resta inferiore ad 1 (da 0,7 a 0,8).

In fig. 10 è riportato un esempio di realizzazione pratica di un trasformatore destinato a lavorare su una frequenza intermedia di 10 Mc/s.

Regolazione e controllo d'un discriminatore a rapporto

1) Si applica un segnale di frequenza eguale alla media frequenza e non modulato, all'ingresso di V_1 e ci si assicura che primario e secondario siano bene accordati sulla MF, come si opera normalmente con un trasformatore di MF classico, disaccordando successivamente uno dei circuiti per accordare l'altro.

guardatela!



LEGGETE IL TITOLO!
cosa significa

HOBBY?
ILLUSTRATO

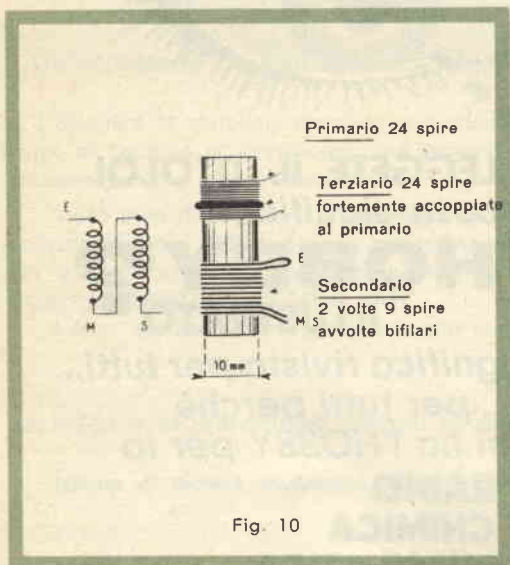
*significa rivista per tutti...
..... per tutti perchè
chi ha l'HOBBY per la*

**RADIO
CHIMICA
MISSILISTICA
TELEVISIONE
ASTRONOMIA
FOTO - OTTICA
INVENZIONE
CACCIA E PESCA
AREOMODELLISTICA
ELETTRONICA
AUTO - MOTO
MECCANICA**

*Troverà illustrato ogni
mese il proprio argo-
mento.*

- * **sono 200 lire di hob-
bysmo.**
- * **prima che la rivista
si esaurisca nelle e-
dicole acquistatela.**
- * **se nel prossimo mese
non vorrete rimaner-
ne sprovvisti, preno-
tatela.**

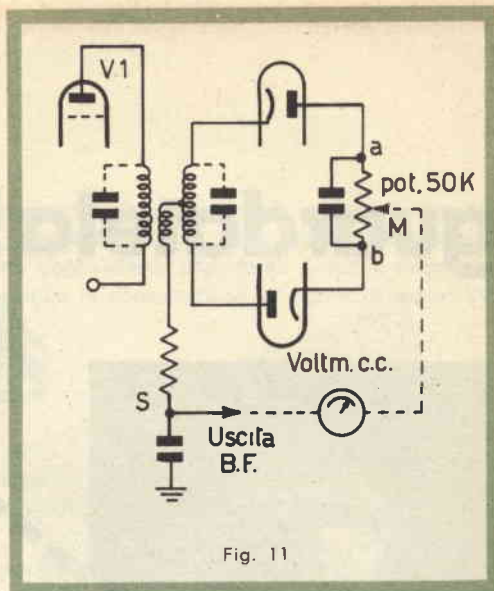
2) Effettuata questa messa a punto, si applica all'uscita, come mostra la fig. 11, un potenziometro da 50.000 Ohm. Quindi si inserisce un voltmetro per corrente continua fra il punto S e il cursore del potenziometro. Se il montaggio è stato ben realizzato, il voltmetro deve segnare zero quando il cursore del potenziometro si trova esattamente a metà corsa, ciò che può essere verificato, misurando le due



sezioni resistive del potenziometro prima del collegamento.

3) Se il voltmetro non segna zero, bisogna ritoccare il discriminatore. In tal caso si può provare a ritoccare leggermente l'accordo primario e secondario e, se questi ritocchi non permettono di trovare lo zero, bisogna agire sull'accoppiamento.

4) Il circuito non funziona perfettamente se l'accoppiamento fra primario e secondario non è lasco; si può dunque verificare se allontanando le bobine si ottiene un miglioramento, tenendo presente che per avere una buona sensibilità bisogna che il terziario sia bene accoppiato al primario. Per conseguenza si verificherà se lo zero si ottiene a metà corsa del potenziometro riducendo l'accoppiamento fra primario e secondario e facendolo più stretto fra primario e terziario.



5) Raggiunta questa condizione, si disaccorda il generatore campione da una parte e dall'altra della frequenza di accordo, rilevando le tensioni lette sul voltmetro per ogni punto fuori sintonia. Un tracciato a punti in funzione del disaccordo, dà la curva in S.

Se la regolazione è corretta la curva ha un tratto diritto in corrispondenza di 75 Kc dall'accordo.

6) La curva così ottenuta è una curva statica. Per ottenere la curva dinamica si applica all'entrata del discriminatore una frequenza eguale alla MF modulata con qualche centinaio di periodi/sec. Si connette alla uscita del discriminatore un oscilloscopio sintonizzato sulla frequenza di modulazione del generatore. Sull'oscilloscopio deve apparire una sinusoide che crescerà aumentando l'escursione, ma, per una certa ampiezza, si osserverà una deformazione della sinusoide, le cui sommità tenderanno ad appiattirsi e ad incavarsi per manifesta distorsione.

Se il discriminatore è stato ben studiato, non dovranno manifestarsi distorsioni apprezzabili al disotto di ± 75 Kc fuori sintonia ed è questo il valore standard adottato in radiodiffusione.

G.A.

DIODI ZENER

L'importanza dei semi-conduttori aumenta ogni giorno di più, ne consegue che tutti gli elettrotecnici sono obbligati ad estendere continuamente le loro cognizioni in proposito.

La tecnica dei semi-conduttori, da semplice capitolo di poche pagine di un manuale di elettronica, si è ora sviluppata fino a diventare un'opera speciale di numerosi volumi.

Tra i vari tipi di semi-conduttori, noi abbiamo scelto, come soggetto di questo studio, uno speciale diodo che, grazie alle sue caratteristiche particolari, risolve in modo estremamente semplice, certi problemi considerati finora molto ardui da risolvere.

CARATTERISTICHE GENERALI

Il diodo di « Zener », è un diodo a giunzione, al silicio, del tutto simile ai diodi raddrizzatori al silicio correnti. Essi ne differiscono in un sol punto: la loro tensione di rottura inversa o la loro tensione di « Zener ».

I diodi al silicio presentano un rapporto molto elevato tra la loro resistenza diretta (che è molto debole) e quella inversa (che è estremamente elevata).

Per questa ragione essi sono particolarmente usati come raddrizzatori ad altissimo rendimento.

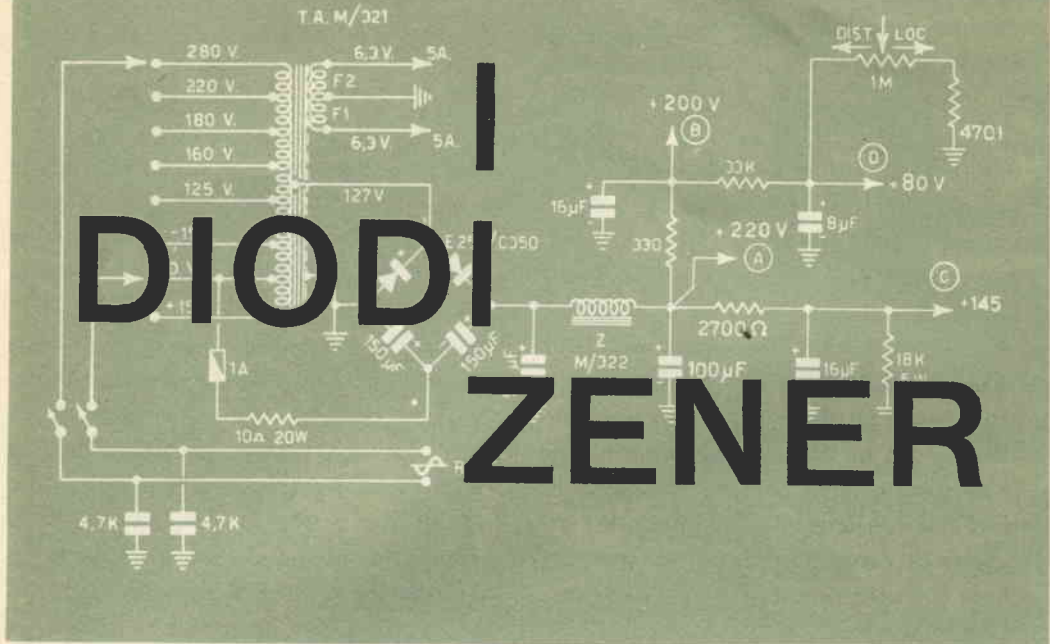
Questa resistenza « inversa » conserva il suo valore elevato fino a un certo valore della tensione inversa, il « valore critico », determinato dalla fabbricazione stessa dell'elemento.

Quando la tensione inversa sul diodo oltrepassa questo valore, la resistenza inversa diminuisce rapidamente o, in altri termini, la corrente inversa attraverso l'elemento cresce rapidamente.

Facciamo presente che la « rottura » della resistenza inversa non distrugge il diodo anche se si sorpassa la dissipazione massima permessa.

La tensione alla quale avviene la rottura è chiamata « tensione di Zener ».

L'aumento rapido della corrente e la diminuzione altrettanto rapida della resi-



stenza inversa hanno, come conseguenza supplementare, che la caduta di tensione ai terminali dell'elemento resterà sostanzialmente costante per dei valori della tensione inversa superiore alla tensione di « Zener ».

E qui troviamo dunque una analogia con i tubi stabilizzatori di tensione a scarica gassosa.

La tensione di « Zener » corrisponde alla tensione d'innesco del tubo a gas, nel quale, una variazione brusca della resistenza interna provoca una stabilizzazione del potenziale tra gli elettrodi. Esiste però una differenza: in un tubo a scarica, l'innesco si produce solamente per una tensione superiore alla tensione di stabilizzazione; in un diodo di Zener, la tensione di stabilizzazione corrisponde direttamente alla tensione di Zener.

Da quanto visto, possiamo già trarre una prima conclusione e cioè che il diodo Zener **può rimpiazzare un tubo stabilizzatore** a scarica gassosa.

La fig. 1 mostra il diagramma completo di questo diodo.

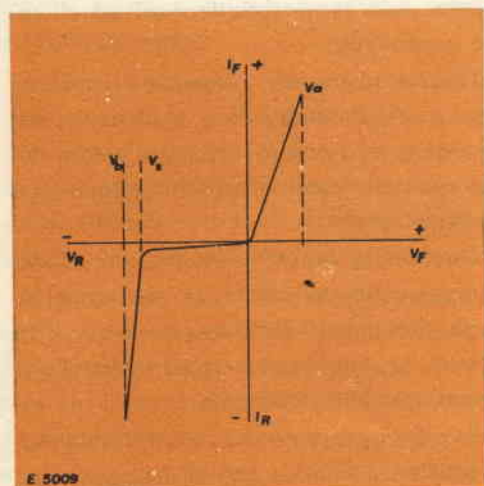


Fig. 1 - Caratteristiche di conduzione di un diodo Zener.

Come per tutti i diodi al silicio, la corrente diretta I_F (forward current) varia notevolmente al variare della tensione di-

retta V_F (forward voltage), ciò vuol dire che la resistenza diretta dell'elemento è debole.

Osservando la parte di curva a sinistra della O, compresa tra l'origine e V_Z , notiamo che la corrente inversa segue una curva praticamente piatta, ciò indica una resistenza inversa estremamente elevata. In un diodo al silicio, il rapporto tra la resistenza diretta e la resistenza inversa può assumere il valore di 1.000.000:1.

Questa caratteristica è molto importante nel raddrizzamento delle correnti; nel nostro caso però, la nostra attenzione deve concentrarsi più specialmente sulla regione indicata con V_Z (tensione Zener).

Su questo punto, al momento in cui la tensione inversa sorpassa la tensione V_Z , la resistenza inversa si annulla.

Al di sopra di questo valore un debole aumento della tensione comporterà un aumento rapido della corrente inversa.

Con una variazione di una frazione di volt, la resistenza inversa può passare da più $M\Omega$ a qualche Ω soltanto, la corrente inversa, nello stesso momento, passa da qualche μA . a più mA.

L'effetto è molto simile a quello di una « rottura ».

La caratteristica più importante, nella regione Zener (da V_Z a V_B), è costituita dalla variazione rapidissima della corrente inversa conseguentemente ad una debole variazione della tensione inversa applicata.

Nelle applicazioni dei diodi Zener, si dovrà tenere conto soprattutto della repentina variazione che si riscontra nella curva in corrispondenza a V_Z e del rapporto molto elevato esistente tra la resistenza nella regione tra O e V_Z e quella della regione V_Z a V_B .

FABBRICAZIONE

I diodi Zener oggi in commercio presentano delle tensioni di rottura che vanno



**LES
PILES
WONDER**

WONDER

AU SERVICE DE TOUS LES APPAREILS A TRANSISTORS

da qualche volt a più centinaia di volt.

La tensione Zener è ottenuta selezionando cristalli che presentano la resistenza inversa voluta. Il « doping » delle due coste del diodo sono realizzate in modo tale che la caduta di tensione avviene su uno strato relativamente sottile dell'elemento.

A questo modo, la rottura avviene più agevolmente e il passaggio di una corrente inversa nella regione Zener è facilitata. Non bisogna confondere il diodo Zener con un diodo realizzato dal Massachusetts Institute of Technology, detto « punch-through »; questo diodo pur potendo sostituire il diodo Zener in molte applicazioni, è da esso differente. Nel diodo P-T, la rottura è facilitata da un elettrodo situato vicino alla giunzione.

Quando la tensione inversa aumenta, la regione a carico negativo aumenta e raggiungendo il punto di contatto dell'elettrodo ausiliare, provoca una corrente molto intensa.

COEFFICIENTE DI TEMPERATURA

I semi-conduttori sono sensibilissimi alle variazioni di temperatura, non c'è quindi da stupirsi se la tensione di rottura del diodo Zener dipende, in una certa misura, anche dalla temperatura.

Il suo coefficiente di temperatura è funzione della tensione inversa di lavoro. I diodi destinati a lavorare ad una tensione di lavoro elevata, presentano dei coefficienti positivi, il cui valore diminuisce con questa tensione.

Verso i 5,5 volt, il coefficiente è zero, al di sopra di questo valore di tensione, il coefficiente diventerà negativo.

Questo valore zero del coefficiente di temperatura non vale pertanto che per una tensione di rottura determinata, con un valore di corrente inversa determinata.

Per tutti i diodi aventi una tensione inversa di lavoro di circa 4,5 a 6,5 volt, potremo ottenere, per un valore scelto di

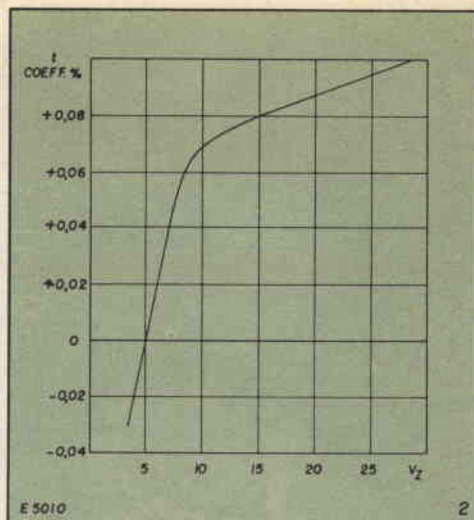


Fig. 2 - Il coefficiente di temperatura dei diodi di Zener per basse tensioni.

corrente inversa, un coefficiente di temperatura zero.

Per altri valori di questa corrente, potremo ottenere dei coefficienti positivi o negativi a scelta.

Rammentiamo ancora una volta, che il coefficiente scelto non è valido che per un valore determinato di corrente.

Il coefficiente di temperatura dei diodi Zener a bassa tensione, è costante per un dato tipo, ed è funzione della tensione di rottura, così come è mostrato dal grafico fig. 2.

Questa proprietà è di grande importanza nel caso che il diodo Zener venga usato per creare tensioni tipo.

Si sceglierà in questo caso, un diodo la cui tensione di lavoro sia intorno a 5,5 volt; dovrà essere presa, ogni precauzione per mantenere la corrente costante. Si otterrà a questo modo una stabilità di circa $\pm 0,03 \% ^\circ\text{C}$ in un campo molto largo di temperatura ambiente, e di $0,001 \% ^\circ\text{C}$ se il campo è più ridotto.

Se si ha bisogno di una tensione di riferimento stabilizzata che non si trova nel campo delle tensioni di funzionamento a

coefficiente di temperatura 0, si potrà scegliere tra due soluzioni e cioè:

- a) il diodo di referenza viene posto in un forno controllato da un termostato; soluzione questa, poco economica ed ingombrante.
- b) si utilizzano dei diodi ausiliari e coefficiente di temperatura inversa, che neutralizzano quello dell'elemento di referenza.

È inutile dire che la selezione di questo elemento dovrà essere fatta con una cura estrema, poichè il grado di stabilità dipenderà dalla precisione di questa scelta.

DIODI ZENER IN SERIE

Quando le considerazioni economiche sono secondarie, e quando l'accento poggia sulla precisione del circuito, sarà talora preferibile impiegare due o più diodi in serie invece che affidarsi a un solo elemento a elevata tensione inversa di rottura.

In una tale combinazione, la dissipazione per diodo, sarà allora inversamente proporzionale al numero dei diodi utilizzati.

Si possono anche ottenere montaggi a tensione di lavoro elevata presentanti un coefficiente di temperatura praticamente nullo, impiegando dei diodi di circa 5,5 Volt accuratamente scelti.

Praticamente non è possibile collegare dei diodi Zener in parallelo perchè essi

sibile. In effetti, il diodo che presenta la tensione Zener più debole lascerebbe passare una corrente molto forte impedendo agli altri quattro diodi di raggiungere la loro corrente di rottura.

APPLICAZIONI TIPICHE

Il loro impiego corrente, in questo momento, si trova nel campo **delle tensioni stabilizzate e delle tensioni di riferimento.**

Ma numerosi montaggi elettronici fanno egualmente appello alle qualità particolari di questo elemento.

Non possiamo enumerarli tutti perchè ciò sarebbe impossibile, tanto più che ad un grande numero di essi... non è stato ancora pensato.

IL DIODO ZENER E IL TUBO A GAS

L'impiego di un diodo Zener permette una regolazione semplice ed effettiva da una tensione molto debole (di 2 volt circa) fino a delle tensioni di più centinaia di volt, mentre i tubi a scarica gassosa non cominciano a funzionare che a partire da 75 volt e senza sorpassare i 150 volt, tranne qualche tipo speciale.

D'altra parte, il diodo Zener non esige, come il tubo a gas, una tensione d'innescio di circa il 20 % più elevata della tensione di lavoro; queste due tensioni per i diodi sono identiche.

Come i tubi a scarica, i diodi possono presentare degli effetti fotoelettrici, per evitare ciò essi vengono racchiusi in una capsula opaca. Inoltre essi non creano il problema riscontrabile nei diodi a gas, dell'oscillazione del plasma.

STABILIZZATORI DI TENSIONE CONTINUA

La resistenza dinamica, nella regione Zener, è una funzione della corrente inversa ed è più debole per correnti più intense.

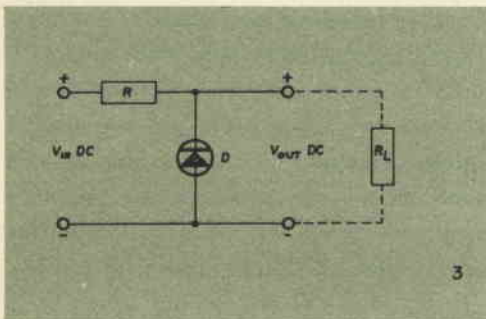


Fig. 3 - Stabilizzatore semplice per tensioni continue.

dovrebbero presentare delle tensioni Zener rigorosamente identiche, ciò che a causa delle tolleranze normali non è pos-

Questa resistenza dinamica esprime le variazioni della tensione per una debole variazione di corrente.

La si determina misurando la tensione alternativa che si sviluppa ai terminali del diodo, quando questo è percorso da una corrente alternativa determinata, sovrapposta al valore medio della corrente inversa continua per la quale il diodo è collaudato.

La resistenza dinamica così ottenuta esprime il potere regolatore del diodo. Il valore della corrente continua di polarizzazione è all'incirca il 20 % della corrente massima per la quale il diodo è stato costruito ciò però non è una necessità assoluta e si può benissimo prendere, a questo effetto, un diverso valore della corrente nella regione Zener, a condizione che la dissipazione massima permessa non sia sorpassata in nessun momento.

La fig. 3 mostra il montaggio di un diodo Zener impiegato come regolatore di tensione; risalta immediatamente l'analogia con un circuito che utilizza un tubo a scarica gassosa. Le precauzioni da prendere sono le stesse nei due circuiti.

La resistenza R deve limitare la corrente ad un valore che non sorpassi, in nessun caso, la corrente inversa massima permessa, e ciò non lasciando mai decrescere la tensione inversa ai terminali del diodo al di sotto della tensione di rottura.

Così operando, le variazioni della corrente assorbita per la carica, saranno assorbite dal diodo per cui, la corrente inversa, aumenterà o diminuirà nelle proporzioni necessarie; nello stesso tempo la tensione ai capi della scarica sarà mantenuta essenzialmente costante.

La riduzione della componente alternativa residua sarà tanto più grande — e la regolazione tanto migliore — quando la corrente attraverso il diodo sarà più grande.

L'assorbimento di potenza sarà, anche

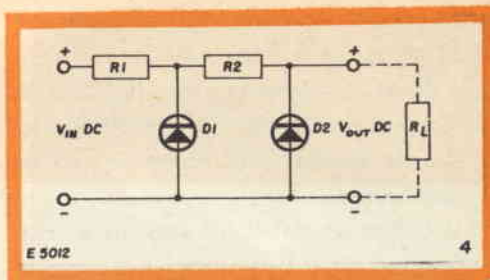


Fig. 4 - Stabilizzatore di tensione a due stadi.

in questo caso, più grande, ma ciò può essere accettato se scopo principale è quello di ottenere una eccellente stabilizzazione.

Se si tratta di diodi Zener la componente alternativa ne viene limitata in una certa misura, per un altro fattore che entra in gioco con correnti molto forti: la resistenza termica induttiva.

Una corrente di diodo più forte provoca, in effetti, una temperatura di giunzione più elevata, e potrebbe arrivare ad un punto, in cui la resistenza dinamica del diodo diminuirà all'aumentare del valore della corrente, al contrario, a partire da questo punto la resistenza dinamica potrà nuovamente aumentare annullando però tutto il vantaggio che può essere conseguito con un aumento della corrente.

La stabilizzazione ottima sarà dunque raggiunta per un valore medio di corrente Zener, limitato, da una parte e per i valori più piccoli, dalla resistenza dinamica, dell'altra parte per forti valori della corrente inversa dalla resistenza termica induttiva. Qualora i risultati ottenuti non siano ancora soddisfacenti per l'applicazione considerata, si potrà impiegare due o più cellule di stabilizzazione in cascata.

La fig. 4 ci dà un esempio semplice di un stabilizzatore a due stadi. Questo stabilizzatore, indubbiamente migliorato, non sarà ottenuto che a prezzo d'una tensione di entrata più alta.

Estratto da « Evolution Electronique »



COMUNICATO STRAORDINARIO

UNA GRANDE EVOLUZIONE NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI !!!

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

Oltre a ciò e malgrado i continui aumenti dei costi, la I.C.E. è riuscita, per l'alto livello raggiunto nell'automazione, a **RIDURRE ANCORA I PREZZI** dei nuovi Tester Analizzatori pur aumentandone ancora notevolmente le caratteristiche tecniche, le portate, le doti estetiche e di robustezza.

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

IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!!

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm. 126 x 85 x 28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (Stessa ampiezza dei precedenti modelli 680 B e 630 B pur avendone quasi dimezzato l'ingombro!)

IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI (nove campi di misura e 42 portate!)

IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!

IL TESTER SENZA COMMUTATORI e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche cento volte superiori alla portata scelta!

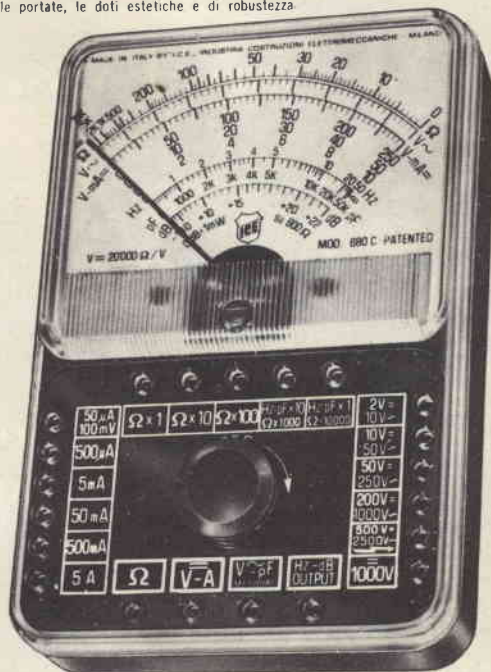
Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca.

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche.

Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile

Letture Ohmiche da 1 Ohm fino a 10 Megaohms direttamente con la sola alimentazione della batteria interna da 3 Volts e fino a 100 Megaohms con alimentazione dalla rete luce.

Le indicazioni al fianco delle relative boccole sono eseguite in rosso per tutte le misure in corrente alternata ed in bianco su fondo nero per tutte le misure in corrente continua. Ciò rende ancora più veloce e più semplice l'individuazione della portata che si desidera impiegare e ne riduce notevolmente gli errori di manovra. Letture dirette di frequenza, di capacità, di potenza d'uscita e di reattanza.



9 CAMPI DI MISURA E 42 PORTATE !!!

- VOLTS C. C.:** 7 portate: con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV - 2V - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
- VOLTS C. A.:** 6 portate: con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 Volts C.A.
- mA. C. C.:** 6 portate: 50 μ A - 500 μ A - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
- Ohms:** 4 portate: $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts
1 portata Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms)
- RIVELATORE DI REATTANZA:** 1 portata: da 0 a 10 Megaohms
- CAPACITA':** 4 portate: (2 da 0 a 50.000 e da 0 a 500.000 pF, a mezzo alimentazione rete luce
2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna)
- FREQUENZA:** 3 portate: 0 - 50; 0 - 500 e 0 - 5.000 Hz.
- V. USCITA:** 6 portate: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
- ECIBELS:** 4 portate: da - 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. nel costo di L. 2.980 e per **misure Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA.; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 50 Amp.; 100 Amp. con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980.

Il nuovo **SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C** Vi sarà compagno nel lavoro per tutta la Vostra vita. **Ogni strumento I.C.E. è garantito.**

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori: **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **OMAGGIO DEL RELATIVO ASTUCCIO** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione.

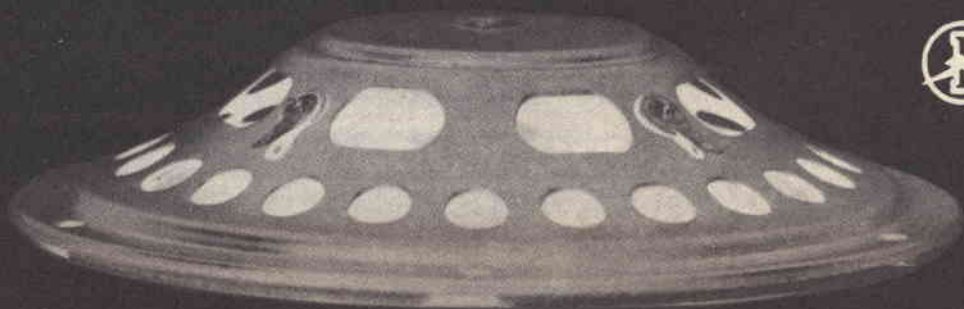
Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il **mod. 60** con sensibilità di **100 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) al prezzo di sole **L. 6.900** - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta.



ALTOPARLANTI SPECIALI

PER COSTRUZIONI
PARTICOLARMENTE COMPATTE

IREL



AR/14

Radio ricevitore a transistor per OM.
 6 transistor + 1 diodo.
 Gamma OM 520 ÷ 1600 kHz.
 Potenza d'uscita 0,1 W.
 Presa auricolare.
 Antenna ferroxcube. Peso: 210 g.
 Borsettina in pelle.
 Dimensioni: 59 x 77 x 21 mm.
 Prezzo L. **18.000.**



AR/19 "GIBY,,

Radioricevitore supereterodina
 a Transistor per Onde Medie.
 6 transistor + 1 diodo.
 Alta sensibilità di ricezione
 ed elevato rendimento acustico.
 Mobile in plastica antiurto.
 Alimentazione con batteria a 9 V.
 (tipo I/450-1).
 Autonomia della batteria circa 50 ore.
 Peso: 230 g.
 Impiegando l'alimentatore I/600
 funziona con rete luce.
 Dimensioni: 68 x 100 x 30 mm.
 Prezzo L. **13.800.**



AR/22 "RIKY,,

Radioricevitore supereterodina
 a Transistor per Onde Medie.
 6 transistor + 1 diodo.
 Alta sensibilità di ricezione
 ad elevato rendimento acustico.
 Mobile in plastica antiurto.
 Alimentazione con batteria a 9 V
 (tipo I/450-1).
 Autonomia della batteria circa 50 ore.
 Peso: 230 g.
 Impiegando l'alimentatore I/600
 funziona con rete luce.
 Dimensioni: 66 x 100 x 27 mm.
 Prezzo L. **14.900.**



AR/20

Radioricevitore supereterodina
 portatile a transistor per Onde Medie.
 6 Transistor + 1 diodo.
 Telaio a circuito stampato.
 Altoparlante con magnete rinforzato
 ad alto rendimento acustico.
 Antenna in ferroxcube incorporato.
 Scala ad orologio.
 Mobile in materia plastica antiurto.
 Alimentazione con 2 pile da 6 V,
 disposte in parallelo per ottenere un'autonomia
 di circa 100 ore. Peso: 830 g.
 Impiegando l'alimentatore I/601
 funziona con rete luce.
 Dimensioni: 200 x 120 x 50 mm.
 Prezzo L. **16.300**





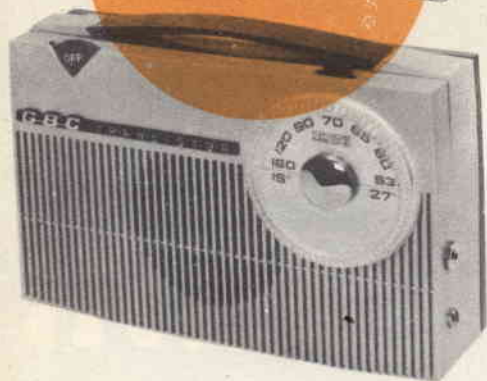
AR/21

Radoricevitore supereterodina portatile a transistor per Onde Medie - Onde Lunghe. 6 transistor + 1 diodo. Altoparlante con magnete rinforzato ad alto rendimento acustico. Antenna in ferroxcube incorporata. Presa auricolare. Presa antenna esterna per auto. Alimentazione con 2 pile da 6 V. Impiegando l'alimentatore 1/601 funziona con rete luce. Dimensioni: 205 x 130 x 55 mm. Prezzo L. **19.500.**



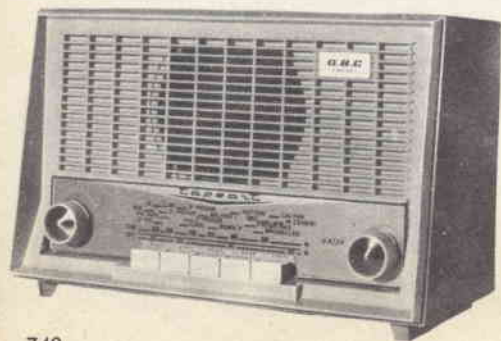
AR/40

Radoricevitore supereterodina portatile a 8 transistor + 1 diodo, per Onde Medie, Lunghe, Ultracorte, Corte, Marittime. Indicatore luminoso di sintonia. Selezioni di gamma a tastiera. Commutatori separati per la sensibilità e tono. Antenna ferroxcube incorporata per O.M. e O.L., ed a stilo per le 3 gamme O.C. Presa antenna auto O.M.-O.L. con commutazione. **FONO** e presa per altoparlante supplementare. Ampia scala orizzontale illuminata. Alimentazioni in c.c. mediante 6 pile monocellulari da 1,5 V. Altoparlante di alta qualità. Mobile in legno ricoperto in finta pelle colorata. Peso: 3900 g. Dimensioni: 295 x 190 x 100 mm. Prezzo L. **67.000.**



AR/24

Radoricevitore supereterodina portatile a transistor per OM. 6 transistor + 1 diodo. Telaio a circuito stampato altoparlante con magnete rinforzato ad alto rendimento acustico. Antenna in ferroxcube incorporata. Scala di sintonia demoltiplicata. Presa antenna esterna. Presa auricolare. Alimentazione con due pile da 6 V. Impiegando l'alimentatore 1/601 funziona con rete luce. Dimensioni: 205 x 130 x 55 mm. Prezzo L. **17.500.**

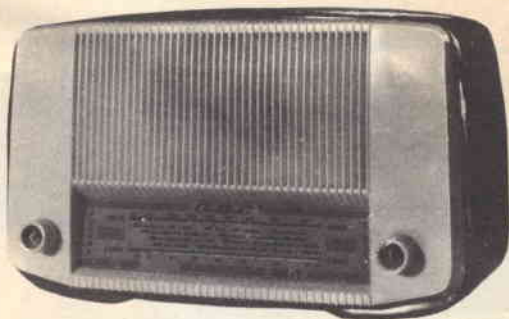


AR/26

Radoricevitore supereterodina per Onde Medie-Corte-Fono. 5 Valvole serie americana. Selezione di gamme e di toni, a tastiera. Scala orizzontale. Altoparlante di ottima resa acustica. Mobiletto in plastica bicolore. Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V. Dimensioni: 250 x 150 x 120 mm. Prezzo L. **13.000.**

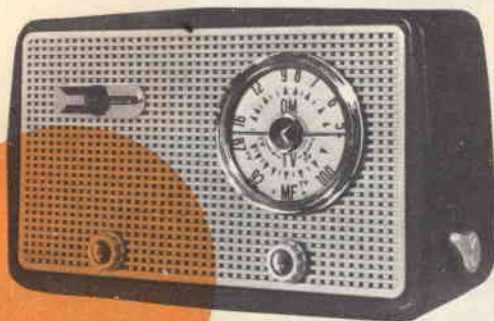
AR/1

Radoricevitore supereterodina
per Onde Medie-Corte-Fono.
5 Valvole serie americana. Scala orizzontale.
Selezione di gamme a commutazione.
Altoparlante a magnete permanente
ad alto rendimento acustico.
Mobile di plastica bicolore.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V.
Dimensioni: 260 x 150 x 120 mm.
Prezzo L. **11.500.**



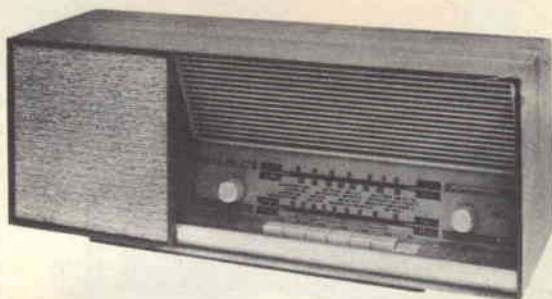
FM/2

Radoricevitore supereterodina
per Onde Medie-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Ampia scala ad orologio.
Cambio gamma a commutazione.
Mobile in plastica bicolore.
Ottima riproduzione acustica.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 270 x 170 x 120 mm.
Prezzo L. **23.900.**



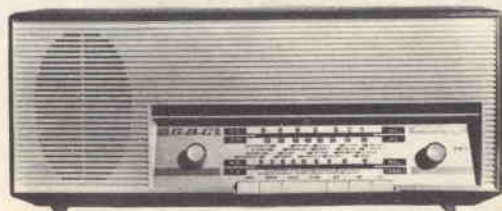
FM/4

Radoricevitore supereterodina
per Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Ampia scala orizzontale.
Selezione di gamme e toni, a tastiera.
Altoparlante ellittico Alnico V
a grande resa acustica.
Elegante mobiletto in legno
di linea moderna.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 500 x 190 x 160 mm.
Prezzo L. **32.000.**



FM/5

Radoricevitore supereterodina
per Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Ampia scala orizzontale.
Selezione di gamma e toni a tastiera.
Altoparlante ellittico Alnico V
a grande resa acustica.
Elegante mobiletto
in urea bicolore di linea moderna.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V.
Dimensioni: 440 x 190 x 140 mm.
Prezzo L. **25.500.**





FM/199 A

Radioricevitore supereterodina

per Onde Medie-Corte-Fono.

Modulazione di frequenza,
audio TV.

6 Valvole serie americana.

Ampia scala orizzontale.

Selezione di gamme a tastiera e a commutazione.

Controllo di volume e tono assiali.

Altoparlante ellittico

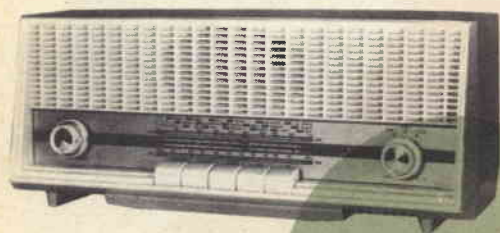
ad alto rendimento acustico.

Mobiletto in plastica bicolore.

Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V

Dimensioni: 300 x 190 x 130 mm.

Prezzo L. 23.500.



FM/200

Radioricevitore supereterodina

per Onde Medie-Fono.

Modulazione di frequenza,
audio TV.

6 Valvole serie europea.

Ampia scala orizzontale.

Selezione di gamma e toni a tastiera

Altoparlante ellittico ad alto
rendimento acustico.

Elegante mobile in urea bicolore

in varie soluzioni di colori.

Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V

Dimensioni: 360 x 150 x 150 mm.

Prezzo L. 25.000.



FM/55

Radioricevitore supereterodina

per Onde Medie-Corte-Fono.

Modulazione di frequenza,
audio TV.

6 Valvole serie europea.

Ampia scala orizzontale.

Ricerca di gamme a tastiera.

Controllo volume

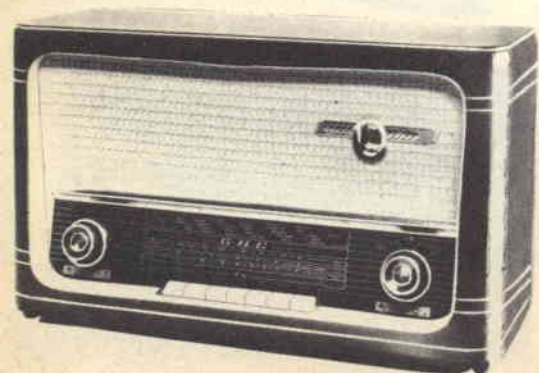
Altoparlante ellittico di grande resa acustica.

Mobile in legno con rifiniture in ottone.

Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V

Dimensioni: 430 x 280 x 180 mm.

Prezzo L. 32.000.



FM/90

Radioricevitore supereterodina

per Onde Medie-Corte-Fono.

Modulazione di frequenza,
audio TV.

6 Valvole serie europea.

Indicatore di sintonia.

Ampia scala orizzontale.

Selezione di gamma e toni a tastiera.

Altoparlante ellittico di grande resa acustica.

Mobile in legno di mogano.

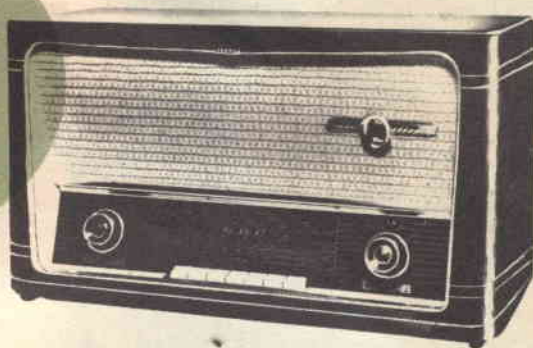
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V

Dimensioni: 480 x 330 x 230 mm.

Prezzo L. 47.500.

FM/88

Radoricevitore supereterodina
per Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Indicatore di sintonia.
Selezione di gamma e toni a tastiera.
Ampia scala orizzontale.
2 Altoparlanti magnetodinamici
per alta resa acustica, toni bassi-alti.
Mobile in legno di mogano.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 540 x 340 x 240 mm.
Prezzo L. 55.000.



FM/56 RF

Radiofonografo supereterodina
per Onde Medie-Corte.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
7 Valvole serie europea.
Ampia scala orizzontale.
Ricerca di gamme e toni a tastiera.
Indicatore di sintonia.
Controllo volume.
Altoparlante ellittico
ad alto rendimento acustico.
Giradischi « Lesa » a 4 velocità.
Elegante mobile in legno.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 460 x 305 x 305 mm.
Prezzo L. 52.000.



FM/90 RF

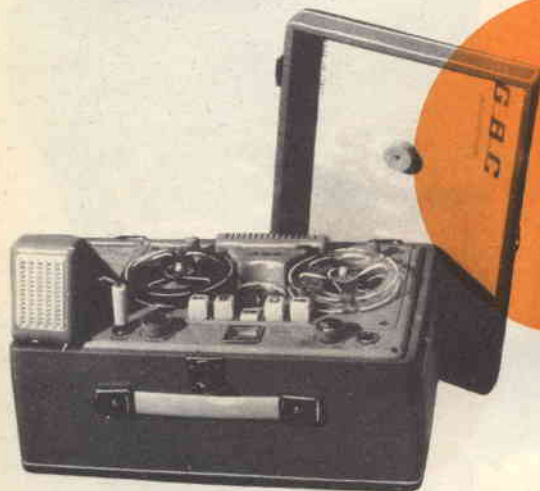
Radiofonografo supereterodina
Onde Medie-Corte-Fono.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole serie europea.
Indicatore di sintonia.
Ampia scala orizzontale.
Selezione di gamme e toni, a tastiera.
Altoparlante ellittico
di grande resa acustica.
Giradischi a 4 velocità Lesa.
Potenza d'uscita 3 W.
Mobile in legno di mogano.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 540 x 330 x 330 mm.
Prezzo L. 68.500.





FM/88 RF

Radiofonografo supereterodina
per Onde Medie-Corte.
Modulazione di frequenza,
audio TV.
6 Valvole, serie europea.
Indicatore di sintonia.
Ampia scala orizzontale.
Selezione di gamma e toni a tastiera.
3 altoparlanti magnetodinamici
per alta resa acustica dei toni alti e bassi.
Suono 3 D.
Potenza d'uscita 5 W.
Elegante mobile di mogano.
Giradischi Lesa a 4 velocità.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Prezzo L. **78.000**



PT/15 "EXPORT"

Registratore a nastro con bobine da 3 1/2".
Selettore per riproduzione e registrazione a
tastiera.
2 Velocità: 4,75 - 9,5 cm/s.
Altoparlante ad alta resa acustica.
Contagiri ad orologio.
Controllo di tono e volume.
Indicatore ottico di registrazione.
Mobile in legno ricoperto in vinilpelle
di ottima fattura.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 310 x 205 x 150 mm.
Prezzo L. **45.000.**



RG/8

Registratore a nastro con bobine da 5 3/4".
Velocità del nastro 9,5 cm/s.
Indicatore ottico di registrazione.
Controllo volume e tono.
Altoparlante magnetodinamico
ad alto rendimento.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Mobile in legno ricoperto in dermoide colorata.
Dimensioni: 350 x 340 x 150 mm.
Prezzo L. **60.000.**

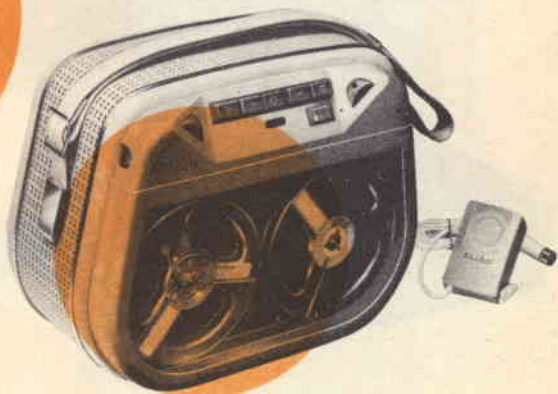
RG/9

Registratore a nastro a « doppia traccia »
con sovrapposizione per bobine da 5 3/4".
Velocità del nastro 2,38 - 4,75 - 9,5 cm/s.
Preso per microfono e per radio-fono.
Uscita a bassa impedenza (3,8 Ω)
Uscita ad alta impedenza (100 kΩ).
Comandi meccanici a tastiera
elettronici con commutatore.
Indicatore visivo di registrazione.
Contagiri a 3 cifre.
Altoparlante ad alto rendimento acustico.
Potenza d'uscita indistorta 3 W.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 360 x 285 x 180 mm.
Peso: 8700 g.
Prezzo L. 68.000.



RG/12 "BUTOBA,,

Registratore a transistor con bobine da 5".
Selettore per riproduzione e registrazione
a tastiera.
2 velocità 4,75 - 9,5 cm/s.
Potenza d'uscita indistorta 1,5 W.
Altoparlante magnetodinamico incorporato.
Contagiri ad orologio.
Controllo di tono e volume.
Amplificatore a 7 transistor,
più 2 diodi e 1 valvola DM 71.
Alimentazione in c.c. mediante pile
monocellulari da 1,5 V.
Con alimentatore separato, funziona con tensioni
in corrente alternata da 110 ÷ 220 V
Peso: 6600 g.
Dimensioni: 300 x 240 x 170 mm.
Prezzo L. 170.000.



FV/5 "COSSOR V,,

Fonovaligia amplificata pratica ed elegante.
Buona riproduzione e basso costo
sono le prerogative di questa realizzazione,
costituita da un elegante mobiletto
in varie esecuzioni di colore.
Giradischi a 4 velocità.
Regolatore di volume e tono.
Potenza d'uscita indistorta: 2 W.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Peso: 5200 g.
Dimensioni: 325 x 360 x 155 mm.
Prezzo L. 19.000.





FV/6 "CAMBRIDGE,,

Fonovaligia amplificata,
dalla linea classica,
realizzata in diversi colori.
Giradischi « Lesa » a 4 velocità.
Regolatore di volume e tono.
Potenza d'uscita indistorta: 2,5 W.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Peso: 6000 g.
Dimensioni: 340 x 280 x 180 mm.
Prezzo L. **23.000.**



FV/12 "SCOTLAND,,

Fonovaligia dalle ottime prestazioni acustiche.
Di concezione pratica
sarà la compagna delle Vostre ore liete.
Giradischi a 4 velocità.
Regolatore di volume e tono.
Potenza d'uscita indistorta: 2 W.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Peso: 5500 g.
Dimensioni: 400 x 255 x 160 mm.
Prezzo L. **19.000.**



FV/7 "BRISTOL,,

Fonovaligia di gran lusso.
Potente ed armoniosa,
questa realizzazione Vi darà l'ebbrezza
dell'ascolto dei Vostri dischi.
Elevata fedeltà musicale.
Predisposta per
la riproduzione stereo.
Cambiadischi « Lesa ».
Amplificatore ad « Alta Fedeltà ».
Regolatori di volume,
toni alti e bassi.
Potenza d'uscita indistorta: 3,5 W.
Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V
Peso: 11500 g.
Dimensioni: 370 x 440 x 210 mm.
Prezzo L. **62.000.**

FV/10 "STEREO FULL,,

Fonovaligia stereofonica

caratterizzata dalla originale concezione tecnica, estetica e dai notevoli pregi acustici.

Per la sua fedele musicalità consente una pregevolissima riproduzione dei dischi stereofonici e monoaurali.

Giradischi G.B.C. a 4 velocità.

2 altoparlanti.

Amplificatore ad « Alta Fedeltà ».

Potenza d'uscita 4 W (2 W per canale).

Doppio controllo volume e tono.

Alimentazione universale: 110 ÷ 220 V

Peso: 9000 g.

Dimensioni: 540 x 330 x 175 mm.

Prezzo L. 55.000.



FV/11 "SCOTT II",

Fonovaligia a transistor

dalle ottime prestazioni acustiche.

La facilità di trasporto e l'uso molto pratico ne fanno una pregevole realizzazione.

Giradischi « GBC » a 4 velocità.

Potenza d'uscita indistorta: 1,5 W.

Regolatore di volume e tono.

Alimentazione in c.c. con pile monocellulari da 1,5 V.

Peso: 4500 g.

Dimensioni: 320 x 140 x 340 mm.

Prezzo L. 33.000.



FV/13 "CAPRICE,,

Fonovaligia amplificata a transistor.

Vivace e lussuosa per il suo rivestimento di dermoide in vari colori.

Questa fonovaligia permette in ogni luogo l'ascolto delle armonie preferite.

Giradischi a 4 velocità.

Potenza d'uscita indistorta: 1,5 W.

Regolatore di volume e tono.

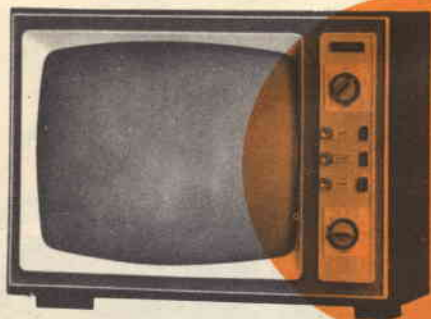
Alimentazione in c.c. con pile monocellulari da 1,5 V ad in c.a.

110 ÷ 220 V (alimentatore incorporato)

Dimensioni: 400 x 275 x 170 mm.

Prezzo L. 38.000.

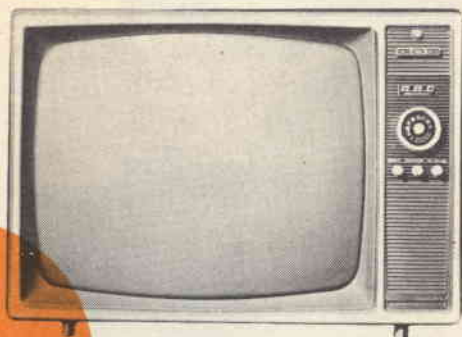




UT/119 "RADIANT,,

Televisore da 19".

Schermo rettangolare.
28 funzioni di valvole + 2 diodi al germanio.
Questo apparecchio a schermo rettangolare consente una visione anche nelle posizioni più angolate.
Già funzionante per la ricezione del 1° programma UHF.
Elevata sensibilità ed alto contrasto di immagini.
Altoparlante a larga banda.
Mobile di legno pregiato.
Dimensioni: 540 x 390 x 230 mm.
Prezzo L. 165.000.



UT/103 "INFORMER,,

Televisore da 23".

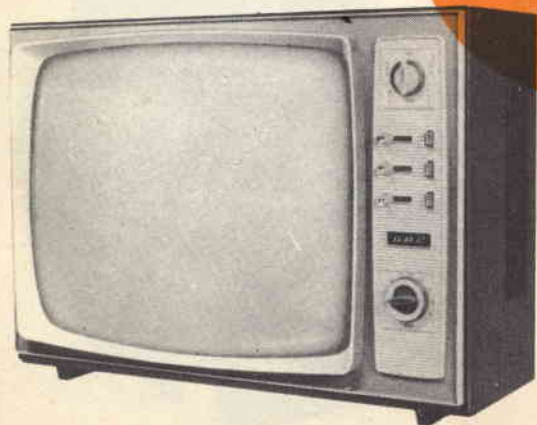
Schermo rettangolare.
32 funzioni di valvole + 2 diodi al silicio e 1 al germanio.
Fotocellula incorporata per la regolazione automatica del contrasto.
Altoparlante frontale.
Questo apparecchio è particolarmente adatto alla ricezione da grandi distanze.
Ridotte dimensioni d'ingombro:
650 x 480 x 230 mm.
Mobile in legno pregiato.
Prezzo L. 205.000.



UT/123 "CLEVER,,

Televisore da 23"

con cinescopio a 114°
di modernissima concezione ed altissima sensibilità con controllo automatico dell'amplificatore e fotocellula che regola automaticamente la luminosità ogni qual volta questa vari nell'ambiente.
Schermo « bonded screen » che offre una panoramica visione anche in posizioni laterali.
Gruppo UHF incorporato.
19 valvole (34 funzioni).
Altoparlante ellittico frontale.
Comandi a fastiera.
Ridotte dimensioni d'ingombro.
Mobile di lusso.
Prezzo L. 270.000



UT/93 - 23" "JOLLY,,

Televisore da 23".

Schermo rettangolare
32 funzioni di valvole più 2 diodi al germanio, è un apparecchio di « alta classe » destinato a soddisfare le più raffinate esigenze.
Elevata sensibilità ed alto contrasto d'immagine.
Circuito automatico che provvede alla stabilità della sincronizzazione anche in presenza di forti disturbi impulsivi in zone deboli di segnale.
Gruppo incorporato già funzionante, per la ricezione del 2° programma (UHF).
Suono a larga espansione.
Mobile di legno pregiato.
Dimensioni: 660 x 450 x 220 mm.
Prezzol. 190.000.

DESCRIZIONI ED ISTRUZIONI D'USO DI UN PONTE PER LA MISURA DI RCL



Principio generale

Tutte le varianti che, sotto nomi diversi, costituiscono i sistemi adottati dalla tecnica per le misure di resistenza, di capacità e di induttanza, derivano dal ponte di Wheatstone. Col metodo del ponte le misure vengono effettuate per confronto; esse si ottengono cioè valutando il valore degli elementi in esame, paragonandoli a campioni preventivamente tarati.

Con molta similitudine, il sistema può essere rappresentato dalla bilancia a due

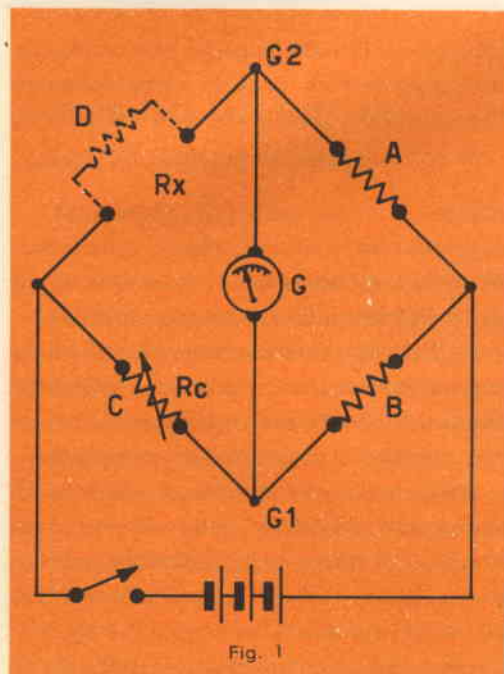
Anche il ponte per le misure elettriche si basa su di un equilibrio che viene raggiunto quando la resistenza, la capacità o l'induttanza da misurare, vengono eguagliati nel loro valore da eguali valori campione noti, contrapposti.

Il ponte di Wheatstone, nello schema di principio semplificato di fig. 1, è costituito da quattro bracci resistivi, da una batteria e da un galvanometro.

I bracci A e B constano di due resistenze fisse di valore ohmico esattamente eguale, il braccio C è la resistenza campione (generalmente una cassetta di resistenze a decadi, il cui valore può essere regolato a piacere fra zero e tante unità, decine, centinaia, migliaia ecc. di ohm, per quanti decadi contiene la cassetta), mentre il braccio D viene ad essere costituito dalla resistenza incognita da misurare (R_x).

Il funzionamento è semplice: i due rami A e B, essendo eguali, possono essere trascurati; viceversa, mentre il braccio D è costituito dalla resistenza incognita, il braccio C può essere regolato al valore resistivo voluto fra lo zero e la sua massima resistenza.

Inviando sul ponte la corrente della batteria, con la chiusura dell'interruttore J, la corrente si dirama in due tronchi: una parte scorre attraverso B e C e, un'altra parte, attraverso A e D. Supponiamo ora che, regolando la cassetta a decadi del



piatti: su di un piatto l'oggetto da pesare, sull'altro il peso campione.

braccio C, allo stesso valore resistivo del braccio D, venga raggiunto l'equilibrio del ponte. In queste condizioni, nessuna corrente scorre attraverso il galvanometro, perchè i due punti ai quali è connesso, si trovano allo stesso potenziale.

Ma supponiamo che il ponte sia sbilanciato: il braccio C non è stato ancora regolato al valore di R_x e, in conseguenza, fra i punti G^1 e G^2 si è stabilita una differenza di potenziale. Ecco che ora una parte della corrente scorre anche attraverso il galvanometro, determinando una deflessione dell'indice. Se la resistenza incognita R_x è minore della resistenza R_c , la corrente scorre nel galvanometro da G^2 a G^1 , se invece è minore il valore resistivo di R_c , la corrente scorre nel galvanometro da G^1 a G^2 .

Il diverso senso di scorrimento della corrente, fa deflettere l'indice dello strumento verso destra o verso sinistra, mentre una volta raggiunta l'eguaglianza resistiva fra i bracci C e D, nessuna deviazione sarà provocata dalla chiusura dell'interruttore J e l'indice del galvanometro resterà fermo sullo zero centrale. In questo caso, per conoscere il valore di R_x , basterà leggere sui quadranti della cassetta di resistenze il valore segnato.

Come si è visto, nel ponte di Wheatstone per la misura di resistenze viene usata corrente continua e l'elemento rivelatore dell'azzeramento è un sensibile galvanometro. Nei vari ponti derivati però (ponte di Wien, di De Souty, di Andersen, Maxwell, Hay ecc.), destinati alle misure di capacità e di induttanza, si usa invece corrente alternata, mentre per il controllo dell'azzeramento si ricorre al telefono (cuffia), oppure ad un sistema di azzeramento visivo (voltmetro, occhio magico ecc.).

La corrente alternata per l'alimentazione del ponte per capacità ed induttanze, viene normalmente prodotta da un generatore a valvola su di una frequenza stabilizzata ad 800 o a 1000 Hz.

Un semplice ponte di Wien per la misura di capacità è rappresentato nello schema di fig. 2. In esso si trovano, nei due bracci inferiori le resistenze regolabili R^1 ed R^2 ; il braccio superiore di destra permette l'inserimento della capacità campione, del va-

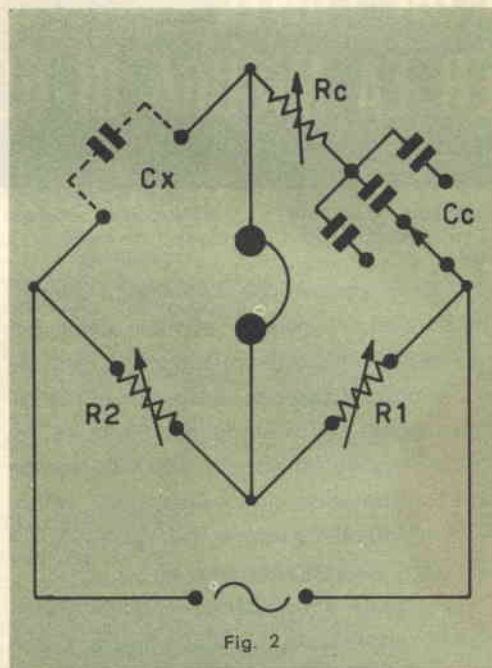


Fig. 2

lore più vicino alla capacità del condensatore sotto misura, il quale viene collegato ai morsetti del braccio superiore di sinistra.

Il valore è determinato dalla formula:

$$C_x = C_c \frac{R_1}{R_2}$$

dove C_c è il condensatore campione, R_1 ed R_2 le resistenze dei due bracci inferiori.

In serie alla capacità campione è inserita una resistenza che permette di valutare il fattore di perdita del condensatore in esame, rispetto al condensatore campione.

Nella misura di induttanza vengono di preferenza adottati i ponti di Hay o di Maxwell, il primo particolarmente indicato per induttanze di alto valore e il secondo per valori compresi fra $1 \mu H$ e $0,1 H$.

Un tipico ponte di Hay è visibile in figura 3, mentre le varianti schematiche del ponte di Maxwell sono indicate in fig. 4.

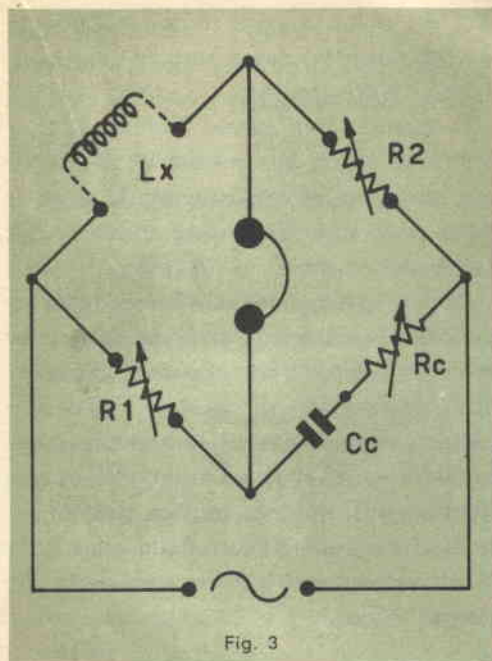


Fig. 3

La formula $L_x = C_c R_1 R_2$, permette di determinare il valore dell'induttanza incognita mediante il ponte di Maxwell. Col ponte di Hay la formula è

$$L_x = \frac{C_c R_1 R_2}{2 C_c R_2 + 1}$$

IL PONTE RCL LAEL MOD. 518

Principali caratteristiche tecniche

A seconda delle misure che si vogliono effettuare, il ponte assume, con la semplice commutazione ottenuta da una leva laterale, le caratteristiche del ponte di Wheatstone per le misure di resistenza, del ponte Souty-Anderson per le misure di capacità e del ponte di Maxwell-Hay per le misure di induttanza.

La gamma delle misure di resistenza va da 0,5 ohm a 1,1 Mohm, con una precisione del 2 %.

Quelle di capacità sono comprese fra 10 pF e 110 μ F con precisione del 2 % e vi è compresa una buona valutazione del fattore di merito dei condensatori (tangendelta) che va da 1×10^0 ad 1×10^{-2} ,

RASOIO

“DUAL 2000 PLUS”



PROVATELI TUTTI!

sceglierete

il nuovo rasoio

“DUAL 2000 PLUS”

Rappresentanza esclusiva per l'Italia:

RAPIT s.r.l.

MILANO - Via S. Gregorio, 45

Telefoni: 639.166 - 652.220

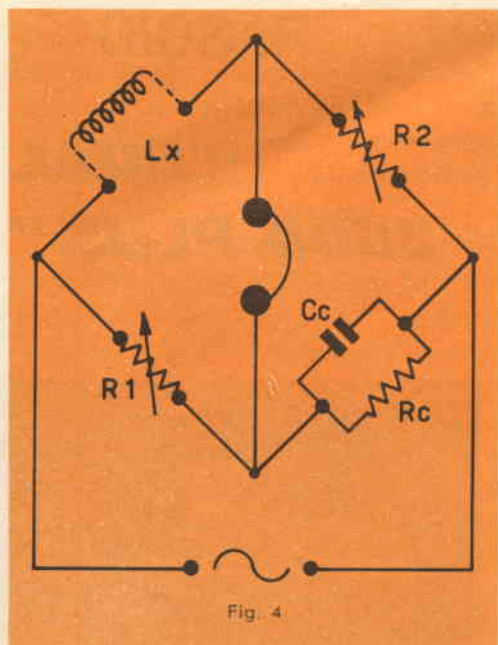


Fig. 4

alla frequenza di 1000 Hz, con precisione del 10 %.

Le misure di induttanza coprono la gamma da 50 μH a 11 H con precisione del 3 % e consentono l'apprezzamento del Q (fattore di merito delle bobine) con precisione del 15 %.

Al ponte è inviata una corrente alternata a 1000 Hz, ottenuta da un generatore a doppia T, stabilizzato in frequenza, attraverso un trasformatore schermato a minima capacità.

La completa alimentazione è ottenuta dalla rete a corrente alternata e lo strumento è provvisto di cambio-tensioni per l'adattamento a tutte le tensioni di linea.

Le valvole impiegate sono:

- 2 tipo 12AT7,
- 1 tipo EM81 (occhio magico),
- 1 raddrizzatore al selenio 250 V 50 mA.

Istruzioni per l'uso

L'apparecchio è pronto a funzionare quando, inviata con l'interruttore la corrente di linea, l'occhio elettrico si è illuminato.

Misure di resistenze

Collegare il resistore da misurare ai mor-

setti del ponte e porre il commutatore a levetta, posto sul fianco sinistro dello strumento, in posizione R.

Portare il commutatore frontale RCL in posizione adatta alla misura e cioè su di una tacca che, moltiplicata per la graduazione della scala di misura, si avvicini al valore del resistore da provare.

Porre il commutatore della sensibilità su B (bassa) e, manovrando la manopola della scala, cercare l'azzeramento che coincide con la massima apertura dell'occhio elettrico. Aumentare la sensibilità (commutatore su A, alta) ed eseguire l'azzeramento fine. Il numero segnato dall'indice, moltiplicato per il fattore della scala RCL, dà il valore esatto della resistenza in esame.

Misure di capacità

Inserire il condensatore incognito sui morsetti, tenendo presente di collegare l'armatura che presenta minor resistenza verso massa al morsetto B.

Il commutatore laterale va posto in posizione C nera (condensatori con valore di tangendelta inferiore a 10×10^{-2}) mentre il commutatore RCL, come per la misura dei resistori, deve trovarsi in una posizione che si approssimi al valore del condensatore da misurare.

Tenere la sensibilità su B ed agire contemporaneamente sul comando del tangendelta e del bilanciamento, fino ad ottenere una buona apertura dell'occhio elettrico. Se non si ottiene un perfetto azzeramento e si è costretti ad andare in fondo scala con la manopola di tangendelta, commutare la levetta laterale in posizione C rossa e ripetere tutte le operazioni di bilanciamento. Quindi aumentare la sensibilità ed eseguire l'azzeramento fine.

Il valore di C incognito è dato, come per i resistori, dalla moltiplicazione del valore fisso della scala RCL per il numero letto sull'indice della scala di misura. Il valore di tangendelta si leggerà sulla **scala nera**

per i condensatori misurati con la levetta su **C nera** e sulla scala rossa per i condensatori misurati con la levetta su **C rossa**.

Misure di induttori

Collegare l'induttanza incognita ai morsetti, tenendo presenti le avvertenze date per la misura di C.

Porre il commutatore laterale a levetta su **L rossa** (bobine con fattore di merito 10) ed il commutatore RCL, come per le misure di resistenza, su di una posizione che si approssimi al valore dell'induttanza in prova.

Tenere la sensibilità su B ed agire contemporaneamente sul comando del Q e del bilanciamento fino ad ottenere una buona apertura dell'occhio elettrico. Se non si ottiene un perfetto azzeramento e si è costretti a portare la manopola Q in fondo scala, si commuta la levetta laterale su **L nera** e si ripetono tutte le operazioni. Quindi si aumenta la sensibilità e si esegue l'azzeramento fine.

Il valore dell'induttanza incognita è dato, come per i resistori e per i condensatori, dalla moltiplicazione del valore fisso di RCL per il numero letto sull'indice della scala di misura.

Il valore del Q si legge sulla scala nera, se la levetta laterale è posta su **L nera** e su scala rossa se la levetta si trova su **L rossa**.

L'azzeramento delle induttanze di valore superiore a 50 mH è alquanto difficoltoso perchè si possono trovare diversi punti di zero sulla scala del Q. Questi azzeramenti non sono però totali e quindi non devono essere presi in considerazione. Solo un critico azzeramento totale, ottenuto con sensibilità alta, consente di determinare con buona precisione il valore di L e di Q.

Tenere inoltre presente che per ottenere azzeramenti perfetti, è indispensabile collegare lo strumento ad una buona presa di terra e tenere i collegamenti ai morsetti più corti che sia possibile.



**Moi qui tiens
la direction
du ménage,
j'ai choisi les**

PILES MAZDA

Lumière blanche

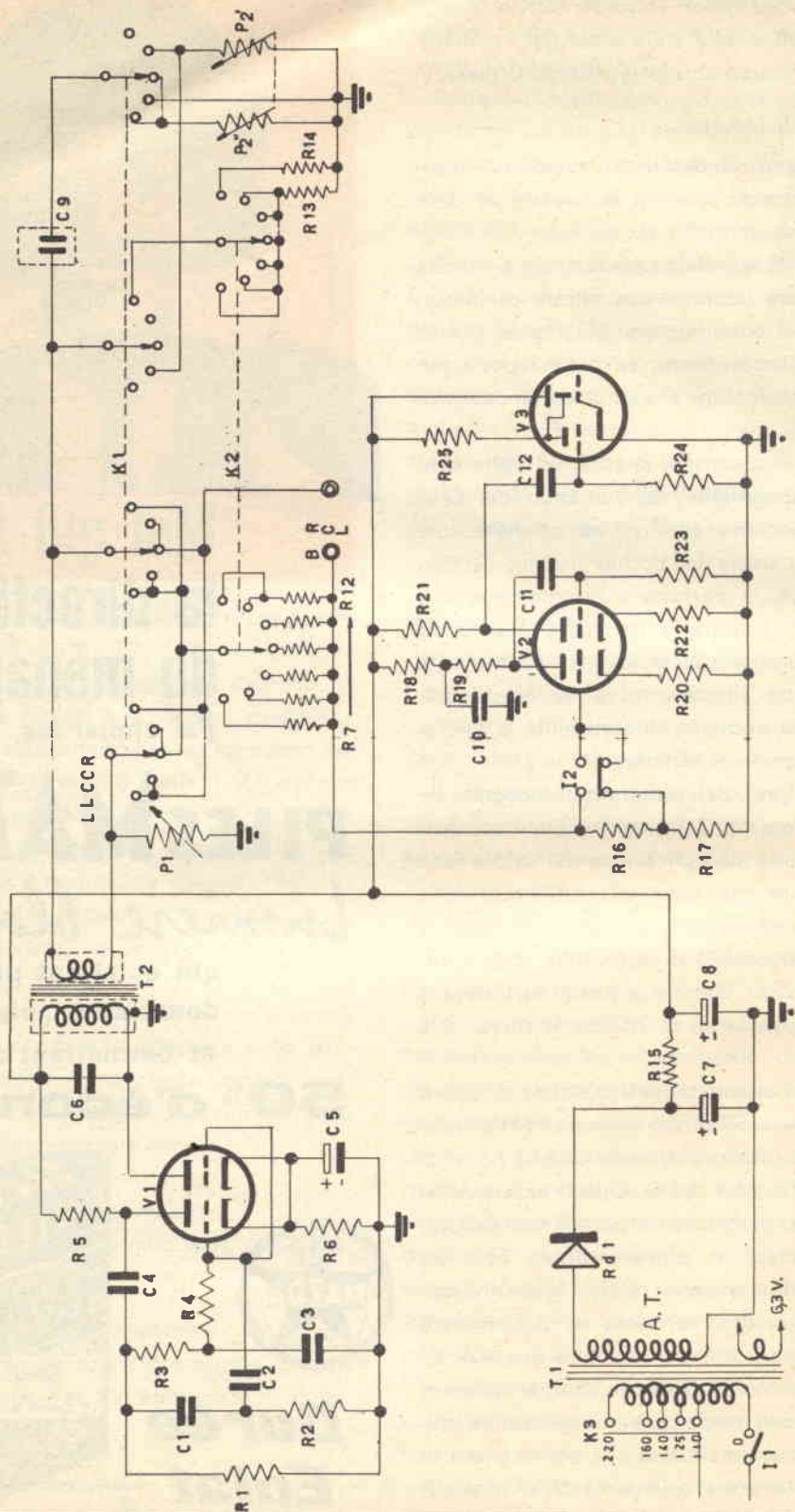
**qui éclairent plus blanc
donc mieux, plus loin
et permettent de réaliser**

50% d'économie

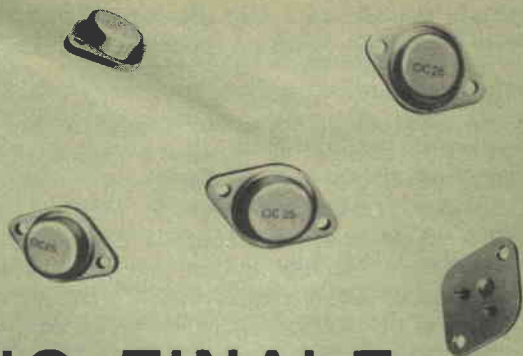


**Durée
Eclat**





IMPIEGO DI UN UNICO OC 26 IN UNO STADIO FINALE DI AUTORADIO



In passato sono stati pubblicati circuiti di autoradio impieganti, nello stadio finale, il transistor OC 16 pilotato dal pentodo EF 98. In questi circuiti l'OC 16 può essere ora sostituito direttamente con il nuovo transistor OC 26. Lo schema elettrico è indicato in fig. 1. Nella fig. 2 presentiamo una variante del medesimo circuito in cui, nello stadio pilota, è stato impiegato un transistor. Il pentodo EF 98 può essere infatti vantaggiosamente sostituito

con il transistor OC 71. Gli altri stadi del ricevitore possono essere equipaggiati con valvole. Ovviamente, questo stadio finale, può far parte anche di un radiorecettore equipaggiato interamente a transistor: in questo caso, gli stadi che precedono l'OC 71 devono essere progettati in modo da fornire a quest'ultimo la potenza d'ingresso richiesta.

Stadio finale pilotato dal pentodo EF 98

In fig. 1 è indicato lo schema. Il gua-

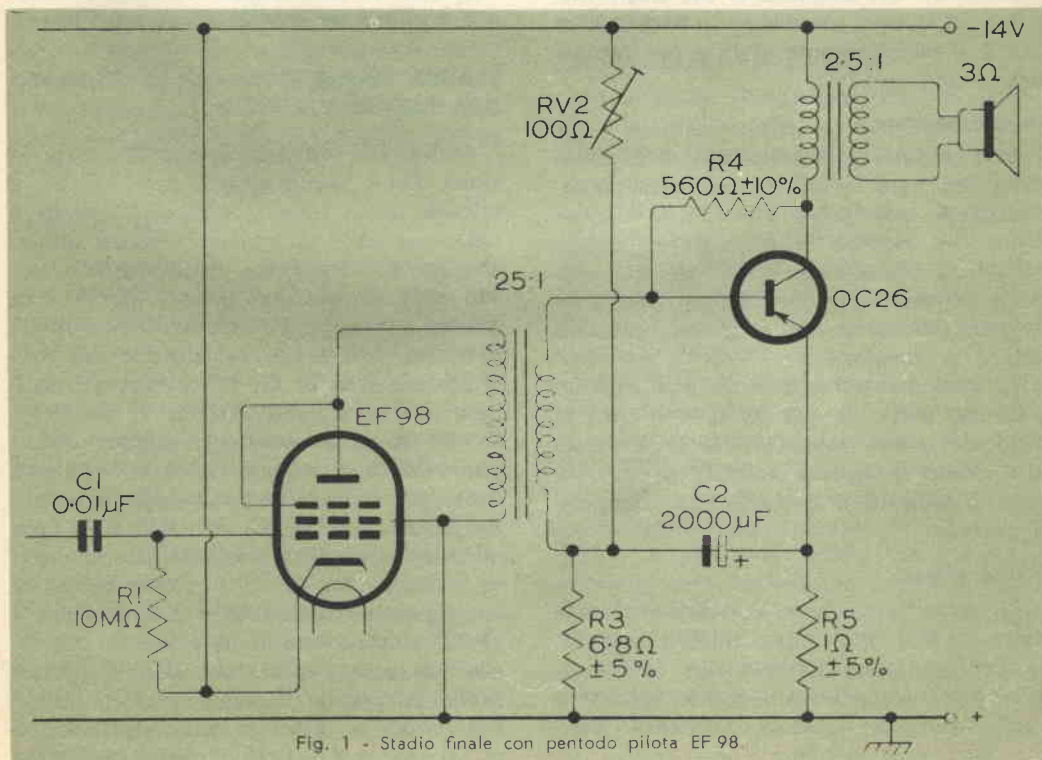


Fig. 1 - Stadio finale con pentodo pilota EF 98.

dagno dell'OC 26 è tale che il trasformatore pilota può avere un rapporto di 25:1.

Stadio finale

La corrente di riposo dell'OC 26 è regolata, mediante la resistenza variabile RV2, a 600 mA. Con un carico sul collettore di 21 Ω , il picco massimo della corrente di collettore ammonta a 550 mA. Il transistor fornisce quindi una potenza massima di 3,6 W che diventa 3,3 W sul primario del trasformatore di uscita con percentuale di distorsione del 10 % circa. Impiegando il trasformatore di uscita indicato, la potenza utile sull'altoparlante diventa 2,8 W circa.

Stabilità termica

La stabilità termica dipende dalle dimensioni delle alette di raffreddamento e dal radiatore (che può essere lo chassis) oltre che dalle resistenze inserite nel circuito di base e di emettitore. I progettisti raccomandano di impiegare un radiatore che possa assicurare con resistenza termica di 2,8 C°/W tra il fondo del transistor e le sue vicinanze immediate. La resistenza di emettitore R 5 è di 1 Ω e la resistenza complessiva di base è di 7,55 Ω e risultate dalla somma di R 3 più 0,75 Ω (resistenza del secondario del trasformatore). In queste condizioni il transistor di uscita è termicamente stabile per temperature fino a 55 $^\circ C$.

Controreazione

Una minima controreazione di 3 dB risulta applicata all'OC 26 mediante la resistenza R₄ collegata tra collettore e base. Oltre che ridurre la distorsione, questa resistenza di reazione impedisce che venga a trovarsi sul collettore del transistor, in condizioni di sovraccarico, un eccessivo valore di tensione.

La controreazione di 3 dB è sufficiente a questo scopo in quanto le tolleranze di produzione dei transistor OC 26, essendo più strette di quelle dell'OC 16, consentono di progettare lo stadio con maggiore sicurezza.

Stadio pilota

La corrente di base massima richiesta dal transistor finale è di 30 mA di picco. La controreazione richiede altri 14 mA di picco per cui, complessivamente, la corrente di pilotaggio richiesta, diventa 44 mA di picco. Sul secondario del trasforma-

tore pilota deve essere quindi disponibile una tensione di pilotaggio di 330 mV. Con un trasformatore pilota con rapporto di 25 : 1, il pentodo EF 98 deve provvedere ad una variazione di corrente di uscita di 1,75 mA di picco e ad una variazione di tensione di 8,25 V di picco, che può essere fornita dalla valvola pilota con distorsione inferiore al 5 % se la tensione V_{ak} è uguale o superiore a 12 V e se V_{g2k} è uguale o superiore a 12,6 V.

Le condizioni di funzionamento del pentodo EF 98 sono le seguenti:

$$\begin{aligned} V_{ak} &= 12 \text{ V} & V_{g2k} &= 14 \text{ V} \\ R_{g1k} &= 10 \text{ } \Omega & R_a &= 4,4 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Riduzione nelle dimensioni e nel peso

Il circuito indicato in fig. 1 non rappresenta il montaggio più compatto ottenibile impiegando una valvola come pilota. Nel circuito di polarizzazione del transistor di uscita può essere incorporato un termistore che riduce la corrente di riposo dello stadio. Si può inoltre impiegare un radiatore di dimensioni più ridotte e un condensatore di bypass (C_2) anch'esso di ridotte dimensioni. Comunque, nel caso fosse richiesta una maggiore economia di spazio, la soluzione migliore è quella indicata nel circuito di fig. 2 dove il pilotaggio è effettuato mediante un transistor.

STADIO FINALE CON OC 26 PILOTATO DAL TRANSISTOR OC 71

In fig. 2 è indicato un circuito in cui lo stadio finale, equipaggiato con l'OC 26, è pilotato da un transistor OC 71. L'effettiva riduzione dell'ingombro si realizza soltanto quando il transistor viene messo al posto della valvola. Per godere in pieno di questo vantaggio si devono ridurre le dimensioni anche nel radiatore e del condensatore bypass C_7 . Il vantaggio principale che si ottiene, usando il transistor OC 71, è rappresentato comunque da un aumento di guadagno di circa 6 dB che consente di inserire un maggiore valore di controreazione. La sensibilità è stata mantenuta identica a quella ottenuta con la valvola, ma la distorsione armonica complessiva risulta solo il 3 % anziché il 10 %. Impiegando il transistor è più facile inoltre non avere condizioni di sovraccarico in quanto, la tensione di ginocchio del transistor pilota e quindi la tensione di pilotaggio massima disponibile, risulta

molto più accuratamente definita di quella occorrente in una valvola.

Radiatore e condensatore bypass di dimensioni più ridotte

Se si ammette una leggera riduzione della potenza di uscita e si migliora la stabilizzazione termica a temperature ambiente elevate mediante termistore, la superficie del radiatore può essere ridotta di circa il 10 %.

La corrente di riposo dello stadio finale è stata ridotta da 600 mA a 500 mA e, corrispondentemente, la potenza di uscita del transistor, da 3,6 W a 3,2 W. In uno stadio di classe A, il rendimento, in pratica, è sempre inferiore al 50 % per cui le dissipazioni del transistor, a temperatura ambiente normale, diventano 7,8 e 6,8 W rispettivamente.

Al crescere della temperatura ambiente, la resistenza del termistore diminuisce impedendo alla corrente di collettore di aumentare. Mentre nel circuito impiegante la valvola come pilota, alla massima temperatura ambiente, la dissipazione al collettore sale a circa 9 W, nel circuito pilotato con transistor la dissipazione al collettore rimane praticamente fissa a 6,8 W.

Le resistenze nel partitore di base possono essere aumentate di un fattore di circa 2, diminuendo corrispondentemente il valore del condensatore bypass. Infatti, il condensatore bypass può essere diminuito di un fattore di circa 4 riducendolo da 2000 μF a 500 F.

Stadio di uscita

Il transistor OC 26 ha sull'emettitore una resistenza da 0,5 Ω che fa parte del circuito di stabilizzazione in c.c. Tale resistenza non viene mai bypassata per cui, a questo stadio, risulta applicata un certo valore di controreazione.

La corrente di riposo è prefissata a 500 mA da R_{V11} e il massimo della corrente di collettore risulta approssimativamente di 450 mA. Con un carico al collettore di 29 Ω , l'uscita massima del transistor ammonta a 3,2 W, di cui 3 W ai capi del primario del trasformatore di uscita con distorsione armonica complessiva di circa il 3 % (con controreazione completa). Impiegando il trasformatore di uscita indicato, la potenza di uscita utile sull'altoparlante risulta di circa 2,6 W.

Stabilità termica

Il transistor finale viene stabilizzato mediante un termistore disposto in parallelo alla resistenza di valore più basso (R_{12}) del partitore di tensione di polarizzazione di base. Quando la temperatura ambiente aumenta, la diminuzione della resistenza del termistore impedisce effettivamente l'aumento della corrente del collettore. Ad una temperatura ambiente di 55°, la corrente di collettore risulta di 510 mA, (questo valore è soltanto 10 mA superiore a quello a 25°C), e la massima dissipazione risulta in questo caso di 6,8 W (con tensione di batteria al valore nominale di 14 V). Se la resistenza termica tra il fondo del transistor e le parti vicine è di 3,3 °C/W, il transistor risulta stabilizzato contro le variazioni termiche. Il transistor risulta inoltre stabile per una tensione di batteria di 15 V a temperatura ambiente di 50 °C.

Controreazione locale

La controreazione locale è dovuta al fatto che la resistenza di emettitore non è bypassata e tende a linearizzare l'impedenza d'ingresso dell'OC 26 riducendo la possibilità di sovraccarico del transistor di uscita dovuta ad una tensione base-emettitore bassa.

Controreazione complessiva

La tensione d'ingresso massima richiesta alla griglia della sezione triodo della ECH 83 è normalmente 80 mV_{eff} per il massimo segnale. La tensione massima d'ingresso richiesta quando, in luogo dell'OC 71, si usa il pentodo EF 98 è 150 mV_{eff}. È evidente quindi che l'impiego del transistor consente un guadagno maggiore (circa 6 dB) utilizzabile per una più forte controreazione.

La tensione di controreazione viene prelevata dal secondario del trasformatore di uscita e riportata al catodo del triodo della ECH 83. Essa deve essere applicata all'ingresso della valvola in modo da non assorbire un valore elevato di corrente di uscita. La griglia del triodo non è il punto migliore per l'inserimento della tensione di controreazione in quanto l'impedenza d'ingresso dello stadio, e quindi il carico del diodo che precede, tenderebbe ad essere ridotto. Ciò si verifica, in particolare modo, quando il potenziometro del volume si trova sul minimo valore di resi-

stenza. La resistenza di controreazione di 100Ω sul catodo non influenza il funzionamento della sezione eptodo della valvola in quanto questo viene disaccoppiato, per ciò che si riferisce la radiofrequenza, dal condensatore C_4 da $0,1 \mu F$.

La rete di controreazione, sebbene includa due trasformatori e tre stadi di amplificazione, resta automaticamente stabilizzata dall'elevato valore di controreazione impiegato.

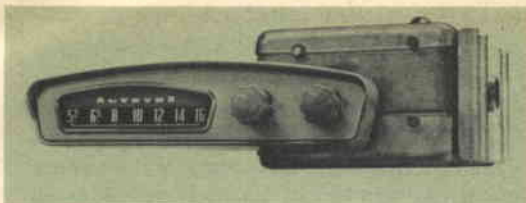


Stadio pilota

La corrente di base massima richiesta è di 25 mA di picco. Al secondario del trasformatore pilota deve essere disponibile una tensione di pilotaggio complessiva di 550 mV . Siccome ai capi del primario del trasformatore pilota si trova una tensione di 10 V il rapporto di trasformazione risulterà ovviamente di $18 : 1$. L'escursione di corrente nel primario risulta di $1,4 \text{ mA}$ di picco e la corrente continua minima di collettore del transistor pilota deve essere di $1,9 \text{ mA}$.

La sezione triodo della ECH 83 fa circolare nella resistenza di carico di $1 \text{ k}\Omega$ presentata dall'impedenza d'ingresso dell'OC 71, una corrente di $50 \mu A$ di picco. La distorsione armonica complessiva è inferiore al 5% ; ovviamente si può avere una corrente maggiore ma in questo caso si ha un proporzionale aumento della distorsione. Con una corrente di base di $50 \mu A$, il transistor OC 71, per pilotare un OC 26 (con minimo valore di α') alla piena potenza di uscita di $3,2 \text{ W}$, deve avere un guadagno di corrente di 28.

Per la maggior parte dei transistor OC71 è richiesta dalla valvola, per la massima uscita, una corrente di pilotaggio inferiore a $50 \mu A$. Eccezionalmente, qualora, sia l'OC 71 che l'OC 26, avessero il minimo valore di α' , sarà necessario che il triodo fornisca una corrente fino a $67 \mu A$, ma siccome la valvola risulta inclusa nella rete di controreazione anche l'aumento della distorsione all'uscita non sarà elevato.



Le condizioni di funzionamento della sezione triodo della ECH 83 sono:

$$V_B = 12,6 \text{ V};$$

$$R_a = 4,7 \text{ k}\Omega;$$

$$R_{g1} = 10 \Omega;$$

$$D_{\text{tot}} (I_o = 50 \mu A) = 5\%$$

La tensione massima d'ingresso richiesta alla griglia del triodo della ECH 83, per un'uscita di $50 \mu A$, è $80 \text{ mV}_{\text{eff}}$, senza controreazione. La sensibilità, con controreazione, diventa $150 \text{ mV}_{\text{eff}}$.

Tensione di alimentazione dello stadio pilota

Le resistenza R_b , nel ritorno negativo dell'alimentazione, deve avere un valore tale che la tensione di alimentazione dello stadio pilota (tensione della batteria al valore nominale) non sia superiore a $-12,6 \text{ V}$. In questo caso, la tensione collettore-emettitore risulta di -11 V .

Il valore di tensione continua V_c max sull'OC 71, (resistenza in c.c. della sorgente di $6,5 \text{ k}\Omega$) è $12,7 \text{ V}$. La tensione emettitore-collettore del transistor non deve superare questo valore neppure nel caso in cui la tensione della batteria aumenti sino a 16 V , supposto che con una batteria di 14 V , la tensione emettitore-collettore sia -11 V . L'impedenza della sorgente in c.a. è inferiore a $3 \text{ k}\Omega$ e la tensione al collettore, $V_c(p_k)$, dell'OC 71, in queste condizioni, è maggiore di 25 V . Se la tensione di alimentazione nello stadio pilota non supera $-12,6 \text{ V}$, questo valore in c.a. non sarà superato.

OSSERVAZIONI GENERALI

Trasformatore pilota

Nella fig. 1 il trasformatore pilota deve essere collegato in modo che ad un aumento della corrente di collettore dell'OC 26 corrisponda una diminuzione della corrente anodica nel pentodo EF 98. Anche se la distorsione di seconda armonica non viene ridotta, in quanto le distorsioni del transistor e della valvola non vengono eli-



minate, il trasformatore deve essere disposto nella maniera indicata per mantenere il sovraccarico entro limiti di sicurezza. In fig. 2 il trasformatore pilota deve essere disposto in modo che ad un aumento della corrente collettore dell'OC 26 corrisponda una diminuzione nella corrente di collettore dell'OC 71.

Tensione di alimentazione

Entrambi i circuiti sono stati progettati per una tensione di alimentazione con valore nominale di 14 V. Occasionalmente, la tensione dell'accumulatore può arrivare sino a 15 V e più. Un'altra complicazione può derivare da filtro incluso per la soppressione delle interferenze; tale filtro può causare una caduta di tensione di circa $0,5 \div 1$ V. Il valore effettivo della tensione di alimentazione può essere fissato soltanto dal costruttore in base al proprio progetto. Una tensione di alimentazione di valore più basso tende a ridurre la massima potenza disponibile.

Il costruttore può variare i circuiti allo scopo di assicurare:

a) una tensione di griglia schermo di almeno 12,6 V e una tensione anodica di almeno 12 V per il pentodo EF 98, nel circuito pilotato a valvola oppure

b) una tensione di alimentazione di 12,6 V per la ECH 83 e per l'OC 71 nel circuito pilotato a transistor.

Trasformatore di uscita Fig. 1

Rapporto spire	2,5 : 1 (altoparlante 3 Ω)
Resistenza del primario	< 0,75 Ω
Resistenza del secondario	< 0,25 Ω
Induttanza del primario	> 30 mH con 600 mA c.c.

Trasformatore pilota Fig. 1

Rapporto spire	25 : 1
Resistenza del primario	< 300 Ω
Resistenza del secondario	< 0,75 Ω
Induttanza del primario	> 6 H con 6 mA c.c.

Trasformatore di uscita Fig. 2

Rapporto spire	2,9 : 1 (altoparlante 3 Ω)
Resistenza del primario	< 1,0 Ω
Resistenza del secondario	< 0,3 Ω
Induttanza del primario	> 45 mH con 500 mA c.c.

Trasformatore pilota Fig. 2

Rapporto spire	18 : 1
Resistenza del primario	< 150 Ω
Resistenza del secondario	< 1,0 Ω
Induttanza del primario	> 10 H 2 mA cc

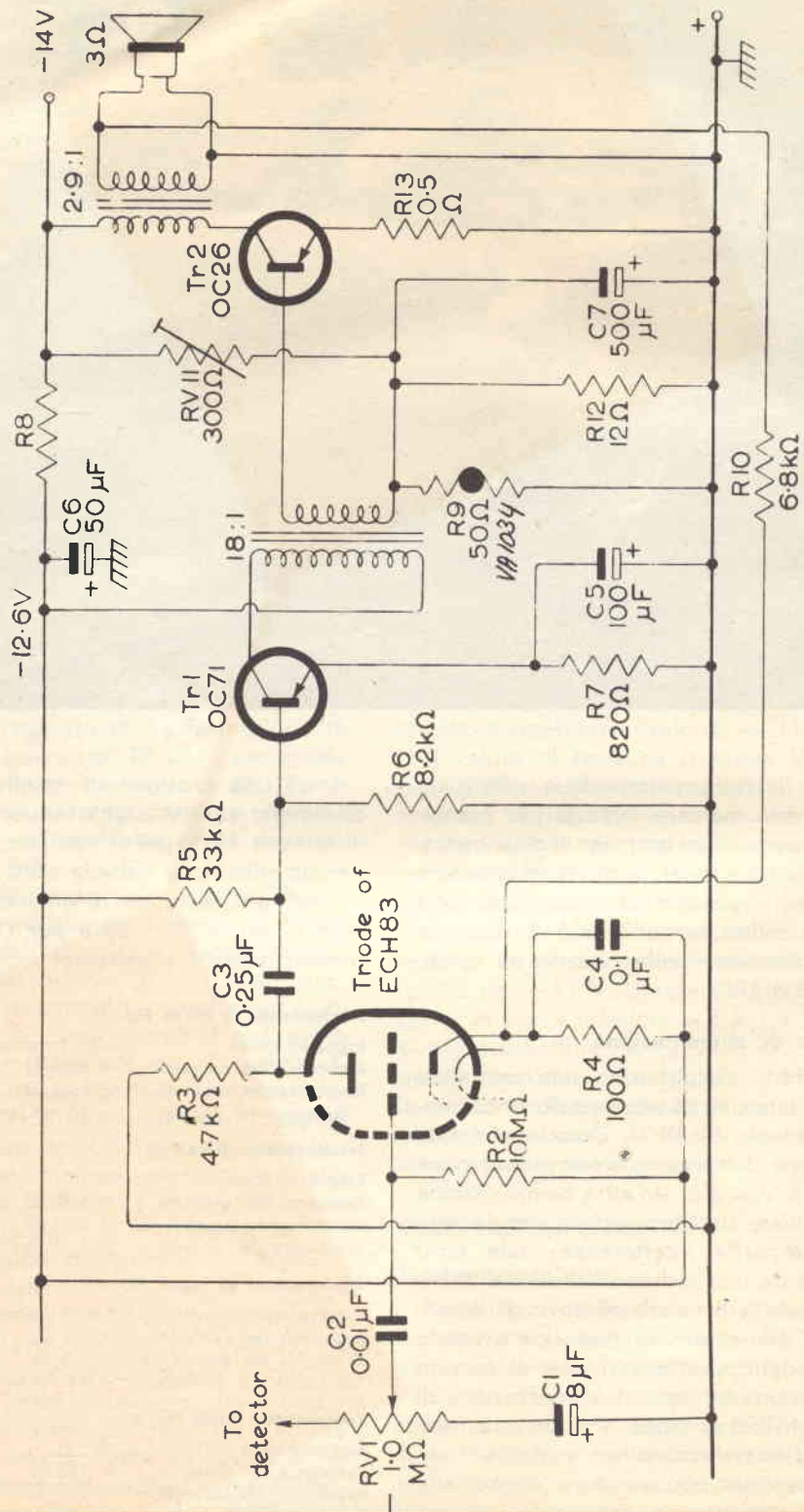


Fig. 2 - Stadio finale equipaggiato con OC26 pilotato dal transistor OC71.

CHI SI ABBONA È FORTUNATO !

Perchè oltre a ricevere puntualmente per tutto l'anno i 6 numeri di « Selezione di Tecnica Radio-TV » riceverà in omaggio:

- Lo splendido Catalogo Generale Illustrato di parti staccate per Radio-TV ed Elettronica, in corso di stampa, del valore di L. 2.000 e che verrà spedito entro il mese di marzo.
- Un interessante prontuario delle valvole termoioniche di tipo americano ed europeo del valore di L. 500.
- N. 2 transistor 2 N 18 F - 2 N 19 F del valore di L. 1.200 che gli permetteranno di realizzare uno degli apparecchi descritti a pag. 762.

Quanto costa abbonarsi a Selezione di Tecnica Radio-TV?

L'abbonamento di N. 6 numeri doppi per tutto il 1962, più gli omaggi sopra indicati, costa solamente **L. 2.000.**

Come fare per abbonarsi a Selezione di Tecnica Radio-TV?

Facilissimo; basta seguire uno dei metodi qui indicati:

- 1) Compilare un modulo di versamento sul conto corrente postale 3/40678 intestato a « Selezione di Tecnica Radio-TV » Largo Richini 4 - Milano.
- 2) Inviare vaglia postale intestato a « Selezione di Tecnica Radio-TV », Largo Richini 4 - Milano.
- 3) Inviare assegno circolare intestato a « Selezione di Tecnica Radio-TV », Largo Richini 4 - Milano.
- 4) Rivolgersi a una qualsiasi sede della G.B.C.

SEMPLICI RADORICEVITORI AD UNO E DUE TRANSISTOR

2N 18F 2N 19F FIVRE

Radoricevitori ad un solo transistor

Descriviamo un semplice circuito in cui viene impiegato un solo transistor **2N18F** oppure **2N19F** che adempie ad entrambe le funzioni di rivelatore ed amplificatore. Tale circuito è analogo a quello in cui si impiega un tubo elettronico di cui si sfrutta, per la rivelazione, la curvatura della caratteristica di griglia.

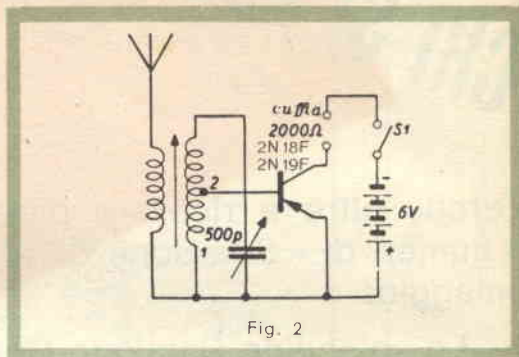


Fig. 2

Un miglior funzionamento si ottiene separando la rivelazione dalla amplificazione. Ciò può essere fatto mediante l'impiego di un diodo al germanio, come indica il circuito di fig. 3. Per evitare che la corrente continua dal transistor raggiunga il diodo rivelatore, si inserisce un condensatore tra la base del transistor e il diodo stesso. In tal modo il transistor viene a trovarsi con il circuito di base aperto e circola in esso la corrente di dispersione.

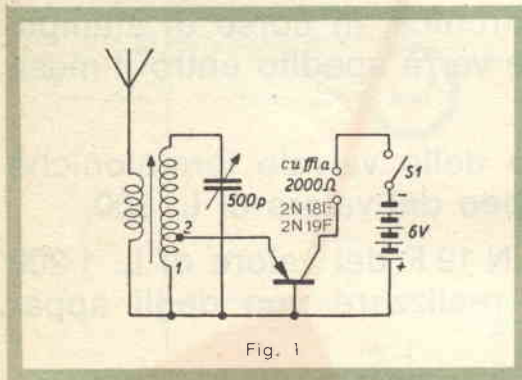


Fig. 1

Il transistor **2N18F** oppure **2N19F** deve essere collegato direttamente al circuito accordato e ciò può farsi sia col montaggio base a massa (fig. 1) che con quello emettitore a massa (fig. 2). Col primo, la presa intermedia sulla bobina dovrà essere il più vicino possibile alla sua estremità inferiore, essendo in questo caso l'impedenza d'ingresso molto bassa; con il secondo la stessa presa dovrà interessare un numero di spire leggermente più elevato.

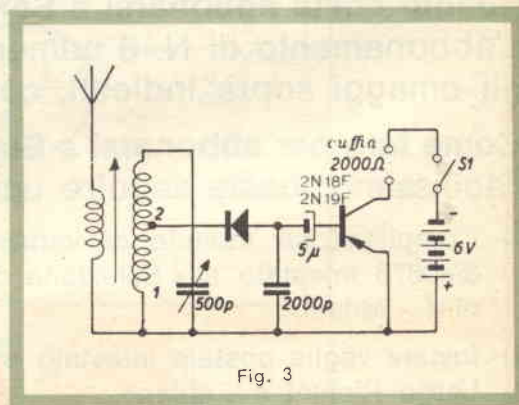


Fig. 3

Le bobine relative alle figg. 1, 2, 3 sono avvolte su un supporto con diametro esterno di 20 mm e interno di 12. Nel supporto viene infilata una sbarretta di materiale magnetico. Il numero totale delle spire tra 5 e 3 è 80 (filo Litz 16 x 0,04 mm). L'inizio dell'avvolgimento accordato (punto A) è alla 22ª spira e la presa numero 2 capita alla 29ª spira.

PEIKER

Microphones

**MICROFONI
PEIKER PER**

**TELEVISIONE
RADIO,
SALE DI POSA
CINEMA E TV,
COMUNICAZIONI,
CONFERENZE,
REGISTRAZIONI DI
ORCHESTRE E DI
BANDE**

I MIGLIORI PER:

**STILE
PRECISIONE,
FUNZIONAMENTO,
SICUREZZA E
OTTIMA PRESENTAZIONE.**

**DI MASSIMO VALORE
SONO I PIU' MODERNI
E PROGREDITI.**



PEIKER acoustic

FABRIK ELEKTRO-AKUSTISCHER GERÄTE

Bad Homburg v. d. H., near Frankfurt/Main
Western Germany - Cables: MIKRO Badhomburg

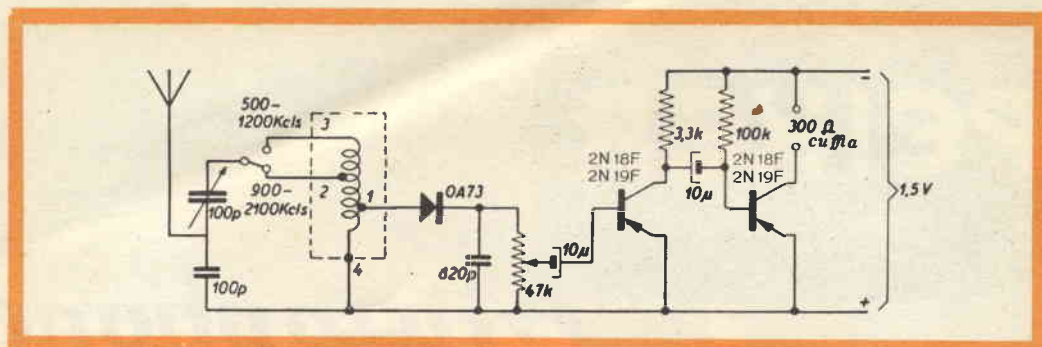


Fig. 4 - Le bobina di accordo di questo apparecchio può essere costruita dal lettore avvolgendo la su un supporto con diametro esterno di 20 mm ed interno di 12 mm. Nel supporto viene infilato un bastoncino di ferroccube. Il numero totale delle spire è 360 (filo Litz 16 x 0,04 mm). L'inizio dell'avvolgimento è indicato col n. 4; le prese 1 e 2 corrispondono rispettivamente alla 24ª e 220ª spira.

Un circuito di questo tipo ha un funzionamento soddisfacente quando lavora con segnali di piccola ampiezza e con valori sufficientemente elevati di corrente di collettore.

Ricevitore a due transistor

Una molto maggiore sensibilità può ottenersi con un amplificatore di bassa frequenza a due stadi. Ulteriore aumento di sensibilità si può conseguire anche migliorando l'efficienza del circuito accordato, per esempio associando una piccola capacità variabile ad una elevata induttanza di accordo (fig. 4).

Il condensatore comprende una sezione variabile di 100 pF in serie ed una fissa ugualmente di 100 pF. Siccome questa piccola capacità permette di esplorare soltanto una stretta banda di frequenze, si provvede, mediante l'interruttore S, a commutare il condensatore su due induttanze di valore opportuno onde permettere l'accordo del circuito su tutte le frequenze comprese

nella gamma desiderata, dividendo tale campo in due gamme in parte sovrapposta.

Osservazioni

Si intende che la sensibilità di questi apparecchi, per ovvie ragioni, sarà minima e, di conseguenza, le possibilità di ascolto sarà limitata a località a campo intenso, come, ad esempio, quelle prossime stazioni trasmettenti.

La ricezione è prevista con auricolare. Qualora si desideri la ricezione in altoparlante occorrerà aggiungere uno stadio finale di potenza a transistori ovvero collegare l'uscita del radoricevitore ad un amplificatore di B.F.

La ricezione delle stazioni locali è possibile con l'uso di una antenna a stilo. Migliori risultati e maggiore praticità d'uso si otterranno usando come circuito di accordo una antenna con nucleo a ferrite, del tipo di quelle usate nei ricevitori convenzionali.

Caratteristiche e funzionamento tipico

2 N 19 F

Amplificatore in classe A

V max. alimentazione (E_{cc}) = -12 V
 Imp. d'ingr. base-emettitore ($I_b = 1 \text{ mA}$) (h_{ie}) = $1 \div 2,2 * K\Omega$
 Min. guad. di potenza (1 mW) ($V_{cc} = -12 \text{ V}$; $I_b = 1 \text{ mA}$; emettitore comune) (G_c) = $37 \div 43 * \text{db}$

Transistore a giunzione P-N-P per bassa frequenza. Impiegato in stadi pilota.
 * suddiviso in 4 classi.

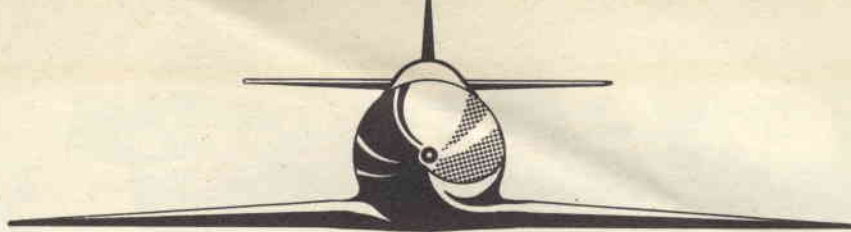
Caratteristiche e funzionamento tipico

2 N 18 F

Amplificatore in classe B

V max. alimentazione (E_{cc}) = -12 V
 W_{in} max. (dist. < 5%) (P_{ue}) = 300 mW
 Imp. d'ingr. base-base ($\Delta I_b = 150 \text{ mA}$) (h_{ie}) = $1,2 \div 4 * K\Omega$
 Min. guad. di potenza (100 mW) ($V_{cc} = -12 \text{ V}$; emettitore comune) (G_c) = $28 \div 34 * \text{db}$

Transistore a giunzione P-N-P per bassa frequenza. Impiegato in stadi di uscita.
 * suddiviso in 4 classi.



MAPPA ELETTRONICA PER AEREI SUPERSONICI

Su uno schermo speciale il pilota può « vedere » in ogni momento la zona che sta sorvolando.

Il pilota dell'X 15 che ha recentemente battuto il record di velocità per aerei, volando a 5.939 km orari, pur disponendo di strumenti perfezionatissimi, non era però in grado di individuare « visivamente » le località esatte che stava sorvolando. Data la velocità, il suo era un tipico volo strumentale, come quello effettuato da tutti gli aerei di notte o in condizioni di visibilità comunque insufficienti.

In un laboratorio di ricerche di Owego (U.S.A.) si sta ora mettendo a punto un **rivoluzionario sistema per la navigazione aerea** che permetterà ai piloti, qualunque sia la velocità del velivolo, di **vedere**, letteralmente proiettata su di un piccolo schermo e fortemente ingrandita, la porzione di una carta geografica raffigurante il territorio (città, montagne, ecc.) che l'aereo sta sorvolando in quel preciso momento.

Il cuore del nuovo sistema è costituito da un **piccolo emisfero di vetro**, del diametro di circa 15 cm, sulla cui superficie interna è riprodotta fotograficamente una mappa dettagliata della superficie terrestre.

Un raggio di luce illumina una piccola sezione della carta geografica, che corrisponde esattamente alla zona sorvolata

dall'aereo in quel momento. Questa sezione viene istantaneamente proiettata su uno schermo luminosissimo, del diametro di 19 cm, collocato sul pannello di comando, di fronte al pilota.

L'aggiornamento della mappa — cioè il susseguirsi sullo schermo delle immagini relative alle zone toccate dal velivolo — viene comandato da un **piccolo calcolatore elettronico**, installato a bordo, che elabora automaticamente i dati riguardanti le variazioni di velocità e di rotta, **in un tempo ovviamente inferiore a quello di spostamento dell'aereo supersonico**.

I ricercatori stanno già studiando la possibilità di impiegare il nuovo sistema anche nella navigazione spaziale. In questo caso la carta geografica sarà sostituita con una « mappa stellare », che verrà poi proiettata sullo schermo davanti al pilota, contemporaneamente alla ripresa telescopica della zona circostante, effettuata dalla nave spaziale stessa.

Il calcolatore di bordo, confrontando le immagini della mappa stellare con quelle mobili risultanti dalla ripresa telescopica, sarà in grado di determinare, in ogni istante, l'esatta posizione dell'astronave.

G B C

TELETRASMETTE



Nel campo degli abbinamenti sportivo-pubblicitari, un fenomeno che in questi ultimi anni ha dato per entrambi i settori risultati veramente sorprendenti, si è affacciata, prima timidamente poi, via via, sempre con maggiore autorità, anche la G.B.C.

Oggi si può benissimo dire che la sigla diretta dal Signor Jacopo Castelfranchi, non è soltanto l'emblema di una industria da tempo affermata nel settore della radio-televisione e dell'elettronica ma la bandiera di un potente e battagliero gruppo sportivo che già vanta due importanti sezioni: quella del ciclo-cross e l'altra del pugilato.

Abbiamo dato la precedenza alla disciplina « cenerentola » (che tuttavia oggi già vanta un certo seguito) in quanto è la « primogenita » della G.B.C. nata così per caso grazie a quei colpi di fulmine la cui natura è a volte difficile a spiegare. Portacolori della squadra è Amerigo Severini un marchigiano tutto brio ed elettricità (e forse è per questo che il Signor Castelfranchi lo ha preso subito in simpatia) che è attualmente il detentore del titolo italiano di ciclo-cross.

Nel « Gran Premio G.B.C. » che ha aperto ad Arcore la stagione agonistica della specialità Amerigo Severini si è piazzato al secondo posto alle spalle del suo eterno rivale Longo. Severini-Longo, Longo-Severini è un po' il rivivere dei grandi duelli che hanno spesso caratterizzato il folcloristico mondo delle due ruote: da Binda a Guerra, da Coppi a Bartali.

La forza della G.B.C. è comunque nella « sezione pugilato ». Con questa sigla infatti, combattono attualmente le più note firme del boxing nazionale.

Ricordarli tutti ne verrebbe un lunghissimo elenco. Diremo soltanto, brevemente, che abbinati alla G.B.C. sono le tre medaglie d'oro delle Olimpiadi di Roma: De Piccoli (peso massimo), Benvenuti (peso medio) e Musso (peso piuma), che pure indossano la vestaglia G.B.C.: Salvatore Burruni campione europeo dei pesi mosca, Mario Vecchiatto ex campione continentale dei pesi leggeri, il campione italiano Rocco Mazzola, il popolare peso medio Giancarlo Garbelli tenacemente lanciato alla conquista del titolo europeo delle 160 libbre, gli spettacolari picchiatori Castoldi, Brondi e Fiori e il più tecnico pugile attualmente in attività: quell'Ernesto Miranda che Eder Jofre, il brasiliano campione del mondo dei pesi gallo, ha rifiutato per timore di incrociare nuovamente i guantoni con lui.



Con la sigla G.B.C. — vogliamo ricordare — ha combattuto in Italia anche Eddie Perkins il simpaticissimo negro americano che sul ring del Palazzo dello Sport milanese ha imposto un largo e discusso verdetto di parità a Duilio Loi in un match valevole per il titolo mondiale dei welter junior.

Foto in alto a sinistra:

L'americano Eddie Perkins mentre si allena in attesa di incontrare Duilio Loi.

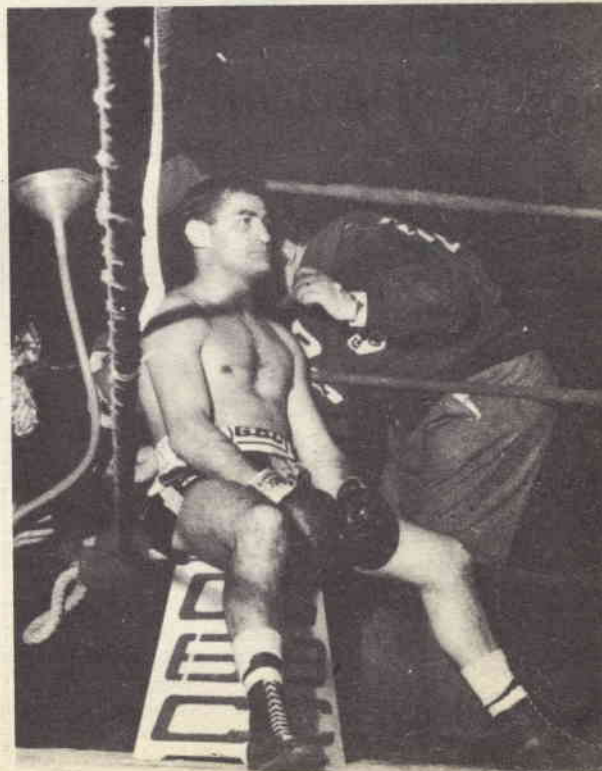
Foto in alto a destra:

Salvatore Burruni campione europeo dei "pesi mosca,, in visita alla G.B.C.

Foto sotto:

Giancarlo Garbelli in uno degli ultimi incontri.

Garbelli è lanciato alla conquista del campionato europeo della propria categoria.



Nel mondo della boxe, la G.B.C. è diventata anche impresa organizzatrice.

A Torino, Milano, Pavia, Padova, Modena, Foggia e Ferrara saranno prossimamente varate più di una riunione che avranno quale tema principale lo spettacolo e la valorizzazione degli elementi più meritevoli.

In questo lavoro particolarmente irto di difficoltà e responsabilità, il Signor Jacopo Castelfranchi si avvarrà della collaborazione dei Signori Cecchi e Branchini, due note firme del pugilato nazionale il cui valore è stato più volte ufficialmente riconosciuto e dalla stampa specializzata e dalla F.P.I.

Ma l'attività della G.B.C. non si esaurisce in queste due sole discipline. La sigla di Jacopo Castelfranchi abbraccia infatti altri due sport popolarissimi: il GO-KART, che da qualche tempo si è imposto prepotentemente nella massa dei tifosi, ed il calcio, il vecchio ma sempre giovane « re degli stadi ».

La compagine rombante di Go-Kart è seguita e curata con grande passione dal Dott. Caldironi della G.B.C. di Padova; la squadra di calcio, che partecipa al campionato di prima divisione della Campania, è invece animata dallo sportivissimo Comm. Cecere della G.B.C. di Napoli.

A. C.

Nella foto presentiamo il campione e presidente del G.B.C. Club Go-Kart





E non mi dica che suo marito non è in casa e che non ha bevuto!



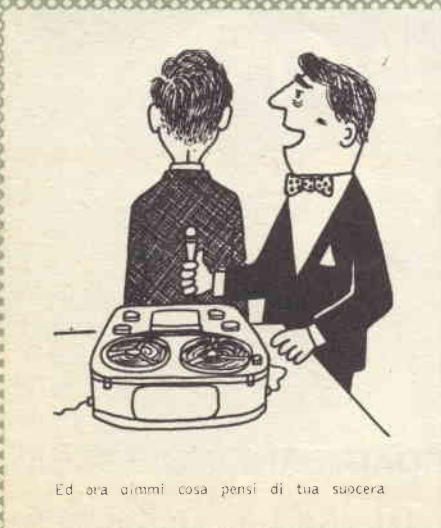
**Video
Risate**



— Ho cambiato due valvole: adesso funziona perfettamente.



Senza parole



Ed ora dimmi cosa pensi di tua suocera



Questo è un magnetofono eccezionale oltre a registrare commenti.

CONVERTITORE AUTOSCILLANTE PER ONDE MEDIE EQUIPAGGIATO CON IL TRANSISTOR OC 170

Si descrive uno stadio convertitore autooscillante precedentemente equipaggiato con il transistor OC 44 e successivamente rielaborato per funzionare con il transistor OC 170.

Il guadagno di conversione realizzato in questo nuovo circuito è di circa 28 dB (inteso come rapporto tra la potenza del segnale ai capi del filtro di F.I. e quella disponibile ai morsetti del circuito di antenna). La tensione oscillante è di 150 mV con tensione di alimentazione $V_B = 9$ V, e di 50 mV con tensione di alimentazione $V_B = 4,5$ V. Questo circuito non presenta inconvenienti derivanti da sovraccarico e da presenza di armoniche.

Il campo di funzionamento di questo stadio convertitore autooscillante equipaggiato con il transistor a lega e diffusione OC 170, è compreso fra 520 kHz e 1600 kHz. La batteria di alimentazione è a 9 V. Per impedire il sorgere di oscillazioni, il collettore viene collegato ad una presa intermedia sul primario del filtro di banda, a doppio accordo, rappresentante il primo trasformatore di F.I. A. questa presa l'impedenza è 10 k Ω . Si è scelto per l'impedenza della sorgente il valore di 1 k Ω , per avere una larghezza di banda accettabile e una buona cifra di fruscio dello stadio.

Il rapporto segnale disturbo è stato misurato su di un ricevitore completo comprendente un OC 170 come convertitore autooscillante, 2 x OC 170 amplificatori di F.I. 2 x OC 71 preamplificatori di B.F. e 2 x OC 72 finali di B.F.

Regolazione in c.c.

La corrente di collettore I_c del transistor convertitore OC 170 è regolata per 1 mA con tensione di batteria V_B di 9 V.

L'oscillatore

Il circuito è indicato in fig. 1.

La frequenza dell'oscillatore è compresa

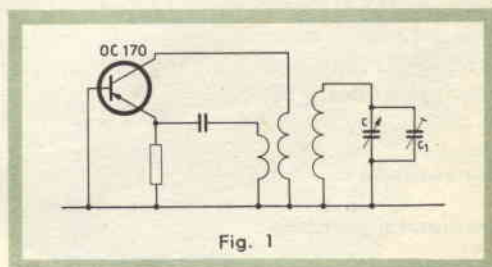


Fig. 1

tra 972 kHz e 2052 kHz (media frequenza = 452 kHz).

Nel circuito descritto, il condensatore di sintonia ha il valore di 169 pF ($C_0 = 9$ pF). Il trimmer e l'induttanza della bobina del-

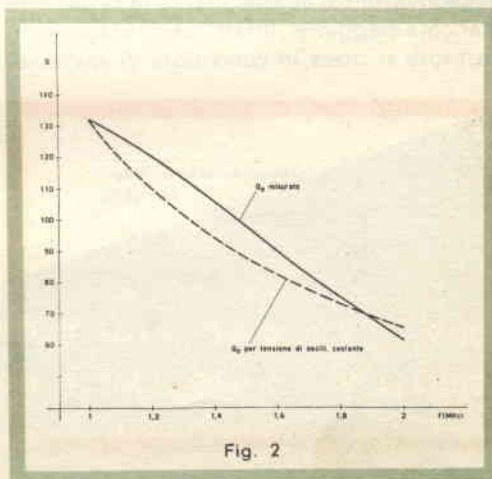


Fig. 2

l'oscillatore hanno il valore di 37 pF e 129 μ H rispettivamente (valori calcolati).

Data la completa indipendenza delle caratteristiche del transistor dalla frequenza, nel campo di frequenze considerato, la tensione dell'oscillatore, misurata entro tutta la gamma, è costante ed è influenzata solamente dall'impedenza dinamica del circuito accordato. Di conseguenza, per avere una tensione oscillante di valore costante in funzione della frequenza, il fattore di merito Q_0 , senza carico deve avere un certo andamento (il Q_0 , misurato alla frequenza di 1 MHz ed alla frequenza di 2 MHz è rispettivamente 135 e 70, come risulta dalla fig. 2).

Siccome l'eventuale bloccaggio dell'oscillatore (squegging) dipende dal valore del condensatore di accoppiamento all'emettitore, il valore massimo consentito di quest'ultimo è stato valutato in 68 nF (valore scelto = 33 nF).

In relazione al minimo fruscio la tensione dell'oscillatore, misurata alla tensione di batteria di 9 V, ammonta a 150 mV.

Riducendo a metà la tensione di alimentazione, la tensione oscillante diventa di poco superiore a 50 mV.

Convertitore

Oscillazioni parassite

Oscillazioni alla frequenza della F.I. possono aver luogo qualora sul collettore il segnale di F.I. risulti eccessivamente elevato. Questa situazione è identica a quella riscontrata in uno stadio di F.I. equipaggiato con un transistor OC 170. Nel caso del convertitore autooscillante la situazione è ancora peggiore. Infatti, se lo stadio convertitore si trova in condizioni di sovracca-

rico, il segnale di media frequenza viene riportato all'ingresso tramite il diodo collettore-base. Se il circuito di antenna si trova accordato sulla seconda o sulla terza armonica della media frequenza, lo stadio entra in oscillazione. Questo inconveniente è stato risolto introducendo una presa sul primario del filtro passabanda di F.I. in maniera tale che l'impedenza su questo punto non superi 10 k Ω .

Circuito d'ingresso

All'ingresso viene impiegato un circuito accordato con nucleo in ferrite. Per avere il minimo fruscio l'impedenza sulla presa

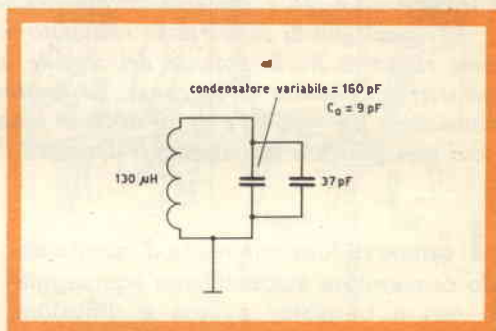


Fig. 4 - Circuito dell'oscillatore con valori dei componenti.

di questo circuito dovrebbe essere di 400 Ω (impedenza della sorgente dello stadio convertitore). Tuttavia, impiegando il nucleo in ferrite (4B) tale presa riduce la larghezza di banda. Per aumentare la larghezza di banda si deve passare su un valore di impedenza della sorgente pari a 1 k Ω , nel qual caso la figura di fruscio risulta di poco aumentata.

Padding

Il condensatore variabile impiegato nello stadio convertitore autooscillante rende necessario l'impiego di un condensatore padding nel circuito d'antenna. I punti di taratura si trovano alla frequenza di 593 kHz e 1527 kHz. I valori calcolati per i circuiti di aereo e di oscillatore sono indicati in fig. 3 e in fig. 4 rispettivamente.

Misure

La tensione dell'oscillatore in funzione della frequenza e la tensione della batteria misurata tra emettitore e massa sono indicati in fig. 6.

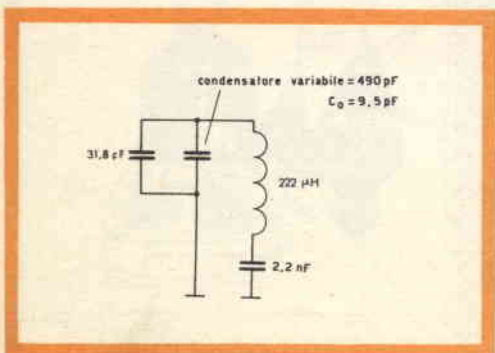
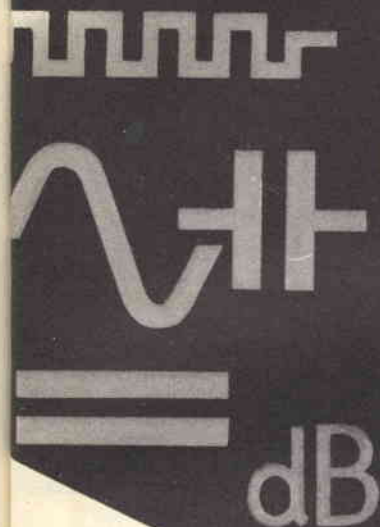


Fig. 3 - Circuito d'ingresso con i valori dei componenti.

07-VTR 5

TESTER

PER RADIO E TV



Progettato e interamente costruito dalla

Cassinelli & C.

STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

Caratteristiche principali:

- ★ 7 campi di misura, per complessive 27 portate.
- ★ Volt c.a.: 15-50-150-500-1500 V.
- ★ Volt c.c.: 3-10-30-100-300-1000 V.
- ★ mA c.c.: 0,05-0,5-5-50-500 mA.
- ★ ohm c.c.: $\Omega \times 1$; $\Omega \times 100$
(campo di misura da 10 ohm a 1 M Ω).
- ★ ohm c.a.: $\Omega \times 1000$; $\Omega \times 10.000$.
(campo di misura da 10.000 Ω a 100 M Ω).
- ★ dB.: campo di misura da $-10 \div +62$ dB.
- ★ pF $\times 1$: da 0 \div 40.000 pF.
- ★ pF $\times 10$: da 0 \div 400.000 pF.
- ★ Commutatore centrale a spazzola a 16 posizioni.
- ★ Microamperometro a grande quadrante con equipaggio « antichoc ».
- ★ Misure d'ingombro: mm. 145 x 96 x 43.

Mod. T/560 - Resistenza interna 5000 Ω/V .
L. 9.000

Mod. T/561 - Resistenza interna 20.000 Ω/V .
L. 11.000

Borsa per detti.

L. 500

MOD. T/560 - 5.000 Ω/V L. 9.000

MOD. T/561 - 20.000 Ω/V L. 11.000

Borsa per detto L. 500

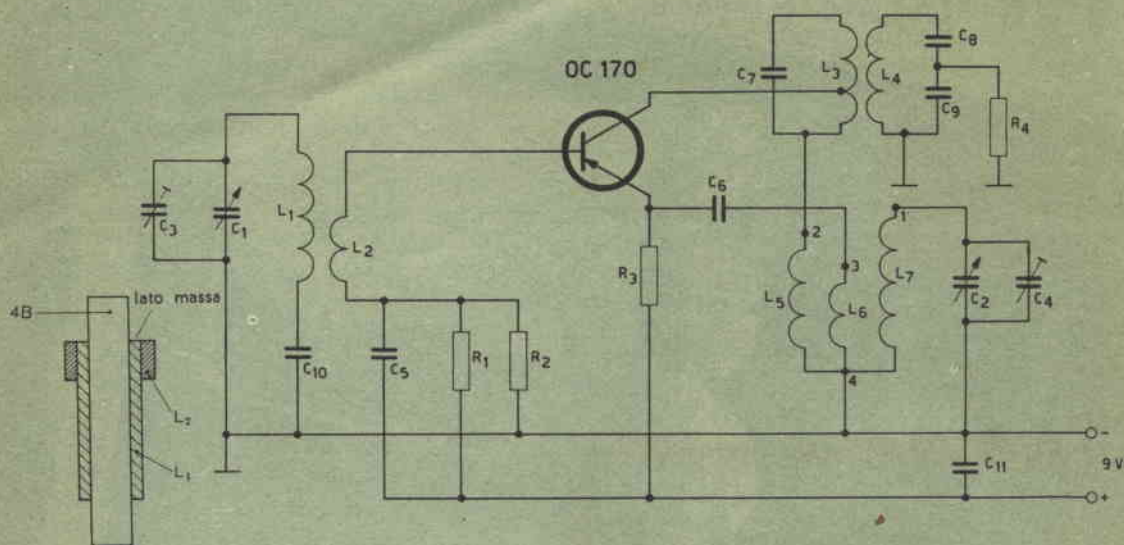


Fig. 5 - Schema elettrico dello stadio convertitore-autooscillante equipaggiato con il transistor OC 170.

Componenti

$R_1 = 5,6 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 1,8 \text{ k}\Omega$
 $R_4 = 2 \text{ k}\Omega$
 $C_1 = 490 \text{ pF}$
 $C_2 = 160 \text{ pF}$
 $C_3 = 60 \text{ pF max}$
 $C_4 = 60 \text{ pF max}$

$C_5 = 47 \text{ nF}$
 $C_6 = 33 \text{ nF}$
 $C_7 = 1 \text{ nF}$
 $C_8 = 1 \text{ nF}$
 $C_9 = 15 \text{ nF}$
 $C_{10} = 2,2 \text{ nF}$
 $C_{11} = 100 \text{ nF}$

$L_1 = 47 \text{ spire } (8 \times 0,04)$, diametro del supporto = 12 mm
 $L_2 = 4 \text{ spire } (8 \times 0,04)$
 $L_3 = 105 \text{ spire, } 124 \mu\text{H (presa alla 50.ma spira)}$
 $L_4 = 105 \text{ spire, } 124 \mu\text{H } (8 \times 0,04)$
 $L_5 = 6 \text{ spire } (8 \times 0,04)$
 $L_6 = 2 \text{ spire } (8 \times 0,04)$
 $L_7 = 104 \text{ spire } (8 \times 0,04)$

La conduttanza di ingresso dello stadio convertitore in funzione della frequenza del segnale misurata tra base e massa è indicata in fig. 7.

Il guadagno di conversione, indicato in fig. 8, è stato misurato in funzione della frequenza del segnale.

Esso viene definito come rapporto tra

potenza del segnale di F.I. nella resistenza di carico (impedenza d'ingresso dello stadio successivo di F.I.) collegata ai terminali di uscita del trasformatore di F.I. e la massima potenza del segnale a radio frequenza presente nel circuito di antenna.

In fig. 5 viene indicato lo schema del circuito e i rispettivi componenti.

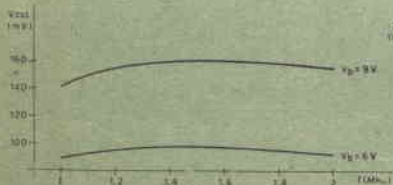


Fig. 6 - Tensione dell'oscillatore in funzione della frequenza per due differenti valori della tensione di alimentazione.

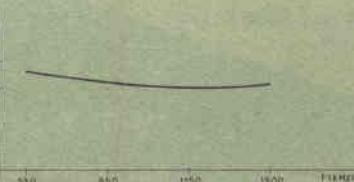


Fig. 7 - Conduttanza d'ingresso in funzione della frequenza.

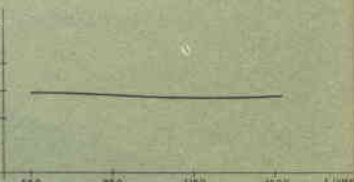


Fig. 8 - Guadagno di conversione in funzione della frequenza.

CAMPAGNA ABBONAMENTI 1962

L. 5.000 x L. 2.000

A chi invierà entro il 31 gennaio 1962 alla nostra Redazione, l'importo di L. 2.000, verrà abbonato ai 6 Numeri doppi della Rivista « Selezione di Tecnica Radio-TV » per il 1962, del valore di L. 1.800 ed in più riceverà:

N.° 1 Nuovo Catalogo Generale Illustrato G.B.C. del valore di L. 2.000.

N.° 1 Prontuario valvole (N.° 9) del valore di L. 500.

N.° 2 Transistori 2 N 18 F - 2 N 19 F del valore di L. 1.200.

TOTALE L. 5.500.

Abbonatevi subito, avrete tutto quando sopra indicato per sole L. 2.000.

Servizio dei Conti Correnti Postali

Certificato di allibramento

Versamento di L. **2000**

eseguito da

residente in

via

sul c/c N. **3-40678**

intestato a: **SELEZIONE DI**

TECNICA RADIO-TV MILANO

Addì (') 196.....

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Bollo e data dell'Ufficio accettante

N..... dal bollettario ch 9

SERVIZIO DEI CONTI CORRENTI POSTALI

Bollettino per un versamento li L. **2000**

(in cifre)

Lire **Due mila**

(in lettere)

eseguito da

residente in

via

sul c/c N. **3-40678** intestato a:

SELEZIONE DI TECNICA-RADIO-TV - MILANO

nell'Ufficio dei conti correnti di MILANO

Firma del versante

Addì (') 196.....

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Bollo e data dell'Ufficio accettante

Tassa L.

Cartellino del bollettario

L'Ufficiale di posta

Servizio dei Conti Correnti Postali

RICEVUTA di un versamento

di L. **2000**

(in cifre)

Lire **Due mila**

(in lettere)

eseguito da

via

sul c/c N. **3-40678**

intestato a: **SELEZIONE DI**

TECNICA RADIO-TV - MILANO

Addì (') 196.....

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Tassa L.

numerato di accettazione

Bollo e data dell'Ufficio accettante

L'Ufficiale di posta

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartello gommatto numerato o il bollo rettangolare numerato

La data deve essere quella del giorno in cui si effettua il versamento.

AVVERTENZE

Spazio per la causale del versamento. * La causale è obbligatoria per i versamenti a favore di Enti e Uffici pubblici *.

Per abbonamento a rivista "Selezione di Tecnica Radio - TV", 1962

Cognome

Nome

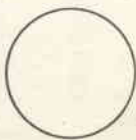
Indirizzo:

Parte riservata all'Ufficio dei conti correnti.

N. dell'operazione.

Dopo la presente operazione il credito del conto è di L.

Il Verificatore



ELENCO UFFICI POSTALI

1 - Roma	10 - Cagliari	19 - Perugia
2 - Torino	11 - Trieste	20 - Pescara
3 - Milano	12 - Salerno	21 - Reggio C
4 - Genova	13 - Bari	22 - Livorno
5 - Firenze	14 - Trento	23 - Novara
6 - Napoli	15 - Ancona	24 - Udine
7 - Palermo	16 - Catania	25 - Parma
8 - Bologna	17 - Brescia	26 - Lecce
9 - Venezia	18 - Como	27 - Varese
		28 - Verona

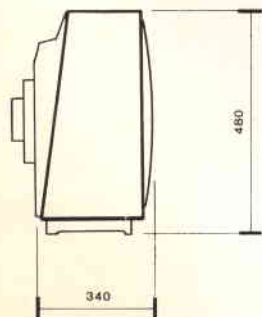
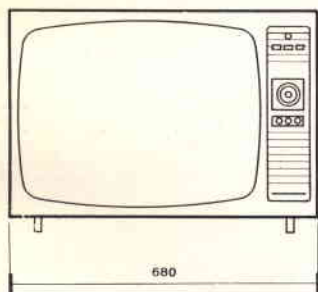
La ricevuta del versamento in C/C postale, in tutti i casi in cui tale sistema di versamento è ammesso, ha valore liberatorio per la somma pagata, con effetto dalla data in cui il versamento è stato eseguito.

FATEVI CORRENTISTI POSTALI!

Potrete così usare per i vostri pagamenti e per le Vostre riscossioni il POSTAGIRO esente da tassa, evitando perdite di tempo agli sportelli degli Uffici Postali.

Chi desiderasse ricevere per il 1962 la sola Rivista di « Selezione di Tecnica Radio-TV » dovrà inviarcì soltanto l'importo dell'abbonamento di L. 1.500.

I versamenti vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV Largo Richini, 4 MILANO e possono essere effettuati con assegno bancario, cartolina vaglia, oppure versando sul c.c.p. N.° 3/40678.



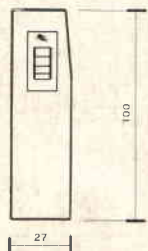
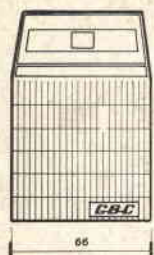
Televisore da 23"
 con cinescopio a 114",
 di modernissima concezione ed
 altissima sensibilità, con controllo
 automatico dell'amplificatore e
 fotocellula che regola
 automaticamente
 la luminosità ogni qual volta
 questa vari nell'ambiente.
 Schermo « bonded screen »
 che offre una panoramica visione
 anche in posizioni laterali.
 Gruppo UHF incorporato.
 19 valvole (34 funzioni).
 Altoparlante ellittico frontale.
 Comandi a tastiera.
 Ridotte dimensioni d'ingombro.
 Mobile di lusso.
 L. 270.000.

UT/123

GBC



AR/22



Radoricevitore supereterodina
a Transistor per Onde Medie.
6 Transistor + 1 diodo.
Alta sensibilità di ricezione
ed elevato rendimento acustico.
Mobile in plastica antiurto.
Alimentazione con batteria a 9 Volt
(tipo I/450-1).
Autonomia della batteria circa 50 ore.
Peso: g 230.
Impiegando l'alimentatore I/600
funziona con rete luce.
Prezzo L. 14.900.