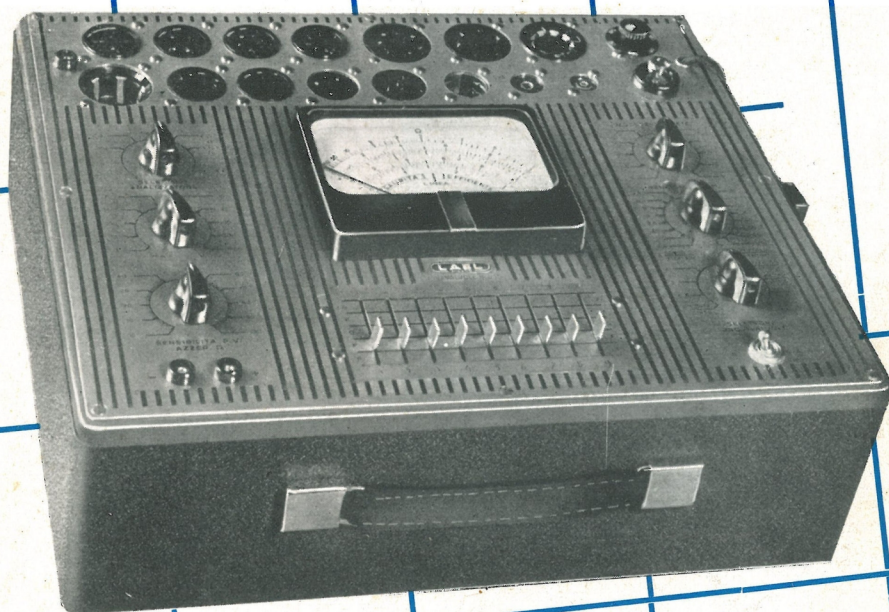


RADIOTECNICA

teorica e pratica

MENSILE DIRETTO DA G. TERMINI



**ANALIZZATORE
PROVAVALVOLE
MOD. 152**

VISITATECI AL PADIGLIONE DELLA RADIO ALLA FIERA CAMPIONARIA DI MILANO - STAND N. 15433

S.R.L.

LAEL
MILANO

MILANO, CORSO XXII MARZO 6, TELEF. 585.662

ANNO VII - N. 58 GENNAIO 1956

A.L.I.

AZIENDA LICENZE INDUSTRIALI

FABBRICA APPARECCHI E MATERIALI RADIO TELEVISIVI
ANSALDO LORENZ INVICTUS

MILANO - VIA LECCO, 16 - TELEFONI 221.816 - 276.307 - 223.567



ANSALDINO

SERIE MINIATURA 6 VT

Apparecchio Super 5 valvole 2 campi d'onde medie e corte, forte e perfetta ricezione, mobilino bachelite color avorio, rosso, a richiesta, dimensioni:

ai rivenditori
 cm. 10 x 17 x 25 L. **9.000**
 cm. 15 x 20 x 33 „ **13.000**

Apparecchio a batterie e c.a., onde medie, portatile
 Prezzo a richiesta

Vasto assortimento di materiale Radio e TV
 Richiedere il nuovo listino illustrato e valvole

TESTER

1.000 ohm x V. L. **8.000**
 5.000 ohm x V. L. **9.500**
 10.000 ohm x V. L. **12.000**
 20.000 ohm x V.
 (tascabile) L. **10.000**
 A richiesta astuccio in vinpelle L. 500
 20.000 ohm x V. L. **17.000**

★

ANALIZZATORE ELETTRONICO

Serie TV . . . L. **40.000**



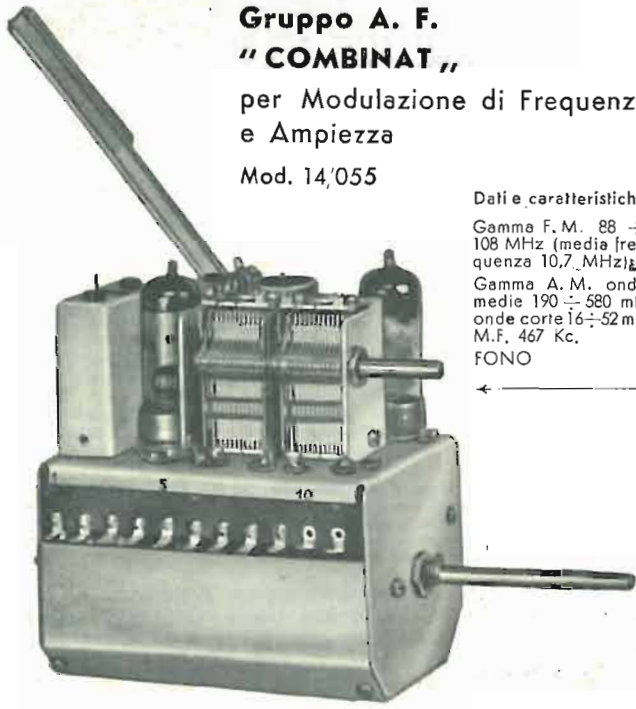
PROVAVALVOLE

10.000 ohm x Volt con zoccoli di tutti i tipi con pile o i Noval TV L. **30.000**

Antenne televisive ★ Cavi ed accessori per impianti antenne TV e M.F. ★ Strumenti di misura e controllo Radio e TV ★ Valvole ricambi Radio e TV

RADIOPRODOTTI "SABA"

M.F. ★ Un nuovo gruppo per le nuove realizzazioni ★ A.M.



Gruppo A. F.

"COMBINAT"

per Modulazione di Frequenza e Ampiezza

Mod. 14/055

Dati e caratteristiche

Gamma F. M. 88 ÷ 108 MHz (media frequenza 10,7 MHz) ± 1
 Gamma A. M. onde medie 190 ÷ 580 mt. onde corte 16 ÷ 52 mt. M.F. 467 Kc.

FONO

Trasformatore di Media Frequenza

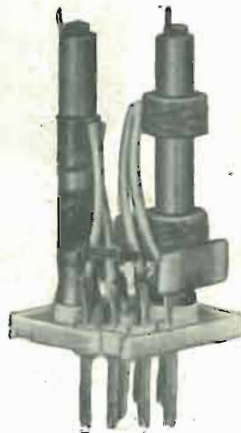
"COMBINAT"

per Modulazione di Frequenza e Ampiezza

Mod. 14/019

10,7 Mc - 467 Kc

Rivelatore a rapporto 10,7 MHz + Media Frequenza 467 Kc



SANDRI CARLO

MILANO

VIA S. VENIERO, 38 - TELEFONO 99.03.09

NUOVO MICROTESTER - 22

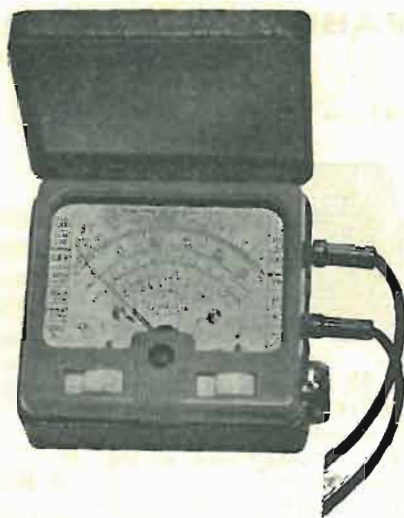
5000 Ω p. v. cc. - ca.

Derivato dal precedente Mod. **AN 20**
di **INSUPERATO SUCCESSO**

IL PIÙ PICCOLO perchè è stato ridotto lo spessore per renderlo ancora più tascabile

IL PIÙ PERFETTO perchè è stato ancora migliorato nella sua costruzione

IL PIÙ ECONOMICO perchè è stato portato ad un prezzo bassissimo e ciò per la sua fabbricazione in grandissima serie



V	cc.	2.5 - 10 50 - 250 - 1000
V	ca.	2.5 - 10 - 50 - 250 - 1000
mA	cc.	1 - 100 - 1000
Ω		15.000 - 1.500.000
db		da - 10 a + 50

Dimensioni
m/m 95 x 84 x 45

PREZZO L. 7500

franco ns. stabilimento
compreso coppia puntali

L'astuccio fa già
parte dell'apparecchio

L'APPARECCHIO DI CLASSE A BASSO PREZZO



ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA

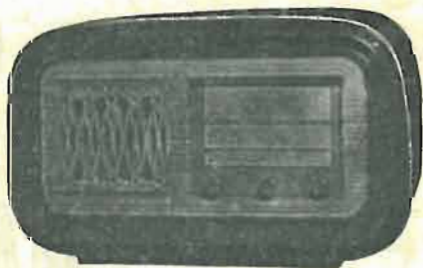
BELLUNO - Via Col di Lana, 36 - Tel. 4102

MILANO - Via Cosimo del Fante 14 - Tel. 383371

GENOVA - Via Sottoripa 7 - Tel. 290217
FIRENZE - Via Porta Rossa 6 - Tel. 298500
NAPOLI - Via S.M. Ogalbene 10 - T. 28341
CAGLIARI - Viale S. Benedetto - Tel. 5114
PALERMO - Via Rosolino Pilo 28 - Tel. 13385

Un prezzo d'eccezione!

F.A.R.E.F.



MOD. 02A

Questo modello di scatola di montaggio per sole lire **12.990** è una supereterodina 5 valvole Rimlock E 2 gamme d'onda e fono.

Dimensioni: 42 x 24 x 20 completa di valvole, mobile e schemi.

F.A.R.E.F. RADIO - Milano, Via Volta 9 - Tel. 666.056



F.I.S.E.L.

FABBRICA ITALIANA
STRUMENTI ELETTRICI

MILANO

Via G. Agnesi, 6
Tel. 580.819

TECNICI, RIVENDITORI ED AMATORI TV, SONO INVITATI A PRENDERE VISIONE DEL NUOVO, RIVOLUZIONARIO TELEVISORE.

**MICRON
T 11/WS**

posto in vendita
sia montato che in
scatola di montag-
gio a prezzi imbattibili.



SCATOLA DI MONTAGGIO L. 30.000
KIT VALVOLE " 16.336
Cinescopi MW 36-44 L. 16.000
MW 43-64 L 20.000 - MW 53-20 L. 30.000

Tutti i prezzi al netto più tasse

La scatola di montaggio, oltre che completa ed in parti staccate, viene anche venduta frazionata in n. 5 pacchi da L. 6.600 l'uno.

Può essere equipaggiato indifferentemente con cinescopio da 14, 17 o 21" e presenta (dati rilevati presso laboratori della RAI) i seguenti valori di sensibilità:

tenuta di entrambi i sincronismi con segnale di 350 μV
immagine commerciale » » » 600 μV
Fedeltà di riproduzione fino a 5,75 M.

Sincronizzazione orizzontale con AFC. - Consumo dell'apparecchio: 85 W con rete a 220 V. - Messa a punto gratuita; RISULTATI GARANTITI. - Guida al montaggio e tagliandi consulenza L. 600. - Maggiore documentazione a richiesta.

Per la messa a punto e manutenzione dei n/ televisori istruzioni gratuite presso la n/ sede ai tecnici di ditte che intendono trattare n/ apparecchi. Il montaggio e la messa a punto del T 11/WS, con o senza l'aiuto della n/ consulenza tecnica, costituiscono un sistema razionale e rapido per l'istruzione di abili tecnici.

PREZZI APPARECCHI FINITI E COMPLETI, AL PUBBLICO: -
T 11/14"WS L. 119.000 - T 11/17"WS L. 138.000 - T 11/21"WS L. 178.000
Sconti d'uso ai soli rivenditori

MICRON Corso Industria, 68 - Telef. 2757 - ASTI

Eletromeccanica TROVERO

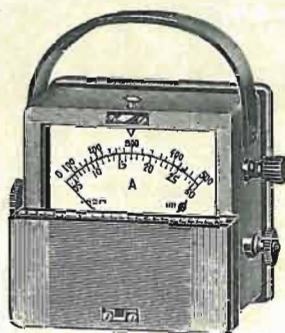
MILANO - Via C. Botta, 32 - Tel. 59.35.90

ISTRUMENTI ELETTRICI DI MISURA



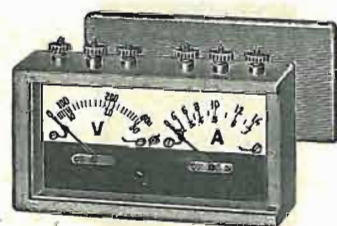
Mod. ET Ø 60

AMPERVOLT



Mod. EP1 mm, 125 x 115 x 70

MOD. EP1



Mod. EPO mm. 112 x 65 x 40

RIPARAZIONI ACCURATE

APPARECCHIATURE SPECIALI



Laboratorio Terzano
della F. E. S.

Terzano (Bolzano)
Via G. Marconi, 45

TERMISTORI

per **Televisori**
per la **Radiotecnica**
per l'**Elettrotecnica**

Rappresentante per l'Italia:

Ing. KORILLER

Via Borgonuovo 4 - Milano - Telefono 63.13.18

LESA
Musica perfetta in ogni caso

Lesaphon

APPARECCHI FONOGRAFICI - NUMEROSI MODELLI
Chiedete catalogo - Invio gratuito
LESA S.p.A. - Via Bergamo 21 - MILANO

Vorax Radio

Minuterie, viterie; pezzi staccati per la radio e la televisione

Strumenti di misura - Scatole di montaggio

MILANO - Viale Piave, 14 - Telef. 793.505



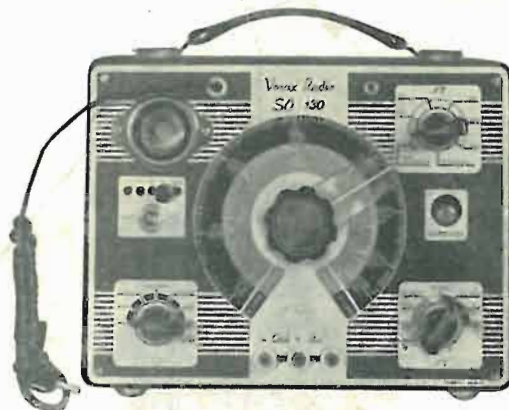
Testerini tascabili

S.O. 113 — 1000 Ohm/V.

S.O. 111 — 5000 Ohm/V.

S.O. 115 — 10.000 Ohm/V.

- ◆ Precisione e stabilità elevatissime.
- ◆ Scale ad ampio quadrante.
- ◆ Per qualunque esigenza di collaudo, di ricerca e di riparazione.



Capacimetro ohmmetro S.O. 130

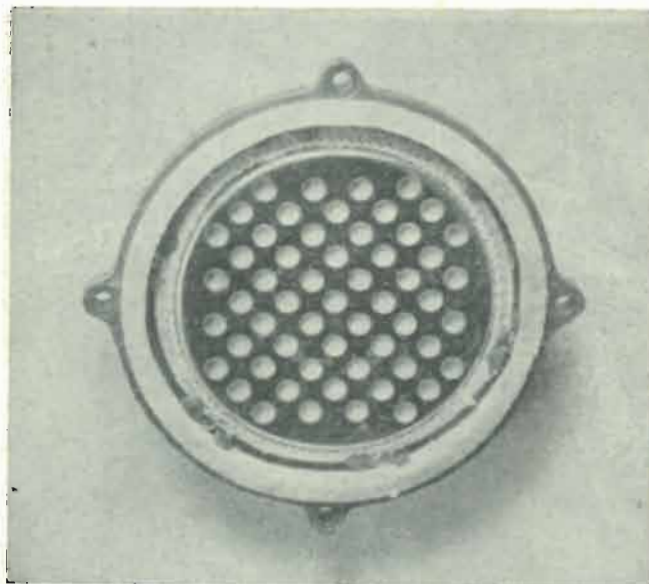
Ponte di misura con tubo catodico EM34 per rivelazione del bilanciamento.

- ◆ 4 portate da 0,1 ohm a 250 Mohm (lettura diretta su quattro scale).
- ◆ 3 portate da 4 pF a 100 Micro Farad con lettura diretta.
- ◆ Misura del fattore di potenza da 0 al 50 per cento.
- ◆ Controllo della dispersione e dell'isolamento dei condensatori.
- ◆ Dimensioni: 240 x 180 x 130; peso: circa 4 Kg.



Oscillatore modulato S.O. 122

- ◆ 8 gamme, di cui due in 2^a armonica, una in 3^a armonica e due allargate, distribuite fra 147 Kc/s e 27 Mc/s.
- ◆ Attenuatore a scatti ed a variazione continua.
- ◆ Modulazione interna ed esterna con uscita anche a 400 c/s.
- ◆ Realizzazione compatta ad altissima stabilità, con variazione trascurabile.
- ◆ Dimensioni: 240 x 180 x 130 mm. peso: circa 2,95 Kg.



ALTOPARLANTI ELETTROSTATICI

RUFA - DIETZE per suoni alti

campo di frequenza da 3000 Hz a 20.000 Hz
dimensioni: Ø mm. 80 x 20 - peso gr. 40

per apparecchi radio e televisori ad alta fedeltà

Prezzo: Lire 950 + TR. + I.G.E.

Rappresentante Generale per l'Italia:

ING. E. KORILLER - MILANO

Via Borgonuovo, 4 - Telef. 666.693 631.318 - Teleg. Koriller



Radio Electa

MUSICALITÀ PERFETTA

A. GALIMBERTI

MARCHIO DEPOSITATO

MILANO

Via Stradivari 7 - Tel. 20.60.77

COSTRUZIONI RADIOFONICHE

Ditta **P. ANGHINELLI**

Scale radio - Cartelli pubblicitari artistici
Decorazioni in genere (su vetro e su metallo)

LABORATORIO ARTISTICO

Perfetta attrezzatura ed Organizzazione. Ufficio Progettazione con assoluta Novità per disegni su Scale Parlanti - Cartelli Pubblicitari - Decorazioni su Vetro e Metallo - Produzione garantita insuperabile per sistema ed inalterabilità di stampa - Originalità per argentatura colorata - Consegna rapida - Attestazioni ricevute dalle più importanti Ditte d'Italia - Sostanziale economia - Gusto artistico inalterabilità della lavorazione

MILANO

Via G. A. Amadeo, 3 - Tel. Laborat. 29.22.66 - Abitaz. 29.70.60
Zona Monforte - Tram 24 - 28 - Autobus O - E

i nuovi radioricevitori

BI-AMPLI



PHILIPS

- 2** canali separati.
- 2** amplificatori separati, uno per le note alte e l'altro per le note basse.
- 2** altoparlanti separati, adatti ognuno alla propria gamma di suoni.

- assenza di distorsione • linearità di riproduzione • fedeltà assoluta anche a pieno volume • distribuzione regolare della musica nell'ambiente • possibilità di adattare la riproduzione al gusto personale, mediante due regolatori di tono separati e continui.



radiotecnica televisione

MENSILE DI TEORIA E PRATICA

SOMMARIO N. 58 - GENNAIO 1956

EDITORE R.T.V.

SEDI:

Via privata Bitonto, 5
Milano
Via Lario, 73
Monza

PUBBLICITA'

telef. 684.129
Milano

CONTO CORRENTE POSTALE

3/11092 - « radiotecnica »

« radiotecnica-televisione »
esce mensilmente a Milano.

Un fascicolo separato costa L. 200 nelle edicole e può essere prenotato alla nostra Amministrazione inviando L. 170.

ABBONAMENTI

3 fascicoli L. 540 + 20 I.g.e.
6 fascicoli L. 950 + 20 I.g.e.
12 fascicoli L. 1900 + 40 I.g.e.

ESTERO

12 fascicoli L. 3000 + 60 I.g.e.

Gli abbonamenti possono decorrere da qualsiasi numero.

OFFERTE SPECIALI

I fascicoli arretrati di « radiotecnica e televisione » costituiscono un'autentica ENCICLOPEDIA DELLA RADIO per la vastità degli argomenti in essi contenuti. Per venire incontro alle numerose richieste pervenute in questi ultimi tempi abbiamo deciso di presentare le seguenti offerte eccezionali con la certezza che saranno gradite ai nostri lettori.

ARRETRATI A SCELTA

1 arretrato	L. 200
3 arretrati	L. 550
6 arretrati	L. 940
9 arretrati	L. 1300
12 arretrati	L. 1600

ARRETRATI FINO al N° 58

20 arretrati	L. 2000
30 arretrati	L. 2800
40 arretrati	L. 3600
50 arretrati	L. 4500

COMBINAZIONI

Abbonamento annuale
più 6 arretrati L. 2700
Abbonamento semestrale
più 6 arretrati L. 1700
Dal n° 17 (inizio corso TV) fino al
n° 63 (1° semestre 1956) L. 4500

NUMERI ESAURITI

1 - 2 - 10 - 22 - altri numeri fra il 3 ed il 30 sono disponibili in un numero molto limitato di copie.

Polveri di ferro carbonile per nuclei magnetici	P. S.	241
Innovazioni e perfezionamenti	G. Termini	243
Ricevitore a due tubi M 71 N	M. Marcucci	245
Dizionario di tecnica elettronica (21)	G. Termini	247
Dizionario di tecnica elettronica (22)	G. Termini	248
Dizionario di tecnica elettronica (23)	G. Termini	253
Dizionario di tecnica elettronica (24)	G. Termini	254
Transricevitore per 144 Mc/s	Gaby-Berr	255
Esame sistematico degli stadi di un televisore	G. Termini	257
Calcolo di un autotrasformatore	S. Polo	259
Consulenza	P. Soati	261

INDICE DEGLI INSERZIONISTI

A.I.I. - Apparecchi e materiali radiotelevisivi	235
ANGHINELLI P. - Scale radio, ecc.	238
G. B. CASTELFRANCHI	265
CHINAGLIA	236
DOLFIN - DO.RE.MI.	256
ENERGO ITALIANA - Fili autosaldanti - Deossidanti	264
F.A.R.E.F. - Scatole di montaggio, ecc.	236-256-264
FES - Termistori	237
F.I.S.E.L. - Strumenti di misura	236
GALIMBERTI A. - Costruzioni radiofoniche	238
KORILLER	238
LA RADIOTECNICA di M. FESTA	256
ICE	IV di copertina
IESA	237-263
MEGA RADIO	263
MONTI	256
MECRONIC	266
MICRON	236
NOVA	264
PHILIPS	239
SABA di SANDRI CARLO	235
SCUOLA POLITECNICA ITALIANA	II di copertina
STOCK RADIO	III di copert.
SUVAL	263
TES	249-250-251-252
TROVERO - Elettromeccanica	237
UNA - Apparecchi radioelettrici	I di copertina
VORAX	238

Direttore

P. SOATI

Direttore Responsabile

G. TERMINI

★

Autorizz. Trib. di Milano N. 2072

★

Arti Grafiche A. Gorlini - Milano

Abbonatevi a "radiotecnica-televisione" la rivista mensile più diffusa in Italia che insegna e che diletta!

★

Prossimamente un Corso dialogato di "Tecnica elettronica" su queste pagine.

L'impiego delle polveri di ferro carbonile per nuclei magnetici

PARTE II

Elaborazione di P. Sosti

Il materiale relativo all'argomento in questione, di cui si è iniziata la pubblicazione a pag. 207 (fascicolo N. 57), è stato fornito gentilmente dalla S.p.A. Mario Alberti, con sede in Milano, piazza Castello, 4, in veste di rappresentante per l'Italia della "The mond nickel Cy Lid di Londra", che ora si ringrazia vivamente.

Trattazione analitica.

Si è stabilito che per intensità di campo piuttosto limitate quali quelle che si ottengono generalmente nelle comunicazioni elettriche (e cioè fino a circa 10 oersted), le perdite in c.a. introdotte nel nucleo possono essere espresse nella seguente forma:

$$R = fL\mu_c (\alpha B_m + c + ef) \text{ ohm}$$

nella quale

f è la frequenza in periodi al secondo, L l'induttanza in Henry, μ_c la permeabilità del nucleo B_m la densità massima del flusso in Gauss α la costante di perdite per isteresi, c la costante di perdite ed e la costante di perdite per correnti parassite.

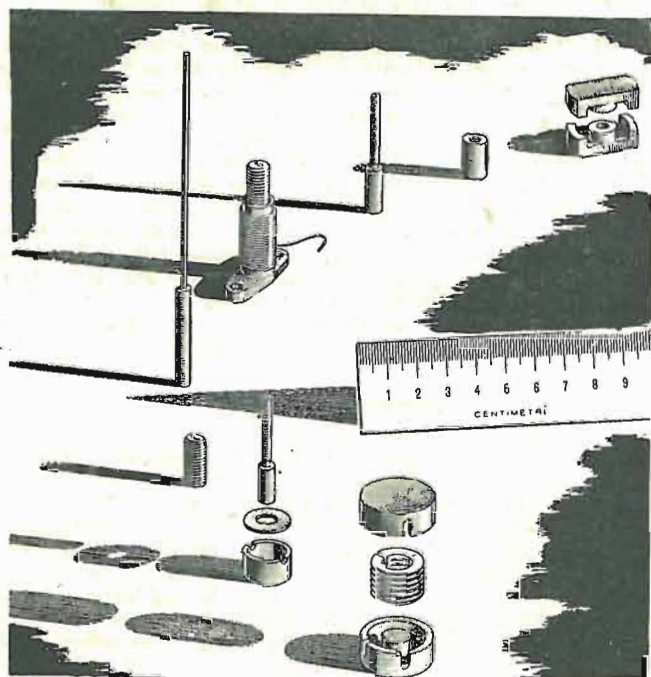
A quanto sopra debbesi aggiungere la resistenza effettiva dell'avvolgimento che comprende la sua resistenza ohmica ed in più una resistenza addizionale dovuta alle perdite per correnti parassite nelle spire. Quest'ultima resistenza dipende dal tipo e dal diametro del filo usato. Le perdite ad essa imputabili saranno della stessa forma di quelle dovute alle correnti parassite del nucleo ed una distinzione analitica può riuscire difficoltosa. Altre perdite proporzionali al cubo della frequenza saranno causate dagli effetti associati alla capacità dell'avvolgimento: le proprietà dielettriche del nucleo contribuiscono a tali perdite in quanto che il nucleo medesimo può intercettare il campo elettrostatico.

Nella Tabella I sono dati i valori per le costanti di perdite del nucleo riferiti alle perdite di carbonile «Mond».

Si può notare come per le applicazioni in bassa frequenza le principali perdite nel nucleo sono quelle provocate dal magnetismo residuo e dai fenomeni isteretici: alle frequenze portanti tutte le perdite possono acquistare la stessa importanza. Alle frequenze radio le perdite per correnti parassite hanno effetto preponderante ed arrivano perfino a superare quelle dovute alla resistenza ohmica dell'avvolgimento. Per tale motivo le dimensioni del nucleo influiscono in misura molto limitata sul valore del coefficiente Q e ciò spiega lo sviluppo di avvolgimenti e di nuclei piccolissimi per induttanze ad alto fattore di merito da usarsi per tale campo di frequenze.

In talune applicazioni in cui più che il coefficiente Q hanno maggiore importanza considerazioni di altro genere, è conveniente l'impiego di nuclei di ferro in polvere. Ad esempio la regolazione dell'induttanza può essere effettuata mediante movimenti del nucleo e dell'avvolgimento. Qualora occorra coprire un intervallo piuttosto esteso di induttanza, come nel caso dei regolatori di sintonia a variazione di permeabilità privi di condensatori variabili, tale risultato può essere raggiunto ricorrendo a nuclei aventi una permeabilità più alta di quella corrispondente al valore ottimo di Q . Quando invece l'induttanza debba variare entro limiti piuttosto esigui, come si verifica nel caso della messa a punto degli induttori di circuiti regolari in serie, lo scopo si raggiunge senza influire sul valore di Q .

Un altro esempio nel quale l'elevata permeabilità effettiva riveste maggiore importanza del fattore di merito, lo si trova nell'uso dei nuclei di ferro in polvere destinati ad aumentare l'efficienza delle antenne radiorecipienti, come nel caso di piccole radio portatili o di radiogoniometri.



Tipi di nuclei comunemente usati nei radiorecipienti.

Fig. 1

Considerazioni sugli avvolgimenti.

Basse frequenze (filtri, bobine di accoppiamento, ecc.).

I nuclei di ferro carbonile trovano un utile impiego nel campo delle audio frequenze, a partire da poche centinaia di cicli/secondo in poi, qualora siano richiesti induttori di particolare precisione. Sebbene valori più elevati di Q si possano ottenere con spire avvolte sopra dei nuclei costituiti da elementi laminati di leghe al ferro-silicio o ferro-nickel, va tenuto presente che tali spire danno luogo a sensibili variazioni di induttanza al variare della tensione alternativa applicata, oppure per effetto della corrente continua di polarizzazione. Nella maggior parte dei casi, con un nucleo di disegno corretto, queste variazioni sono trascurabili essendo dell'ordine di una frazione del 1%.

Le più importanti applicazioni sono quelle attinenti le bobine di accoppiamento per telefonia, avvolgimenti per filtri di precisione ed induttanze campione.

Nelle basse frequenze è necessario sfruttare, dal punto di vista del fattore di merito, la permeabilità effettiva di un nucleo di materiale polverizzato nel modo più completo. Ciò equivale ad affermare che per evitare dispersioni di flusso è essenziale l'uso di nuclei toroidali. Questi ultimi offrono anche il vantaggio di permettere un'efficace protezione dell'avvolgimento senza pregiudizio del valore di Q e senza apprezzabile aumento dell'ingombro. Il coefficiente Q dipende in buona parte dalle dimensioni del nucleo. Con le dimensioni disponibili attualmente è possibile realizzare induttanze di molti Henry con fattore di merito che si aggira sui 200.

Qualora sia necessario ottenere un valore molto elevato dell'induttanza è necessario dedicare particolare attenzione agli effetti della capacità propria dell'avvolgimento che oltre

ad aumentare le perdite, introduce una variazione di induttanza al variare della frequenza. Tali effetti si eliminano sezionando l'avvolgimento. La *tabella 1* a mostra le caratteristiche di un induttore tipo per *audio frequenze* e fornisce qualche indicazione circa l'importanza di questi effetti che, verosimilmente, si possono osservare anche a basse frequenze. I valori capacitivi sono riferiti ad avvolgimenti a strati multipli con e senza appropriato sezionamento.

Frequenze medie (apparecchiature telefoniche a frequenza portante).

Su queste frequenze comprese, fra le frequenze radio e quelle audio (cioè fra 10.000 e 500.000 c/s) i nuclei di ferro carbonile forniscono le migliori prestazioni purchè ci si attinga a particolari norme di costruzione. Per la gamma di frequenza più alte bisogna tenere particolare conto delle perdite per correnti parassite che si possono verificare tanto nel nucleo quanto nell'avvolgimento e degli effetti dovuti alla capacità di quest'ultimo e che sono di maggiore importanza.

L'avvolgimento che dovrà essere effettuato con fili composti deve essere sezionato e distanziato dal nucleo, tenendo presente che la diminuzione dello spazio disponibile per l'avvolgimento è meno essenziale a causa della minore importanza della sua resistenza ohmica. Con adatti accorgimenti è possibile realizzare nuclei toroidali di modeste dimensioni con valori del coefficiente *Q* fino a 300 ed anche 400. Questi valori possono essere raggiunti, sulle frequenze più elevate, con nuclei a coppetta o del tipo chiuso, i quali offrono notevoli vantaggi per la facilità di sistemazione dell'avvolgimento e per la messa a punto dell'induttanza, ma che presentano qualche inconveniente per non indifferenti dispersioni di flusso. Ciò significa che un'efficace protezione è difficile senza riduzione del fattore di merito o senza far ricorso a elementi di notevoli proporzioni.

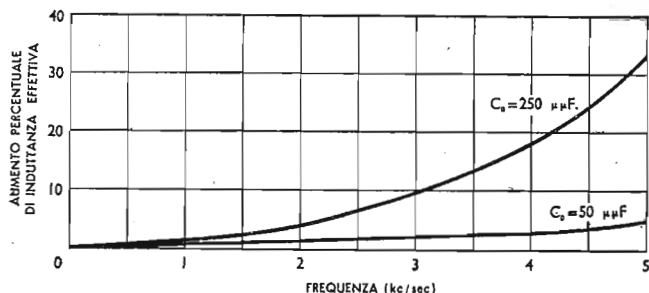
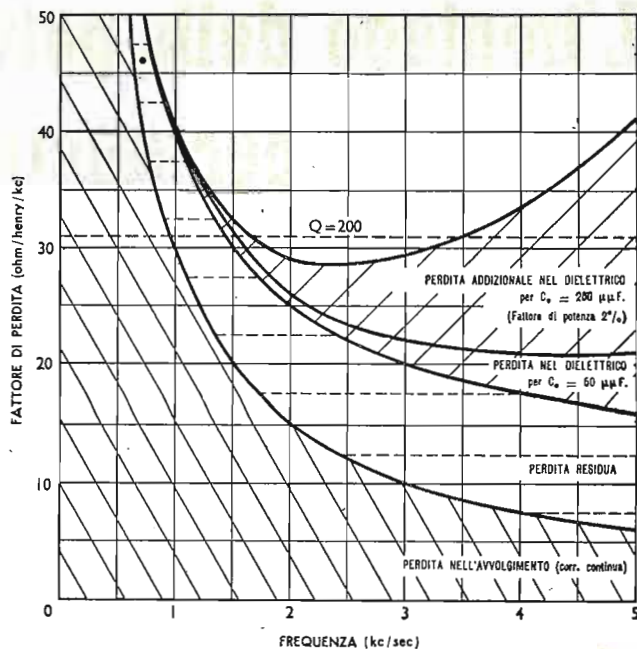
Alte frequenze (radioricevitori e televisori).

I nuclei preparati con polveri di ferro carbonile sono molto usati sia per i trasformatori di *media frequenza* sia per i gruppi ad *alta frequenza*. Con questi nuclei è possibile coprire nei radioricevitori e nei televisori una gamma di frequenza compresa fra i 200 kc/s ed i 50 Mc/s ed anche più. In questo genere di applicazione le principali perdite sono da imputare alle correnti parassite del nucleo e dell'avvolgimento. Dato che del nucleo è possibile realizzare avvolgimenti molto piccoli ad alto fattore di merito. Inoltre, causa l'aumento della frequenza, il valore ottimo della permeabilità diventa più basso di quello ottenibile con un nucleo di forma toroidale.

Di conseguenza può essere tollerata una diminuzione della permeabilità effettiva, ed è quindi possibile impiegare svariati tipi di nucleo a circuito magnetico aperto oppure parzialmente chiuso. La fig. 2 ne indica un certo numero.

E' anche molto importante dedicare molta attenzione al tipo di avvolgimento da adottare altrimenti i vantaggi offerti dai nuclei che presentano perdite estremamente basse rischiano di essere neutralizzati. In primo luogo, per diminuire le perdite nel dielettrico, è necessario ridurre quanto più è possibile la capacità, ciò che si ottiene sia sezionando gli avvolgimenti che distanziando le spire: soltanto materiali con elevate proprietà isolanti quali ad esempio il *polistirene* potranno essere impiegati per la costruzione dei supporti. Secondariamente, per abbassare le perdite del rame alle frequenze inferiori (fino a circa 5 Mc/s), per le quali sono indispensabili avvolgimenti a strati multipli occorre usare conduttori composti con un grande numero di fili elementari. A frequenze più elevate possono essere sufficienti avvolgimenti a strato unico fatti con filo semplice a spire distanziate. La messa a punto delle induttanze può essere convenientemente effettuata usando nuclei con filettatura oppure muniti di prigionieri in ottone. Questa operazione ha importanti applicazioni alle frequenze più elevate, quando si debbono proporzionare gli avvolgimenti costituiti soltanto da poche spire. Va tenuto presente che ricorrendo alla regolazione dell'induttanza a determinati circuiti può essere assegnata una capacità addizionale più o meno piccola in aggiunta a quella accidentale, la qual cosa permette il raggiungimento di elevati valori di impedenza ed il conseguente miglioramento di guadagno del circuito.

I regolatori di permeabilità possono anche essere usati per abbracciare complete gamme d'onda, ciò che risulta particolarmente utile quando è importante il risparmio di spazio come si verifica per i ricevitori portatili o per gli autoradio. In questo caso è indispensabile usare nuclei di polveri ad alta permeabilità, come ad esempio i tipi MC o MCP, nonchè nuclei ed avvolgimenti con un elevato valore del rap-



Comportamento di un induttore (L = 1 henry) avvolto su di un nucleo toroidale avente permeabilità dell'ordine di 50, con valori della capacità propria di 50 e 250 µµF. Le curve del diagramma superiore esprimono le perdite totali, dato che alle frequenze in questione le perdite per correnti parassite sono trascurabili, il diagramma inferiore mostra l'influenza della capacità propria sull'induttanza effettiva.

Fig. 2

porto lunghezza/diametro allo scopo di ottenere una variabilità sufficiente a coprire l'intervallo di frequenza richiesto. (Continua)

Impiegati!

IL CORSO O.C.C.S.A.

è il vostro corso!

infatti con pochi mesi di studio per corrispondenza e con la minima spesa il nostro Corso Speciale di **CONSULENTE SINDACALE D'AZIENDA** Vi offre le seguenti eccezionali possibilità:

- I. Una facile e rapida carriera
- II. Reddito mensile di 100.000 ed oltre
- III. Un titolo statale per l'esercizio della libera consulenza che (ai sensi della legge 23 nov. 1939 N. 1815) è da considerarsi equivalente all'iscrizione all'Albo dei ragionieri

Riceverete, senza alcuna spesa od impegno, le più complete e dettagliate informazioni inviando semplicemente il Vostro indirizzo alla

Direzione O.C.C.S.A. - Via Benedetto Marcello, 6 - MILANO

Non rimandate, potreste pentirvene per tutta la vita!

Se quanto sopra non riscuote il Vostro interesse, fate leggere il presente avviso a tutti i vostri conoscenti ed amici cui può interessare, ve ne saranno perennemente grati.

INNOVAZIONI E PERFEZIONAMENTI

Nuovo ricercatore di segnali (signal-tracer) con testa esploratrice per A.F. - B.F. non commutata.

(G. Termini, laboratorio di « radiotecnica-televisione », dicembre 1955).

Tra i diversi mezzi con i quali si effettua la ricerca dinamica dei guasti, si è rapidamente imposto per praticità una apparecchiatura provvista di testa esploratrice ed avente la possibilità di rilevare una tensione modulata in ampiezza, oppure una tensione a frequenza acustica, ricercata nei circuiti che si comprendono fra i morsetti d'ingresso e la bobina mobile dell'altoparlante di un ricevitore o di un amplificatore. Da qui il così detto *signal-tracer* che comprende un amplificatore per frequenze acustiche, preceduto da un rivelatore, per lo più a cristallo, nel quale si ricorre alla commutazione manuale per passare dalla tensione modulata alla modulante. La soluzione di indubbia portata pratica sulla possibilità di escludere tale commutazione, qui riportata nello schema della fig. 1, riguarda l'uso di una testa esploratrice comprendente un trasformatore aperiodico (2-3), un condensatore di 500 pF (4), un resistore di 1 M-ohm (5) un condensatore di 5000 pF (6) ed un condensatore di 200 pF (7). Il comportamento di questo insieme è molto semplice se si considera che la reattanza del condensatore 4 è inversamente proporzionale alla

stema con L e C in parallelo in quanto si hanno da considerare la capacità di uscita del pentodo, del diodo, dell'impedenza stessa, delle connessioni e così via. Con ciò si vuol dire che al carico anodico compete una frequenza di risonanza che deve necessariamente risultare minore della minima frequenza in gioco se si vuole che l'amplificazione dello stadio si mantenga sufficientemente costante entro l'intera gamma applicata all'ingresso del tubo. Da qui la necessità di adoperare un'impedenza di carico alquanto elevata o quanto meno, di diminuire la frequenza di risonanza connettendo in parallelo ad essa un condensatore (11) di capacità adeguata. Nel caso che si abbia, per esempio, un'induttanza di carico di 5 mH con capacità di 1,2 pF e quindi con frequenza propria di risonanza di 2070 Kc/s, si dovrà avere in parallelo una capacità di $31,7 - 1,2 = 30,5$ pF, pertanto realizzata con un condensatore fisso di 10 pF nel caso che le capacità parassite presenti all'uscita siano di 20 pF per ottenere una frequenza di risonanza di 400 Kc/s, inferiore cioè alla minima frequenza (465 Kc/s) che si ha nei moderni ricevitori a supereterodina.

Proseguendo nell'esame dello schema elettrico si vede che dal pentodo del tubo T1 si passa al diodo relativo e che si perviene successivamente all'ingresso di una coppia di stadi amplificatori realizzati con il tubo T2. Nel caso che si ado-

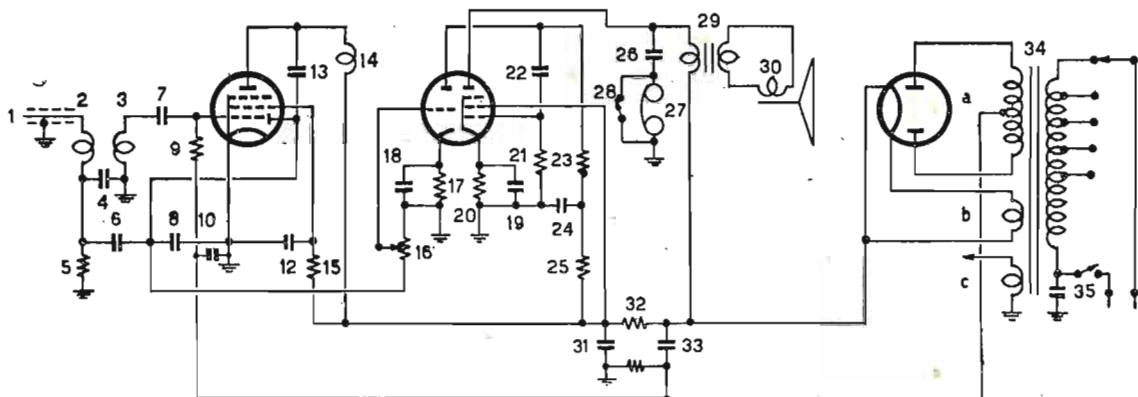


Fig. 1 - 1 - puntale esploratore; 2, 3 - trasformatore d'ingresso, primario 10 spire, secondario 50 spire, avvolg. a nido d'ape, supporto da 10 mm di diametro; 4 - 500 pF; 5 - 1 M-ohm, 1/4 W; 6 - 5000 pF; 7 - 200 pF; 8 - 100 pF; 9 - 1 M-ohm, 1/4 W; 10 - 50.000 pF; 11 - 50.000 pF; 12 - 150 pF; 13 - 150 pF; 14 - 5 mH; 15 - 0,1 M-ohm, 1/2 W; 16 - 1 M-ohm; 17 - 1000 ohm, 1/2 W; 18, 19 - 10 micro-F; 20 - 170 ohm, 1 W; 21 - 0,5 M-ohm, 1/4 W; 22 - 10.000 pF; 23 - 0,1 M-ohm, 1/2 W; 24 - 50.000 pF; 25 - 10 K-ohm, 1/2 W; 26 - 5000 pF; 27 - auricolari telefonici, 4000 ohm; 28 - interruttore; 29 - trasformatore di uscita, 7000 ohm, impedenza primaria; 30 - altoparlante magnetodinamico; 31, 33 - 32 micro-F, 350 V; 32 - 2 -ohm, 2 W; 34 - trasformatore di linea: a - 280 + 280 V, 60 mA; b - 4 V, 0,75 A; c - 6,3 V, 2 A; 35 - 10.000 pF. Il resistore in serie al -A.T. è di 50 ohm, 1/2 W.

frequenza e che esso costituisce per tale fatto, il ramo di chiusura per le correnti ad A.F. captate dalla testa esploratrice, mentre risulta invece equivalente ad una resistenza sufficientemente più elevata di quella del resistore 5 per le correnti a B.F. Si può cioè dire che nella testa esploratrice si verifica un effetto di filtrazione nel senso che le tensioni ad A.F., presenti ai capi del secondario 3 del trasformatore d'ingresso, sono invece nulle ai capi del resistore 5, in cui si stabiliscono soltanto le tensioni a B.F.

Il trasformatore per A.F. è ovviamente con rapporti in salita, non però sufficientemente elevato per realizzare un adattamento fra l'impedenza a carattere induttivo della testa, necessariamente molto bassa e quella molto più elevata d'ingresso del tubo in quanto si deve considerare che la reattanza del secondario è riportata al primario dall'accoppiamento trasformatore stesso. L'adattamento di cui sopra si realizza pertanto molto semplicemente con il condensatore 7 e con il resistore 9. Il pentodo amplificatore del tubo T1, che è del tipo con carico anodico ad impedenza, è accoppiato al diodo rivelatore mediante il condensatore 13. Da qui una tensione a B.F. ai capi del potenziometro 16 che rappresenta con il condensatore 8 il carico del rivelatore e che può ricevere anche, per tramite del condensatore 6, la tensione a frequenza acustica fornita in altri casi dalla testa esploratrice.

Il funzionamento in regime di amplificazione del tubo T1 è unicamente vincolato all'impedenza (14) del carico anodico che si deve considerare in realtà equivalente ad un si-

per il triodo-pentodo ECL80 ($V_f = 6,3$ V, $I_f = 0,3$ A) della « Philips » si ricava dal pentodo una potenza di uscita di 1 W con un carico anodico di 11 K-ohm ($V_a = V_g = 170$ V, $V_{g1} = -6,7$ V) per cui si stabilisce ai capi di esso una tensione

$$V_u = \sqrt{1.11000} = 104 \text{ V efficaci}$$

e pertanto con valore massimo $V_{max} = 147$ V che è ottenuto applicando all'ingresso una tensione eccitatrice di 6 V nel caso che il pentodo sia fatto funzionare in classe A. Si ha pertanto un'amplificazione uguale a $147/6 = 24,5$ unità che occorre moltiplicare con quella ricavata dal triodo e che è di 11,5 unità ($V_b = 170$ V, $R_c = 0,22$ M-ohm, $V_{g1} = -3,5$ V) per conoscere l'amplificazione complessiva ricavata dagli stadi di B.F. Si ha quindi $24,5 \cdot 11,5 = 281,75$ unità ed è quindi necessario avere all'ingresso del triodo del tubo T2 una tensione uguale a $147/281,75 = 0,52$ V per avere la massima potenza di uscita di 1 W. Da qui una sensibilità largamente adeguata alle esigenze pratiche di ricerca sui ricevitori e sugli amplificatori di B.F. alla quale può aggiungersi un'analoga conclusione circa l'uso di questo signal-tracer per gli stadi e frequenza portante ed a frequenza intermedia. Nè si può omettere di considerare, a scanso di equivoci, che lo schema elettrico che si riporta si riferisce al triodo-pentodo PCL82 della « Philips » e che con esso si consegue un'amplificazione sensibilmente più importante in conseguenza al valore più elevato della pendenza del pentodo (5,8 mA/V, anziché 3,3

mA/V) e di quella del triodo (3 mA/V, invece di 1,35 mA/V). Si comprende anche agevolmente che se si adopera il tubo ECL80 si richiede di modificare lo schema in questione in quanto è presente in tal caso un catodo unico. Le modifiche riguardano cioè il sistema di polarizzazione del pentodo di potenza che può effettuarsi, connettendo per esempio in serie al catodo una resistenza di 320 ohm. In tal caso la tensione di polarizzazione del triodo (- 3,5 V) può essere ottenuta per via separata purché si abbia l'avvertenza, beninteso, di interporre un condensatore da 10.000 pF tra il cursore del potenziometro 16 e la griglia in questione.

Generatore di segnali per ricevitori radiofonici normali (del tipo cioè p.p. AM), particolarmente semplice, caratterizzato da notevole stabilità.

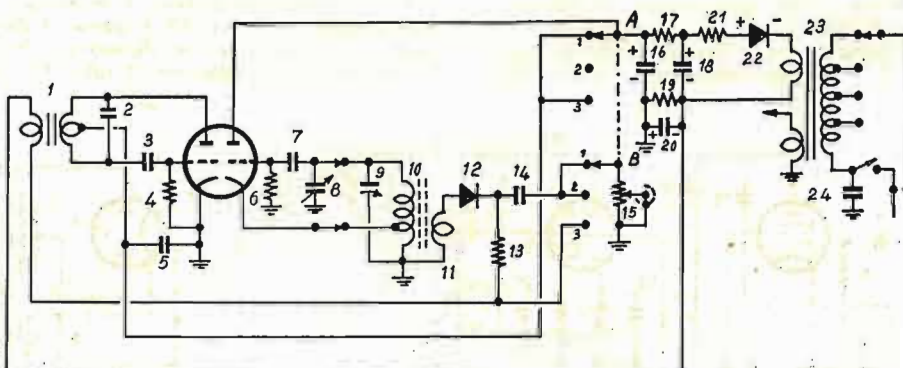
(G. Termini, laboratorio di « radiotecnica-televisione », gennaio 1956).

I notevoli perfezionamenti apportati dalla tecnica moderna nella struttura dei generatori di segnali, ovviamente raggiunti prescindendo dal costo e dall'ingombro, hanno scarsa importanza nella tecnica delle riparazioni in cui si richiedono invece degli apparecchi facilmente portatili e pertanto caratterizzati dal numero limitato dei tubi e dallo scarso valore della potenza richiesta per l'alimentazione. Da qui la parti-

te. Anziché applicare la modulante alla placca del triodo di destra, connettendo il secondario del trasformatore 1 a valle del carico anodico realizzato in tal caso, molto semplicemente, con un resistore, si è preferito adoperare un diodo modulatore a cristallo e pertanto del tipo a bassa impedenza, analogamente del resto a quanto è fatto dalla «General Radio» in non poche importanti realizzazioni.

La tensione continua, ricavata ai capi del resistore 19 e che è fatta pervenire al catodo del diodo a cristallo, ha lo scopo di stabilire il punto di lavoro in modo da avere una conduttanza non nulla anche per le semialternanze negative della tensione a R.F.

La modulante, che si sovrappone alla tensione negativa di polarizzazione del catodo del diodo, provoca una variazione a frequenza acustica di tale conduttanza e quindi una variazione di ampiezza della tensione a R.F. Da notare che con una disposizione del genere l'ampiezza della tensione a R.F. è limitata dalla curvatura della caratteristica del diodo e che tale limitazione, oltre a non pregiudicare le possibilità pratiche dell'apparecchio, appare molto conveniente in quanto richiedendosi di realizzare un accoppiamento molto lasco fra la bobina di accordo (10) e quella di alimentazione (11) del diodo modulatore, si ottiene anche di diminuire la resistenza del circuito stesso del modulatore riportata nel circuito oscillante dall'accoppiamento. Segue un valore particolarmente ele-



1 - trasformatore, rapporto 1:3, secondario con presa ad 1/3; 2 - 20.000 pF (determina la frequenza della modulante); 3 - 5000 pF; 4 - 50.000 ohm, 1/4 W; 5 - 50.000 pF; 6 - 50.000 ohm; 7 - 100 pF; 8 - 500 pF; 9 - trimmer di allineamento; 10 - bobina di accordo; 11 - accoppiamento, molto lasco; 12 - diodo al germanio OA71; 13 - 5000 ohm; 14 - 2000 pF; 16, 18 - 32 micro-F, 350 V; 17 - 2 KΩ, 2 W; 19 - 150 ohm, 1/2 W; 20 - 10 micro-F, 30 V; 21 - 50 ohm, 1/2 W; 22 - raddrizzatore al selenio; 23 - trasformatore di linea, secondario per 220 V.

colare importanza della realizzazione che si presenta e che risulta inoltre caratterizzata da notevole stabilità e dalla possibilità di poter essere adoperata con notevole vantaggio anche e specialmente nel caso che si voglia avere un apparecchio ad alimentazione autonoma.

Le caratteristiche tecniche generali di esso riguardano:

1) il generatore della tensione a frequenza portante che è del tipo ad accoppiamento autotrasformatorio fra griglia e catodo (e.c.o.);

2) il generatore della tensione a frequenza acustica, realizzato con lo schema dell'Hartley;

3) la modulazione di ampiezza della tensione a frequenza portante che si effettua per tramite di un diodo a cristallo e che può anche aversi con una tensione esterna.

Il generatore di segnali è previsto per i tubi ECC82 e DCC90, rispettivamente, a riscaldamento indiretto ed a riscaldamento diretto in c.c., entrambi costruiti dalla «Philips» e consente di ricavare: a) una tensione a R.F. modulata in ampiezza da una frequenza di 400 c/s, b) una tensione a R.F. non modulata, c) una tensione di 400 c/s. Il funzionamento dell'insieme è agevolmente compreso esaminando i circuiti connessi al commutatore a due vie (A e B) ed a tre posizioni (1-2-3). La via A riguarda l'alimentazione della placca del triodo di sinistra, che può avvenire per le posizioni 1 e 3 vale a dire quando si ricava la tensione a R.F. modulata in ampiezza (posizione 1) e quella a B.F. (posizione 3). La via B serve invece per il morsetto di uscita del generatore di segnali al quale è fatta pervenire la tensione a frequenza portante modulata in ampiezza (posizione 1), quella a frequenza portante non modulata (posizione 2) e quella a frequenza acustica (posizione 3).

Particolare rilievo merita il modo con cui si effettua la modulazione di ampiezza della tensione a frequenza portante

vato del Q di tale circuito e quindi una stabilità di frequenza praticamente notevole, rilevata sperimentalmente passando dal funzionamento in regime di modulazione a quello di non modulazione.

Le tensioni di uscita pervengono al morsetto di uscita mediante il potenziometro 15 da 500 ohm che è accoppiato al diodo a cristallo mediante il condensatore 14 da 250 pF e pertanto con reattanza che risulta molto bassa per le R.F. e sufficientemente alta per escludere dall'uscita la tensione a B.F. quando si ricava la tensione modulata.

E' agevole osservare, infine, che per l'alimentazione degli anodi dei due triodi si ricorre ad un filtro passa-basso del tipo con resistore in serie, preceduto da un raddrizzatore al selenio (22), connessi al secondario del trasformatore di linea. La possibilità, a prima vista conveniente, di ricavare la tensione di alimentazione per tramite di un autotrasformatore, è in realtà inaccettabile in conseguenza al fatto che un conduttore della linea a c.a. perviene in tal caso al potenziale di riferimento (massa) dell'apparecchio al quale deve connettersi quello dei ricevitori in esame.

Prossimamente, su queste pagine:

un corso dialogato di
"TECNICA ELETTRONICA",

Il primo in Italia!

Abbonatevi a "radiotecnica-televisione",

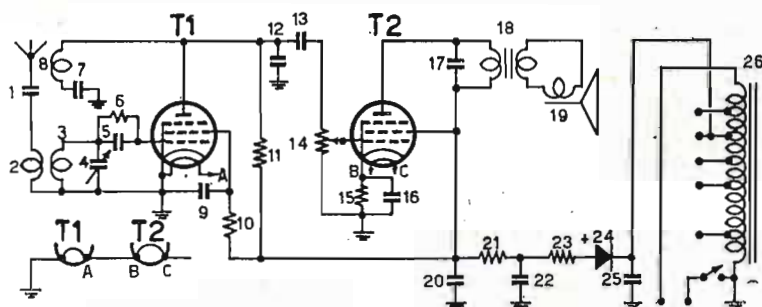
RICEVITORE A 2 TUBI M71N

M. Marucci

Schema elettrico.

Il compromesso più conveniente e pertanto affermatosi da tempo fra le esigenze tecniche e le possibilità pratiche di un ricevitore domestico, realizzato con la struttura a supere-terodina a quattro tubi, non può far dimenticare il classico schema ad amplificazione diretta specie nel caso che si vogliono ridurre al minimo il costo e l'ingombro. Da qui il notevole interesse per il ricevitore M71N approntato anche in scatola di montaggio dal Sig. M. Marucci. Si tratta di un ricevitore a due tubi con retroazione fissa e regolazione manuale di volume, alimentato integralmente dalle reti a corrente alterna-

I tubi appartengono alla serie «U» rimlock, costruita dalla «Philips», e richiedono una corrente riscaldante di 100 mA che è fornita dall'autotrasformatore di linea, più precisamente applicando ai due riscaldatori in serie la tensione di 57 V calcolata dalla somma di quella richiesta per il tubo UF41 (12,6 V) e di quella necessaria per il tubo UL41 (45 V).



Il funzionamento di questo ricevitore è così spiegato. La tensione a frequenza portante indotta per via trasformatorica dal primario del trasformatore di antenna perviene al circuito di griglia del pentodo UF41 e provoca una tensione a frequenza acustica ai capi del resistore, da 1 M-ohm. La rivelazione è pertanto del tipo per corrente di griglia ed è accompagnata da un processo di amplificazione con conseguente presenza all'uscita del tubo di una tensione a frequenza acustica che è applicata alla griglia di controllo del pentodo di potenza UL41. L'effetto retroattivo realizzato riportando dall'uscita all'ingresso del tubo UF41 una frazione della componente alternativa a frequenza portante, ha lo scopo di diminuire la resistenza positiva del circuito d'ingresso stesso e di provocare, in conseguenza, un aumento della tensione di comando del tubo ed un miglioramento delle proprietà selezionatrici di esso. L'effetto retroattivo che è vincolato ad un fattore di tempestività, cioè di fase, e ad un fattore di quantità, è determinato praticamente dal senso delle connessioni della bobina relativa, riferito a quello della bobina di accordo ed ai valori del condensatore e dell'accoppiamento interposto fra le due bobine in questione. Quest'ultimo fattore, a prima vista non facile da conseguire in pratica, è in realtà agevolato dallo spostamento del nucleo di polvere di ferro che consente di variare l'accoppiamento fra le due bobine in modo da rimanere alquanto lontani dall'innesco delle oscillazioni persistenti.

Costruzione.

Premesso che il montaggio di questo ricevitore non richiede speciali accorgimenti, si avverte subito che è essenziale seguire attentamente l'orientamento delle parti e le disposizioni dei collegamenti riportati nello schema costruttivo. Ciò vale specialmente per l'orientamento dei portatubi e per la distribuzione dei terminali di contatto con la massa e delle relative ad essi.

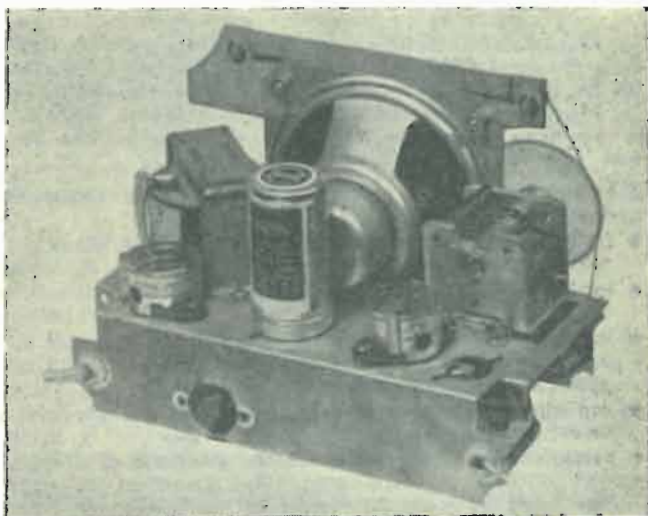
La costruzione si inizia fissando anzitutto i portatubi, i condensatori elettrolitici del filtro di livellamento (32+32 micro-F), l'autotrasformatore di linea ed il trasformatore di uscita. Sulla parte anteriore del telaio si montano il potenzi-

metro, a destra, e l'asse per il comando del condensatore variabile a sinistra. È opportuno fissare a montaggio ultimato il sistema a demoltiplica e l'altoparlante perché, così facendo, si evita di danneggiare il cono dell'altoparlante stesso durante tale lavoro.

Si prosegue quindi fissando sulla parte posteriore del telaio il cambio-tensioni, i passanti di gomma ed il raddrizzatore al selenio. Il condensatore variabile di accordo è montato per tramite di due supporti antifonici allo scopo di eliminare il disallineamento a frequenza acustica delle lamine provocato dall'altoparlante, più precisamente dalle vibrazioni trasferite nel telaio dall'altoparlante stesso. Il contatto elettrico del rotore con la massa è assicurato da una trecciola flessibile, saldata alla massa del condensatore e ad un terminale di contatto con il telaio.

I collegamenti richiedono poca attenzione e si effettuano in brevissimo tempo, specie se si segue lo schema costruttivo. Si inizierà con i collegamenti più vicini al telaio, vale a dire

con quelli per i riscaldatori dei catodi e con quelli relativi all'autotrasformatore ed al filtro passa-basso. Si passa successivamente allo stadio del tubo UL41 e quindi a quello del tubo UF41 e si collega per ultimo il trasformatore di A.F. Ciò fatto e dopo avere controllato accuratamente il lavoro fin ora svolto, si fissa l'altoparlante e si applica in testa ad

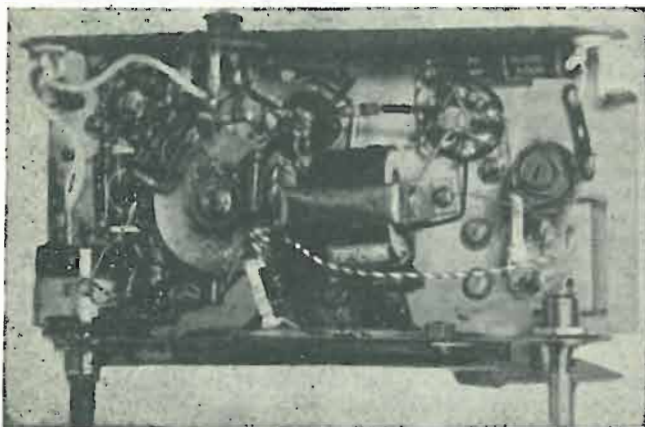


esso la piastrine con due carrucole. Dopo avere connesso il secondario del trasformatore di uscita alla bobina mobile dell'altoparlante, si monta la funicella per la demoltiplica di comando del condensatore variabile e si interpone fra le due carrucole l'indice della scala che si blocca dopo il collaudo.

Riscontrato quindi che il montaggio corrisponde esattamente agli schemi elettrico e costruttivo, si dispone il cambio-tensioni di linea sul valore della rete a corrente alternata

disponibile, si controllano con l'ohmetro i lati caldi dei circuiti che devono risultare sufficientemente isolati dalla massa e si innestano i tubi disponendo il regolatore di volume al massimo. Il funzionamento, che è senz'altro immediato, è caratterizzato dai valori, molto soddisfacenti, delle cifre di sensibilità e di selettività, ma solo se sussiste l'effetto retroattivo previsto. A tale scopo, oltre a rispettare il senso delle connessioni si dispone, come si è detto, di un nucleo di polvere di ferro regolabile a vite.

Un'ultima questione che occorre considerare riguarda il



sistema di alimentazione per gli anodi e per le griglie schermo, in cui si comprendono il filtro passa-basso, il raddrizzatore al selenio e l'autotrasformatore di linea che ha un estremo collegato al telaio. Pertanto, poichè un conduttore della linea a c.a. risulta ovviamente connesso al telaio questi non può essere collegato ad una presa di terra (per altro non necessaria) se non per tramite di un condensatore da 100.000 pF. Il fusibile di sicurezza, che non si è montato sul telaio per evidenti ragioni di spazio, s'intende compreso nella spina-fusibile « Marcucci » e dev'essere richiesto per una corrente di 1 A.

Si ringrazia il Sig. M. Marcucci per avere accettato di pubblicare la descrizione del ricevitore in questione.

Una nuova scatola di montaggio Marcucci

Ricevitore a 2 tubi M71N

ELENCO DEL MATERIALE

TUBI — T1 - UF41; T2 - UL41.

- 1 condensatore a mica da 50 pF (1)
- 2 condensatori a mica da 200 pF (5, 12)
- 2 condensatori a carta da 50.000 pF (13, 17)
- 2 condensatori a carta da 10.000 pF (9, 25)
- 1 condensatore elettrolitico a vitone da 32 + 32 micro-F, 250 V, « Facon » (20, 24)
- 1 condensatore elettrolitico a cartuccia da 10 micro-F, 25 V, « Facon » (16)
- 1 condensatore variabile ad aria 40/370 pF, « Ducati » (4)
- 1 resistore 1 M-ohm, 1/2 W (6)
- 1 resistore 60 K-ohm, 1/2 W (11)
- 1 resistore 0,2 M-ohm, 1/2 W (10)
- 1 resistore 170 ohm, 1 W (15)
- 1 resistore 300 ohm, 1 W (21)
- 1 resistore 50 ohm, 1 W (23)
- 1 potenziometro da 0,5 M-ohm, con interruttore
- 1 trasformatore di uscita: impedenza primaria 5000 ohm, impedenza secondaria 5 ohm, « Marcucci » (18)
- 1 autotrasformatore di alimentazione « Marcucci » (26)
- 1 raddrizzatore al selenio « Centrecell » rml c 50 (24)
- 1 trasformatore per O.M. con reazione « Marcucci » (2, 3, 8)
- 1 altoparlante magnetodinamico, diametro di 70 mm
- 2 portatubi « rimlock »
- 1 telaio di ferro cadmiato (« Marcucci »)
- 1 alberello per demoltiplica (« Marcucci »)
- 1 piastrina con due arrucole (« Marcucci »)
- 1 indice per scala (« Marcucci »)
- 1 scala in vetro litografato (« Marcucci »)
- 1 metro di funicella di acciaio
- 1 molletta tendi funicella
- 4 gommini passa cavo
- 6 viti 3 MA con dado
- 4 viti 3 MA con dado
- 2 viti 3 MA senza dado
- 1 lampadina da 6,3 V
- 1 portalampadina
- 2 manopoline
- 1 mobiletto con schienale
- 1 piastrina isolante con due terminali
- filo di connessione, filo di alimentazione con spina fusibile « Marcucci », filo per antenna, stegno preparato per saldare, tubetto sterling.

Ditta M. MARCUCI & C.

MILANO - Via Fratelli Bronzetti, 37 - Telefono 52.775

INVENZIONI E BREVETTI

Comunicazione dell'Istituto per la Protezione e la Difesa della Proprietà Industriale a Milano, via Durini, 4 - telefono 700.704, 795.042 (Direttore Dott. Ing. A. Giambroco).

I lettori possono richiedere ogni chiarimento all'Istituto in questione precisando il numero del brevetto che interessa.

Questioni concernenti la tecnica dei ricevitori radlofonici domestici.

- **Dispositivo di regolazione per ricevitori di televisione** (Hazeltime Corporation, a Washington) N. 500408
- **Impianto traslatore di segnali televisivi a colori** (Hazeltime Corporation, a Washington) N. 499815
- **Impianto per traslazione di segnali nei due sensi tra due punti terminali, impiegate transistori come elementi amplificatori** (Hazeltime Corporation, a Washington) N. 502384
- **Impianto modificatore di segnali per ricevitori televisivi a colori** (Hazeltime Corporation, a Washington) N. 502586
- **Perfezionamenti nel radio ricercatori automatici di direzione** (Marconi's Wireless Telegraph Co., a Londra) N. 499576 (Marconi's Wireless Telegraph Co., a Londra) N. 499576
- **Perfezionamento negli amplificatori e nei transistori semiconduttori** (Marconi's W. T. C., a Londra) N. 500083
- **Perfezionamento nei circuiti per la sincronizzazione di un oscillatore a denti di sega, specialmente per scopi di televisione** (Philips Gloeilampenfabrieken, a Eindhoven) N. 499886
- **Tubo a raggi catodici per indicazione di sintonia** (Philips G., a Eindhoven) N. 500096
- **Ricevitore di televisione** (Philips G., a Eindhoven) N. 500078

Per telescrivente

Notiziari in lingua italiana o comunque destinati all'Italia trasmessi dalle stazioni estere. Sono indicate le frequenze migliori per una discreta ricezione.

ALBANIA 2100-2120 7848 kc/s 2300-2330, 220.9 m.; BULGARIA 2100-2130, 6070-7670 kc/s, 2100-2129 6070 - 7670 kc/s; GINEVRA (in inglese) 0400-0430 11300-11690-11960-15060-15105-15130 kc/s, 1000-1030 9660-11300-11690-15060-15105 kc/s, 1530-1600 9025-9660-11300-11690-15060 kc/s, CECOSLOVACCHIA 1245-1315-9503-9555-9615, 1700-1730 7255-9585 1800-1830 7255-9585, CANADA' 2030-2045 11720 2030-2100 9630 (solo sab. e dome). INGHILTERRA 0730-0745 6070-9525-7120, 1330-1345 9675-11910-15420, 1930-1945 6125-7325-9525, 2200-2245 6050-7210 - 7280; POLONIA 1730-1800 6025, 1500-1530 9615 1930-2000 6115, ROMANIA 1830-1900 6210-9253-5980-9570, 2100-2130 6210-9253-9570-5980; URSS 1230-1300 11765-15315, 1830-1900 6020-7100-11765, 2000-2100 5980-7155-7270, 2130-2200 6200-7115-7270 240m. 321m., 2230-2300 5980-6200-7100 300m 321m 363m 397m.

Lezioni di lingua inglese da Londra - Lunedì e Giovedì ore 0745, metri 49.42 - 42.13 - 31.50 (lezioni dal 5° volume) - Martedì e venerdì ore 1315, metri 31.01 25.19, 19,46 ripetizione lezioni del lunedì e del giovedì. Domenica e Giovedì ore 1930 (trasmissione del notiziario italiano) lezioni del secondo volume.

Domenica, lunedì e giovedì nella trasmissione delle ore 0730 letture d'inglese.

lativi e per sottrarre da essi gli elementi stessi dei circuiti elettrici.

L'accoppiamento parassita è causa di fenomeni reattivi e controreattivi quando riguarda le grandezze alternative esistenti all'ingresso ed all'uscita dei tubi. E' causa invece di disturbi quando si riferisce ad una grandezza elettrica estranea, per esempio a frequenza uguale o doppia di quella della rete.

ACCOPPIAMENTO (... per radiazione)

Riguarda i sistemi irradianti e riceventi adoperati alle iperfrequenze, più precisamente l'accoppiamento fra il dipolo attivo e quelli parassiti ed è realizzato allo scopo di conferire al sistema stesso una o più direzioni privilegiate. Le proprietà che si conseguono con un accoppiamento siffatto sono precisate da quello che è detto il *rendimento di radiazione* rispetto ad un dipolo semplice di riferimento e sono valutate dal rapporto P_o/P , essendo P_o la potenza richiesta dal dipolo semplice per avere nella medesima direzione a distanza grandissima un campo elettrico con modulo uguale a quello creato dalla potenza P , applicato al sistema di cui sopra.

ACCOPPIAMENTO (... galvanico)

Interviene fra due cavi coassiali paralleli anche nel caso che il campo elettromagnetico all'esterno di ciascun cavo sia nullo ed è da imputare alla presenza di una caduta di tensione provocata dal conduttore esterno e che risulta variabile nel senso della lunghezza di esso. Da qui il concetto d'*impedenza di accoppiamento*, espressa in ohm/metro e calcolata dal rapporto fra il campo elettrico in cui si trova la superficie esterna, anch'esso espresso in volt/metro e l'intensità della corrente che circola nel cavo.

Il fenomeno dell'accoppiamento galvanico fra due cavi e quindi la *diafonia* (V) relativa, dipende dalle *impedenze di accoppiamento* in giuoco, dai valori delle *impedenze caratteristiche* e da quello della *costante di propagazione* del circuito comprendente i conduttori esterni.

ACCOPPIAMENTO (... catodico)

Disposizione atta a far pervenire al catodo la tensione eccitatrice, oppure a ricavare dal catodo stesso la tensione di uscita di uno stadio. Nel primo caso si parla più spesso di *tubo con griglia a massa* (in francese: « *grille à la terre* », in inglese: « *grounded-grid triode* »); nel

da il circuito d'ingresso di un televisore e considera il caso che esso sia del tipo asimmetrico e che sia collegato ad una linea schermata con impedenza caratteristica di 73 ohm. L'espressione di calcolo della resistenza d'ingresso, che vale

$$R_i = \frac{R_1}{1 + R_1 S}$$

avendo indicato con S la pendenza del tubo, nel caso che la capacità anodo-catodo sia molto piccola, consente ovviamente di calcolare il valore di R_1 quando è noto S cioè quando si è scelto il tubo. Se si ha per esempio il triodo ECC81, della serie *noval*, costruita dalla « Philips », in cui è $S = 5,5 \text{ mA/V}$, si ha facilmente

$$R_1 = \frac{73}{(73 \cdot 5,5 \cdot 10^{-3}) - 1} = 120 \text{ ohm}$$

affinchè si possa ricorrere all'accoppiamento catodico per far pervenire all'ingresso del tubo la linea da 73 ohm.

Non diversamente avviene per il triodo di destra dello schema riportato nella fig. 35. La tensione V_k che si stabilisce ai capi del resistore catodico di autopolarizzazione e che è ottenuta per tramite della componente alternativa della corrente anodica del triodo di sinistra, risulta applicata fra il catodo e la griglia del tubo di destra in quanto entrambi gli elettrodi in questione sono collegati ai capi stessi del resistore determinante tale tensione. Il funzionamento di una disposizione del genere, per altro spiegato dalla rappresentazione grafica delle sei grandezze elettriche in giuoco (V_{g_1} , I_a , V_k , V_{g_2} , V_1 e V_2), può comprendersi agevolmente considerando che la componente alternativa della corrente anodica I_a del triodo di sinistra, che è in fase con la tensione eccitatrice V_{g_1} , perviene al carico per tramite del resistore di carico R_l e del resistore catodico R_k . Da qui due tensioni in fase con la I_a rispettivamente ai capi di R_l e di R_k ed una tensione di fase opposta, V_1 , che si stabilisce fra l'anodo ed il potenziale di riferimento e che vale $V_b - R_l I_a$. Altrettanto avviene per la tensione V_2 ricavata all'uscita del triodo di destra e che risulta in fase alla tensione V_k e quindi anche in fase alla tensione eccitatrice V_{g_1} .

L'accoppiamento catodico è anche adoperato nello schema del *multivibratore* ideato dal *Potter* e che può essere visto in fig. 36. L'effetto retroattivo determinante il regime generatorico è realizzato tanto per tramite del condensatore di accoppiamento C_1 , quanto mediante il resistore R_1 , connesso in serie ai catodi dei due triodi. Nel caso, necessariamente verificato in pratica, che il valore di R_4 sia molto più elevato di quello di R_3 , la corrente anodica del triodi di destra, che è inizialmente nul-

Fig. 30

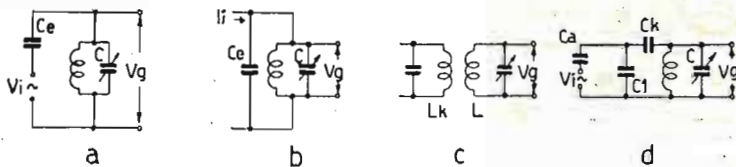
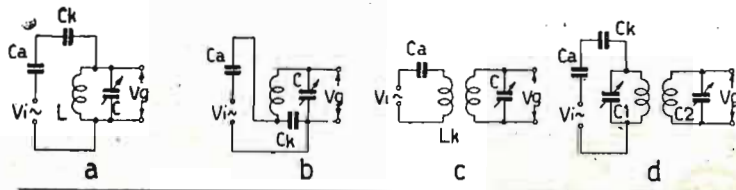


Fig. 31

secondo caso si ha un ripetitore catodico (in inglese: « *cathode follower* »).

La connessione con griglia a massa è realizzata unicamente con i triodi alle *iper-frequenze* (fig. 34), in cui ha lo scopo di evitare l'effetto retroattivo per via elettrostatica (*capacità anodo-griglia*), mentre si adoperano a volte anche i tetrodi ed i pentodi alle *basse frequenze*.

L'accoppiamento catodico, riportato in fig. 34, riguar-

la, si stabilisce solo quando la d. di p. ai capi del condensatore C_2 , che è collegato al generatore anodico V_b , raggiunge un valore sufficientemente elevato. La corrente anodica di cui sopra annulla la carica accumulata da C_2 e fluisce nel circuito del resistore catodico R_1 provocando un aumento della tensione di polarizzazione del triodo di sinistra. L'intensità della corrente anodica di esso diminuisce e poichè aumenta, in conseguenza, il potenziale

anodico decresce il potenziale negativo esistente fra il catodo e la griglia del triodo di destra che è connessa alla placca del triodo di sinistra per tramite del condensatore C1. Poichè aumenta per tale fatto l'intensità della corrente anodica del triodo di destra, la carica accumulata da C2 si annulla e si raggiunge il potenziale di interdizione. Cessa pertanto la corrente anodica del triodo in questione e diminuisce, in conseguenza, la tensione ai capi del resistore catodico R1. Da qui il ciclo si ripete.

In relazione alla possibilità di ottenere dalla resistenza in serie al catodo una tensione di fase opposta a quella ricavata dall'anodo, si ricorre molto spesso alle disposizioni riportate nelle figg. 37 e 38 per avere le tensioni di comando di una coppia di tubi in controfase. Notevole in proposito lo schema della fig. 38 in cui si è realizzato l'accoppiamento diretto (V.) fra il triodo di sinistra e quello di destra.

Per quanto riguarda le espressioni di calcolo di uno stadio con accoppiamento catodico, si fa osservare che es-

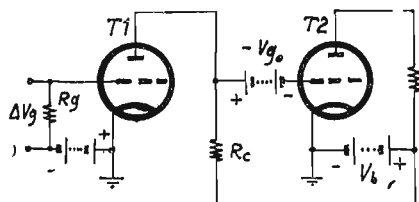


Fig. 32

se possono desumersi dallo schema equivalente della fig. 39 in cui si sono indicati con:

V_g , la tensione eccitatrice; $V_1 = V_g - V_u$ la tensione che si stabilisce fra la griglia ed il catodo; V_u , la tensione di uscita; I l'intensità della corrente anodica; I_k , l'intensità della corrente che fluisce nel circuito del catodo; I_g , la corrente conseguente alla capacità d'ingresso del tubo; Z_k , l'impedenza del circuito di uscita. Si può pertanto scrivere, anzitutto:

$$\begin{aligned} I &= I_k + I_g; \\ V_u &= Z_k \cdot I_k; \\ Z_k &= \frac{R_k}{1 + j\omega R C_u} \end{aligned}$$

Se è R_i la resistenza interna del tubo, il prodotto $R_i I$ rappresenta la caduta di tensione provocata dal tratto catodo-anodo, per cui risulta:

$$R_i I = \mu V_1 - V_u$$

e quindi, sviluppando ed esprimendo con S la pendenza del tubo:

$$\begin{aligned} \frac{V_u}{V_g} &= \frac{R_i S + j\omega C R_i}{1 + \frac{R_i}{Z_k} + R_i S + j\omega C R_i} \end{aligned}$$

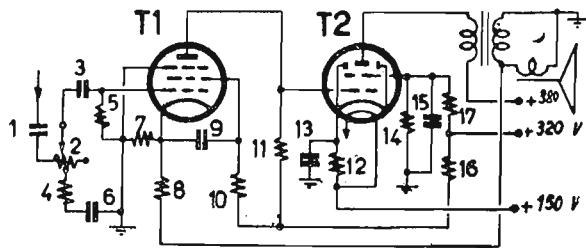


Fig. 33

che può scriversi anche, dividendo per R_i il denominatore ed il numeratore

$$\frac{V_u}{V_g} = \frac{S + j\omega C}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{Z_k} + S + j\omega C} \quad (1)$$

che dà l'amplificazione di uno stadio amplificatore del tipo con accoppiamento catodico.

Occorre ora osservare che nel caso di un tubo a cinque elettrodi il reciproco della resistenza interna ($1/R_i$) è normalmente trascurabile rispetto al reciproco dell'im-

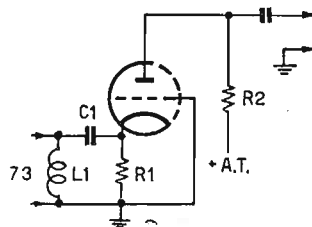


Fig. 34

pedenza del circuito catodico ($1/Z_k$), per cui il rapporto di cui sopra vale in tal caso, con sufficiente approssimazione:

$$\frac{V_u}{V_g} = \frac{S + j\omega C}{\frac{1}{Z_k} + S + j\omega C} \quad (2)$$

Alle frequenze acustiche risulta $Z_k = R_k$ ed è inoltre trascurabile il termine $j\omega C$; si ha quindi, agevolmente:

$$\frac{V_u}{V_g} = \frac{S}{R_k + S}$$

al quale rapporto può anche darsi la forma

$$\frac{V_u}{V_g} = \frac{R_k}{R_k + \frac{1}{S}} \quad (3)$$

La (1), la (2) e la (3) dimostrano che l'amplificazione di uno stadio siffatto è sempre inferiore ad 1 e che la tensione di uscita, V_u , è realmente in fase alla tensione V_g nel solo caso del funzionamento in B.F., vale a dire quando l'impedenza del carico catodico ha carattere ohmico e quando si può trascurare la capacità d'ingresso del tubo. Segue anche dalla (3) che lo stadio ad accoppiamento catodico può essere considerato equivalente ad un circuito con resistenza di carico R_k alimentato da un generatore di tensione V_g con resistenza interna uguale ad $1/S$.

L'impedenza d'ingresso di uno stadio siffatto, che vale evidentemente $Z_i = V_g/I_g$ può mettersi sotto la forma

$$Z_i = \frac{V_g}{j\omega C (V_g - V_u)}$$

e che nel caso del funzionamento in B.F., potendosi considerare valida la (3) e risultando quindi da essa

$$V_u = V_g \frac{R_k S}{1 + R_k S}$$

sostituendo e sviluppando risulta

$$Z_i = \frac{V_g}{I_g} = \frac{1 + R_k S}{j\omega C}$$

il che dimostra che nel circuito d'ingresso è presente una reattanza a carattere capacitivo $1/j\omega C$ moltiplicata per il fattore $1 + R_k S$.

Per quanto riguarda invece il funzionamento con griglia a massa (V. Amplificatori), vale a dire con il circuito d'ingresso accoppiato al catodo si precisa che la disposizione è adoperata per sostituire il trasformatore di adattamento con un generatore a bassa resistenza interna. L'accoppiamento catodico assume l'aspetto dato in fig. 40 nel caso che sia $R_i < 1/S$, mentre si ricorre allo schema della fig. 41 quando risulta $R_i > 1/S$.



TECNICA-ELETTRONICA-SYSTEM

COSTRUZIONE STRUMENTI ELETTRONICI

MILANO - VIA MOSCOVA 40,7 - TELEF. 66.73.26

GARANZIA ILLIMITATA



Valvole impiegate: 6FX4 - OA2 - 6CB6 - 6U8 - 12AT7 - 6CB6 - 6C4 - 6BK7 - EM80 - 6BE6 - 6BK7 - 1N34 e OA70, 1 quarzo 5 MHz sost., oscill., 1 quarzo 2,75 MHz sost. filtro.

GENERATORE MARKER VHF

Mod. MV 155

CARATTERISTICHE

Sezione MARKER

Freq. centro canale . . .	a battimento, inclusa o esclusa
Dist. segnali MARKER . .	impul. $\pm 2,75$ MHz dal centro can.
Amp. impulsi per asse Z	mass. 15 V p-p
Prec. freq. centro canale	$\pm 1\%$ non control. $\pm 0,2\%$ con controllo a quarzo
Prec. distanza impulsi . .	$\pm 0,02\%$ filtro a quarzo
Impedenza ingr. SWEEP	75 ohm

Sezione Generatore VHF

Campo di freq. fondam.	da 3 a 230 MHz in 6 gamme
Segnale R.F. d'uscita . .	mass. 0,25 V mass. atten. 80 dB
Impedenza d'uscita . . .	75 ohm cost. $\pm 5\%$
Prec. taratura in freq. . .	$\pm 1\%$ non control. $\pm 0,2\%$ con controll. a quarzo
Precisione attenuatore . .	± 3 dB da 3 a 230 MHz
Modulazione esterna . .	onda sinusoidale lineare ± 3 dB da 20 Hz a 6 MHz



GENERATORE SWEEP

Mod. TV 654

CARATTERISTICHE

Campo di frequenza . . .	0-50 MHz 60-110 MHz 120-220 MHz
Segnale mass. uscita R. F.	0,25 V: tutte le freq.
Attenuatore	mass. 80 dB
Impedenza d'uscita . . .	75 ohm costante
Ampiezza spazzolamento	regol. mass. 15 MHz
Segnale uscita asse X	
oscilogr.	sinusoidale freq. rete
Soppressione e inversione	mediante commutaz.
Valvole impiegate	6 FX 4 - OA 2 - 12 AT 7 - 6 BK 7

CHIEDETE IL NUOVO CATALOGO - PRODUZIONE TES

OSCILLOGRAFO

Mod. O 1253

CARATTERISTICHE

Amplificatore verticale

Responso in frequenza	
alta sensibilità	da 15 Hz a 200 kHz
larga banda	da 15 Hz a 4,7 MHz
Fattore di deflessione	
alta sensibilità	0,5 mV/mm
larga banda	3,5 mV/mm
Resistenza ingresso	1,1 M ohm
Capacità ingresso	circa 18 pF

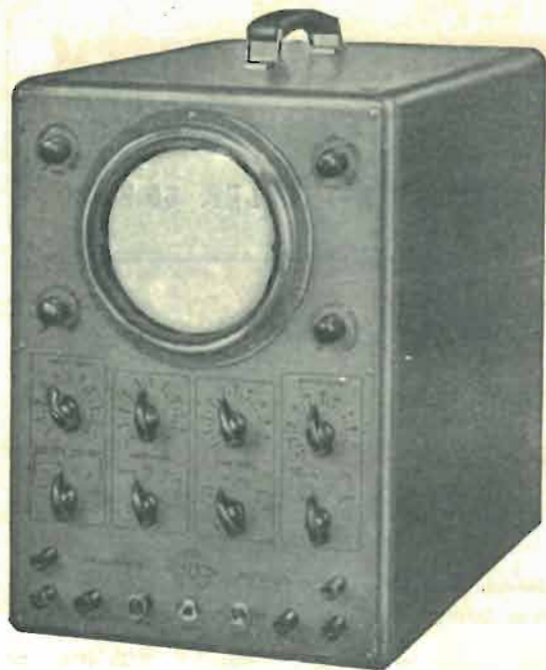
Amplificatore orizzontale

Responso di frequenza	da 15 Hz a 500 kHz
Fattore di deflessione	5 mV/mm
Asse tempi	da 15 Hz a 100 kHz
Soppressione	interna - esterna
Sincronismo	in,erno - ester. - rete
Valvole impiegate	5UPI - 5Y3GT - 5Y3GT - 6C4 - 6J6 - 12AU7 - 12AU7 - 12AU7 - 12AT7 - 12AT7

ACCESSORI:

Probe R. F. modello PR 1253

Campo di frequenza	sino a 5 MHz
Capacità d'ingresso	circa 3,5 pF
Tensione Max	5 Volt eff.
Divisore per detto	tens. max 500 V eff.



GENERATORE

SWEEP MARKER Mod. TV 953

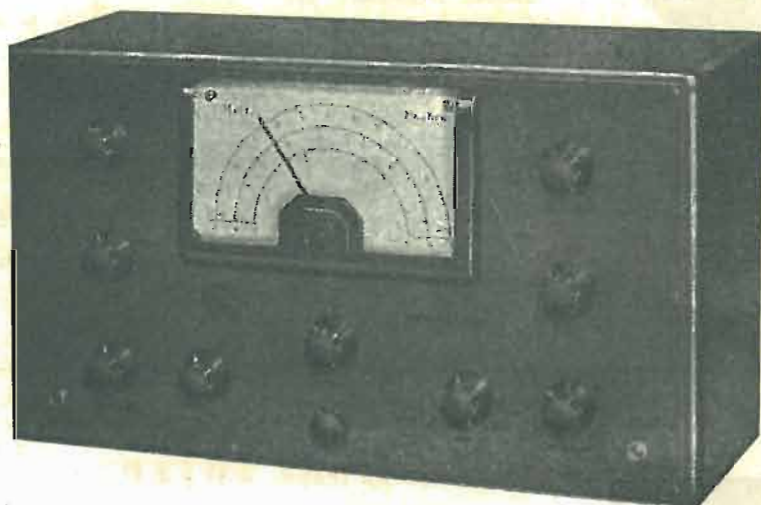
CARATTERISTICHE

Sezione SWEEP

Frequenza oscillatore SWEEP	5 canali italiani
Gamma M. F.	variab. con cont. da 0 a 60 MHz
Segnale massimo uscita	0,2V su tutte le freq.
Attenuatore	mass. 80 dB
Impedenza uscita	75 ohm costante
Ampiezza spazzolamento	0 + 15 MHz regolab.

Sezione MARKER

Gamma freq. oscillatore MARKER	da 4,5 a 220 MHz in 3 gamme multiple
Precis. tarat. oscillatore MARKER	migliore del 0,5 %
Controllo a quarzo	per tutte le freq. MARKER
Valvole impiegate	6FX4 - OA2 - 6C4 - 6J6 - 12AT7 - 6AK5



GENERATORE SWEEP MARKER 5.5 - 10.7 MHz

Mod. SM 754

CARATTERISTICHE

Oscillatore Sweep

Frequenza base	5,5 MHz - 10,7 MHz
Ampiezza spazzolamento	regolab. mass. 1 MHz
Frequenza spazzolamento	50 Hz (freq. rete)
Ampiezza segnale d'uscita	mass. 0,1 Volt
Attenuatore	lineare e a decade
Z uscita 50 ohm	

Oscillatore Marker

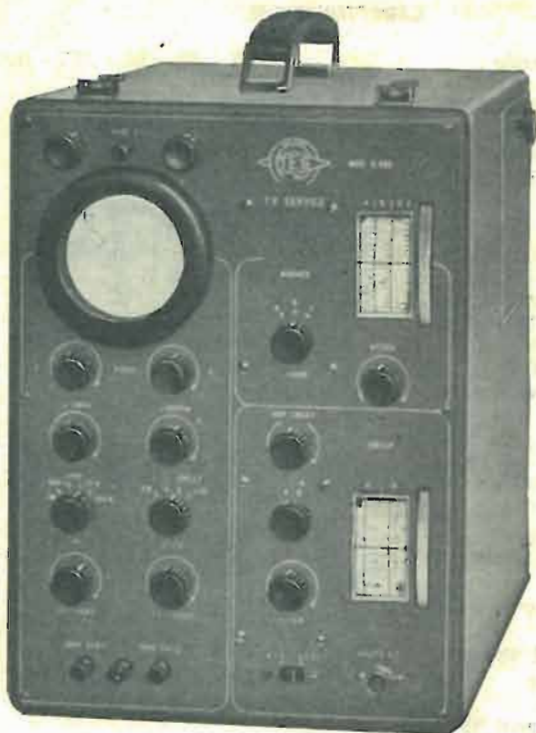
Frequenza impulsi	100-200 KHz 50-75 KHz
Fronte impulsi	regolabile
Polarità impulsi	positivi o negativi
Segnale asse Z oscilogr.	ampiezza mass. 25 V

Valvole impiegate: 12AT7 - 12AT7 - 6BE6 - 12AT7 - 6AL5 - 6AC7 - 12AU7 - 6FX4 - OA2.



SERVICE TV - FM

Mod. S. 655



Oscillografo

Amplificatore verticale:
risponso in frequenza da 10 Hz a 2 MHz ± 3 dB
da 10 Hz a 4 MHz ± 6 dB
sensibilità 5 mV/mm
ingresso Z 1 M Ω shuntato da 20 μ F

Amplificatore orizzontale:
risponso di frequenza da 10 Hz a 500 kHz ± 3 dB
sensibilità 25 mV/mm
ingresso Z 1 M Ω shuntato da 40 μ F

Asse tempi:
con regolazione a scatti e fine ricoprente in 4 gamme frequenze da 15 Hz a 100 kHz.
Diametro schermo 75 mm.

Comando di sincronismo positivo e negativo - Apposito circuito per la soppressione della traccia di ritorno - Asse Z portato su pannello frontale - Tubo RC a media persistenza di colore verde - Ottima definizione di traccia.

Generatore Marker

Oscillatore variabile in 3 gamme . . . da 2 MHz a 220 MHz
precisione migliore dell'1%

Gamma A: 60-110 120-220
Gamma B: 16-30 32-60
Gamma C: 2-4 4-8 8-16

Oscillatore interno a quarzo sulla frequenza di 5,5 MHz per il controllo accurato della banda e delle frequenze emesse dal Generatore.

Generatore Sweep

Modulazione ottenuta mediante sistema di variazione di permeabilità.
Gamma A da 65 a 110 MHz, da 130 a 220 MHz. Coperta con continuità. Gamma B da 0 a 45 MHz. Coperta con continuità.

GENERATORE B.F. a RC

Mod. G 854



CARATTERISTICHE

Uscita sinusoidale

Campo di frequenza . . . da 10 Hz a 100 kHz in quattro gamme
Segnale uscita da 0,1 mV a 15 V
Impedenza uscita 600 ohm costante
Precisione taratura a decade e lineare
Attenuatore migliore del 2 %
Precisione attenuatore migliore del 5 %
Distorsione circa 1,2 %

Uscita onda quadra

Campo frequenza da 10 Hz a 100 kHz regol.
Segnale uscita mass. 10 V p.p.
Attenuatore potenziometrico
Tempo di salita circa 0,2 μ sec.
Prec. taratura Voltmetro usc. migliore del 3 %
Valvole impiegate 6 X 4 - 12 AU 7 - 12 AU 7 - 6 BK 7 - 6 U 8

MISURATORE INTENSITA' DI CAMPO

Mod. MC 354



CARATTERISTICHE

Campo frequenza 58+99 MHz
175+220 MHz

Sensibilità da 5 μ V a 10.000 μ V

Con divisore mod. 354/10 sino a 0,1 V

Precisione taratura sensibilità ± 3 decibel

Ingresso simm. 300 ohm - asim. 75 ohm.

Precisione taratura freq. migliore 0,5 %

Allimentazione batterie entrocont.

Valvole impiegate 12 AT 7 - 3 A 5

Batterie impiegate 7,5 V e 130 Volt

Esecuzione portatile a tracolla

Dimensioni 190 x 240 x 150 mm.

Peso Kg. 4,8 batterie comprese



Mod. VE 154

VOLTMETRO ELETTRONICO

CARATTERISTICHE

Voltmetro cc.	
Portate fondo scala	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 Vcc
con puntale 154/30 k	30 kV cc.
Resistenza ingresso	11 M ohm
Resistenza ingr. punt. AT	1100 M ohm
Precisione di taratura	circa 3 % norme CEI
Voltmetro ca.	
Portate fondo scala V eff.	come Voltmetro cc.
Portate f.s. picco-picco	4 - 14 - 40 - 140 - 400 - 1400 - 4000 V
Resistenza ingresso	
port. 1,5-5-15-50-150 V	0,8 M ohm
portata 500 V	1,3 M ohm
portata 1500 V	1,5 M ohm
Capacità ingresso probe	circa 2 pF
Resp. in freq. con probe	da 50 kHz a 250 MHz
Capacità ingr. con cavo	circa 80 pF
Resp. in freq. con cavo	da 30 Hz a 3 MHz
Precisione taratura	± 5 % norme CEI
Ohmmetro	
Gamma di misura	da 0,2 ohm a 1000 M ohm
Portate centro scala	10 - 100 - 1000 ohm - 10 kohm
	0,1 - 1 - 10 M ohm
Valvole impiegate	12 AU 7 - 6 AL 5 - 6 AL 5
ACCESSORI:	
Probe RF mod. 154/20	
Campo di freq.	da 50 Hz a 250 MHz
Tensione max.	30 volt eff.
Puntale A. T. mod. 154/30 K	
Tensione misura	30 kV cc.
Tensione max.	50kV cc.



Mod. VA 555

VOLTMETRO AMPLIFICATORE

CARATTERISTICHE GENERALI

Campo di misura tensioni	1 - 10 - 100 mV
	1 - 10 - 100 V
con accessori	1000 V f. s. max
Campo di misura intensità con acc.	1 - 10 - 100 mA - 1 A
Campo di frequenza	da 10 Hz a 300 kHz
Precisione di taratura	sino a 200 kHz ±2,5 %
	sino a 300 kHz ±4 %
Resistenza d'ingresso	0,5 MΩ
Capacità d'ingresso	circa 25 μμF
Guadagno amplificatore	circa 70 dB
Distorsione amplificatore	1 %
Impedenza d'uscita amplificatore	15 kΩ
Responso in frequenza amplificatore	±2 % sino a 200 kHz
	±3 dB sino a 500 kHz
Valvole impiegate	6X4-0A2-1620-6SJ7-6SJ7-6AL5



20.000 Ω/V - Mod. A 454

ANALIZZATORE UNIVERSALE

CARATTERISTICHE

Sensibilità Vcc	20.000 ohm/V
Sensibilità Vca	2000 ohm/V
Portate f. s. Vcc	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 - 5 kV
Portate f. s. Vca	5 - 15 - 50 - 150 - 1500 - 5 kV
Portate f. s. MU	5 - 15 - 50 - 150 - 500 V
Portate f. s. Icc	50 μA - 0,5 - 5 - 50 - 500 mA - 5 A
Campo misura resist.	da 0,5 ohm a 50 Mohm
Portate misura resist.	X 10 - X 1 K - X 100 K
Campo di freq. Vca	da 10 kHz a 25 kHz
Campo di freq. MU	da 30 Hz a 25 kHz
Precisione taratura	Vcc 2 % Vca - Icc 2,5 %
	OHM 4 %
Dimensioni	215 x 145 x 105 mm.
Peso	Kg. 2,450 circa
ACCESSORI:	
Puntale AT 154/30 K per misure sino a 30 kV cc.	

Nel caso della fig. 40 l'adattamento è verificato quando si pone

$$R_k = \frac{R_i}{1 - S \cdot R_i}$$

mentre per la fig. 41 occorre sia

$$R_k = R_i - \frac{I}{S}$$

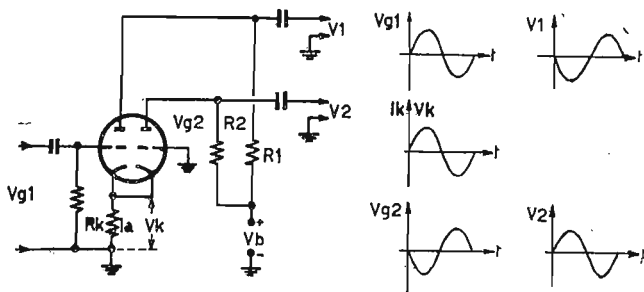


Fig. 35

L'amplificazione del sistema vale, rispettivamente

$$G = S \cdot R_i / 2 \text{ (fig. 40) e}$$

$$G = \frac{R_i}{R_i + R_k + \frac{I}{S}} \text{ (fig. 41)}$$

ACCOUPIAMENTO (...mutuo elettronico)

E' trattato in una memoria del Prof. Mario Boella edita nel fascicolo di luglio 1937 di «Alta Frequenza». (pag. 425) ed è oggetto di privativa italiana n. 346484, depositata il 28-7-1936. Dallo schema di principio di questa disposizione, riportata in fig. 42, si deduce che la condizione di *accoppiamento critico* (V_c) riferita al caso che le resistenze interne dei due tubi siano molto più elevate delle impedenze dei due circuiti, vale

$$\left| 2\omega^2 L_1 L_2 a_1 a_2 g_1 g_2 \right| = \frac{1}{\epsilon_1^2} + \frac{1}{\epsilon_2^2},$$

essendo $a_1 = M_1/L_1$ ed $a_2 = M_2/L_2$ ed avendo indicato con g_1 e con g_2 le conduttanze mutue dei due tubi elet-

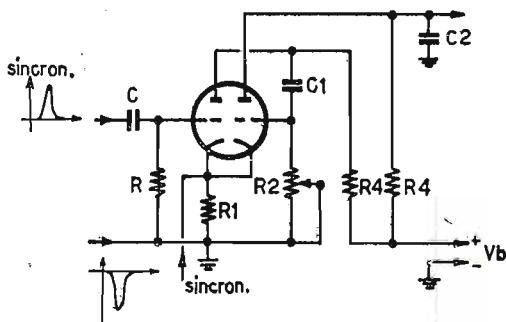


Fig. 36

tronici e con ϵ_1 ed ϵ_2 i coefficienti di risonanza dei due circuiti.

Se risulta invece

$$2\omega^2 L_1 L_2 a_1 a_2 g_1 g_2 > \frac{1}{\epsilon_1^2} + \frac{1}{\epsilon_2^2}$$

l'accoppiamento è ipercritico; la curva di risonanza comprende due massimi e si ha

$$\frac{\omega^2}{\omega_0^2} = - \left[\frac{1}{8\epsilon_1^2} + \frac{1}{8\epsilon_2^2} + \frac{1}{4} \omega_0^2 L_1 L_2 a_1 a_2 g_1 g_2 \right]$$

indicando con $\pm \Delta \omega / 2\pi$ la differenza fra le due frequenze relative ai punti di massimo e la frequenza di risonanza di circuiti.

ACCOUPIAMENTO (trasformatore di ...)

Disposizione caratterizzata da una coppia di circuiti elettricamente separati, ma legati l'uno all'altro dal coefficiente di induzione mutua M .

L'accoppiamento a trasformatore è adoperato tanto per alta frequenza quanto per bassa frequenza. Nel primo caso si conoscono tre diverse disposizioni a seconda a) se si abbia il solo primario accordato, b) se sia accordato il solo secondario, c) se il primario ed il secondario siano entrambi accordati.

Lo studio di queste tre disposizioni, che sono riportate nell'ordine nella fig. 43, si effettua per tramite dei relativi circuiti equivalenti dati in fig. 44 in cui il tubo è sostituito da un generatore di corrente $I_a = S \cdot V_g$ con resistenza interna R_i . La possibilità, evidente a prima vista, di accrescere l'amplificazione di tensione aumentando convenientemente il rapporto fra il numero di spire del secondario e quello del primario, è in realtà irrealizzabile in conseguenza al valore dell'impedenza d'ingresso del tubo che segue.

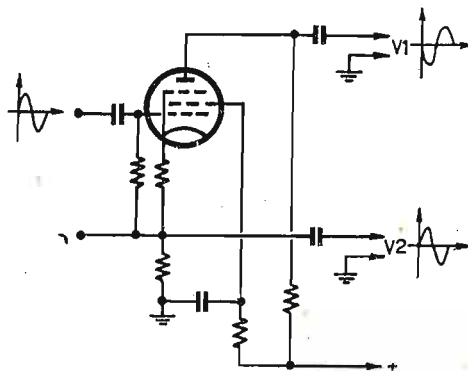


Fig. 37

Nel caso dello schema della fig. 43a) merita anzitutto osservare che l'ammettenza del carico anodico vale

$$\frac{1}{Z_c} = \frac{1}{R + j\omega L} + j\omega C$$

per cui si ottiene, riducendo allo stesso denominatore

$$\frac{1}{Z_c} = \frac{1 + j\omega CR - \omega^2 LC}{R + j\omega L}$$

e quindi

$$Z_c = \frac{R + j\omega L}{1 + j\omega CR - \omega^2 LC}$$

che diventa

$$Z_c = \frac{R + j\omega L}{j\omega CR}$$

in quanto essendo alla risonanza $\omega L = 1/\omega C$, risulta anche $1 = \omega^2 LC$. Poichè inoltre in pratica R è trascurabile rispetto a ωL si può ritenere definitivamente

$$Z_c = \frac{L}{RC}$$

avendo conglobato nella resistenza R , localizzata nel ramo dell'induttanza, le perdite complessive esistenti nel circuito.

Da qui una prima precisazione circa il dimensionamento del primario del trasformatore di accoppiamento. La massima amplificazione conseguibile è legata al valore del rapporto L/C nel quale non si devono soltanto computare gli elementi del circuito oscillatorio, bensì an-

che quelli relativi al secondario, riportati al primario dall'accoppiamento induttivo. In generale si effettua anzitutto un calcolo di prima approssimazione considerando aperto il circuito secondario e determinando il valore più conveniente del rapporto L/C che nel caso della figura 43a) è vincolato al rapporto fmax/fmin fra il valore massimo ed il valore minimo della frequenza di accordo. Successivamente, noto L, si determina il valore di L1. Il criterio di realizzare un adattamento d'impedenza riferendosi al rapporto fra il numero di spire del primario

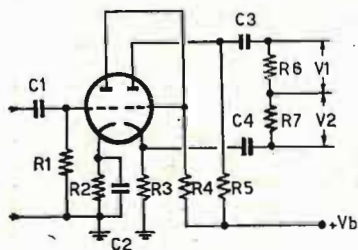


Fig. 38

e del secondario non può sempre accettarsi perchè occorre tener conto degli elementi elettrici reattivi e resistivi riportati dal secondario al primario e che obbligano a modificare il rapporto L/C prescelto.

Per quanto riguarda invece l'accoppiamento a trasformatore con secondario accordato (fig. 43b), occorre osservare che il primario può risultare accordato con la capacità di uscita del tubo e con quella riportata per via induttiva dal secondario su una frequenza molto più elevata oppure molto minore alla frequenza, rispettivamente minima e massima di accordo del circuito oscillatorio.

Nel primo caso si ricercano agevolmente con l'analisi le condizioni determinanti il massimo valore della tensione ai capi del circuito oscillatorio, considerando che ciò avviene quando è massima la corrente secondaria e che il circuito secondario stesso anziché costituito da L2,

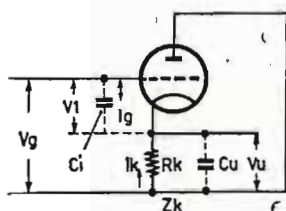


Fig. 39

R2 e C in serie (fig. 44b), deve considerarsi composto da una *induttanza equivalente*.

$$L_o = L2 - \frac{\omega^2 M^2 L1}{|Z_1|^2}$$

avente in serie una *resistenza equivalente*

$$R_o = R2 + \frac{\omega^2 M^2 R1}{|Z_1|^2}$$

L'intensità della corrente secondaria vale quindi

$$I_s = \frac{\omega M \mu V_g}{|Z_1| \sqrt{R_o^2 + (\omega L_o - \frac{1}{\omega C2})^2}}$$

che alla risonanza, cioè quando risulta

$$\omega L_o = \frac{1}{\omega C2}$$

è calcolata da

$$I_s = \frac{\omega M \mu V_g}{R2 + \frac{\omega^2 M^2 R1}{|Z_1|^2}}$$

per cui risulta, sviluppando,

$$I_s = \mu V_g |Z_1| \frac{1}{\frac{R2 |Z_1|^2}{\omega M} + \omega M R1}$$

che raggiunge il valore massimo per

$$\omega^2 M^2 = \frac{R2}{R1} |Z_1|^2$$

cioè quando è

$$\omega^2 M^2 = R2 R_i \quad (1)$$

nel caso, qui supposto in partenza, che la reattanza del primario possa trascurarsi di fronte ad Ri.

Dalla (1) si ha facilmente

$$\omega M = \sqrt{R2 R_i}$$

per cui è

$$I_s = \frac{\mu V_g}{2 \sqrt{R2 R_i}}$$

e risulta quindi

$$V_u = \frac{\mu V_g \omega L2}{2 \sqrt{R2 R_i}}$$

da cui si ricava definitivamente

$$\frac{V_u}{V_g} = \frac{\mu \omega L2}{2 \sqrt{R2 R_i}}$$

che può più facilmente interpretarsi scrivendo

$$\frac{V_u}{V_g} = \frac{1}{2} \frac{\mu}{\sqrt{R_i}} \frac{\omega L2}{\sqrt{R2}}$$

in quanto si desume subito che in tal caso l'amplificazione è unicamente vincolata alle costanti del tubo, a quelle del secondario ed alla pulsazione della tensione eccitatrice. Da qui un evidente accrescimento di tale rapporto con il crescere della pulsazione ω ma non proporzionalmente ad essa come potrebbe supporre a prima vista in quanto anche R2 aumenta con ω (*effetto pelle*).

Si può pertanto concludere che l'accoppiamento a trasformatore con circuito secondario accordato e con impedenza dell'avvolgimento primario trascurabile rispetto alla resistenza interna Ri del tubo, è caratterizzato dal valore della resistenza apparente del secondario che è data da

$$R2 + \frac{\omega^2 M^2}{R1}$$

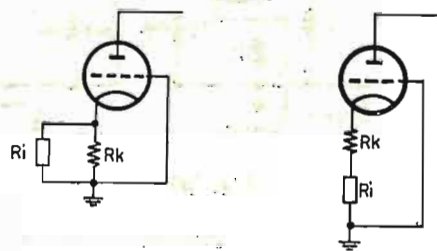


Fig. 40

Fig. 41

e che si traduce in una diminuzione del coefficiente di risonanza e quindi in un peggioramento della selettività.

L'esame riportato per il caso che la frequenza di risonanza del primario sia molto più elevata di quella di accordo del secondario, può essere evidentemente ripetuto quando si ha a che fare con un primario ad alta impedenza. Se si indica con Cp la capacità complessiva del primario, in cui si congloba cioè quella dell'avvolgi-

Semplice transricevitore (Talkie-Walkie) per 144 Mc/s

P. S.

Gaby Berr (Le HautParleur)

I nostri lettori conoscono benissimo quei piccoli rice-trasmettitori usati sotto il nome di «talkie-walkie» durante l'ultima guerra. Essi in sostanza non sono che dei radiotelefonini portatili aventi la forma di una scatola allungata con incorporati un microfono ed un telefono per l'ascolto, il tutto sormontato da una minuscola antenna verticale.

Nell'interno di detta scatola trovano posto tutti gli organi necessari per la ricezione e per la trasmissione, oltre le pile di alimentazione.

Naturalmente esistono molti tipi, più o meno complessi, di radiotelefono: quello realizzato dall'autore del presente articolo ha il vantaggio della semplicità e della sicurezza di funzionamento. Esso è studiato per funzionare nelle gamme VHF e nel nostro caso su 144 Mc/s; nulla vieta però che esso possa essere adattato per le gamme viciniori. Lo schema è riportato in fig. 1. E' ovvio che la sua realizzazione deve avvenire preferibilmente per due o più esemplari.

Esaminando lo schema si può constatare come siano richiesti soltanto due tubi del tipo miniatura: un tubo 3A5 — doppio triodo — del quale un elemento è utilizzato in trasmissione e l'altro in ricezione, ed un tubo 3Q4 pentodo il quale ha la doppia funzione di modulatore in trasmissione e di amplificatore di B.F. in ricezione.

Per l'alimentazione sono richieste due pile: una da 67,5 Volt per l'alta tensione ed una da 1,5 Volt per l'accensione.

La messa in funzione dell'apparato si effettua a mezzo di un doppio interruttore segnato nello schema con la sigla «INT». L'uso di una lampadina spia (nello schema indicata con il termine «témoin») è facoltativo dato che essa assorbe una sensibile energia alla batteria di accensione.

La commutazione ricezione-trasmissione viene effettuata a mezzo di un unico commutatore del tipo miniatura, indicato con l'abbreviazione «INV», a due sezioni ciascuna delle quali è del tipo a 4 circuiti e due direzioni. E' opportuno utilizzare un commutatore a minima perdita dato che esso fra l'altro fa anche capo al circuito di antenna.

Nella posizione «E» cioè in trasmissione l'alta tensione è applicata sulla placca del triodo di sinistra del tubo 3A5 che funziona come auto-oscillatore (commutatore in pos. 4). La frequenza dell'onda portante è determinata dalle caratteristiche dei due componenti L1 e C1.

Nello stesso tempo la commutazione in posizione 2 assicura l'alimentazione del microfono a carbone che deve essere del tipo a 1,5 V. L'antenna è collegata in posizione trasmissione dalla commutazione 5.

I segnali di B.F. del microfono sono applicati alla griglia del tubo 3Q4 per mezzo del trasformatore Tr2 (un comune trasformatore per microfono a carbone avente un rapporto 1:30 o 1:40). Il tubo 3Q4 funziona da modulatore agendo sull'alta tensione del triodo oscillatore del tubo 3A5 la quale per l'appunto è prelevata dalla placca della 3Q4 (alta tensione modulata). In questo caso il magnete del telefono utilizzato per l'ascolto (Ec) viene ad assumere la funzione di induttanza di modulazione.

Nella posizione R — cioè in ricezione — l'alta tensione è applicata all'elemento triodo di destra del tubo 3A5, funzionando da rivelatore in superreazione (comm. 3). L'accordo sulla frequenza da ricevere in tal caso viene effettuato a mezzo dei componenti L2 C2. L'antenna naturalmente a mezzo del commutatore viene portata in posizione «ricezione».

I segnali rivelati dal triodo sono avviati al trasformatore Tr1 il cui secondario è connesso al primario del trasformatore Tr2 (comm. 1) e dopo essere amplificati dalla 3Q4 sono avviati al telefono «Ec».

Come trasformatore Tr1 è stato usato un comune trasformatore per altoparlante di modello ridotto avente l'impedenza del primario adatta per una ECL80. Come si vede nulla di speciale per questo organo!

Il telefono «Ec» è stato realizzato in modo veramente elementare: infatti una comune cuffia da 2.000 ohm ha fornito i telefoni per due apparecchi distinti.

Tutte le resistenze sono del tipo a 1/2 W ed i condensatori hanno dielettrico ceramico salvo i due elettrolitici per i quali sullo schema è stata indicata la relativa capacità.

Le impedenze Ch1 e Ch2 sono identiche e sono state costruite nel modo seguente: su di un piccolo tubo di polietilene di 3,5 mm di diametro sono state avvolte 70 spire unite di filo di rame da 2/10 isolate da due strati di seta.

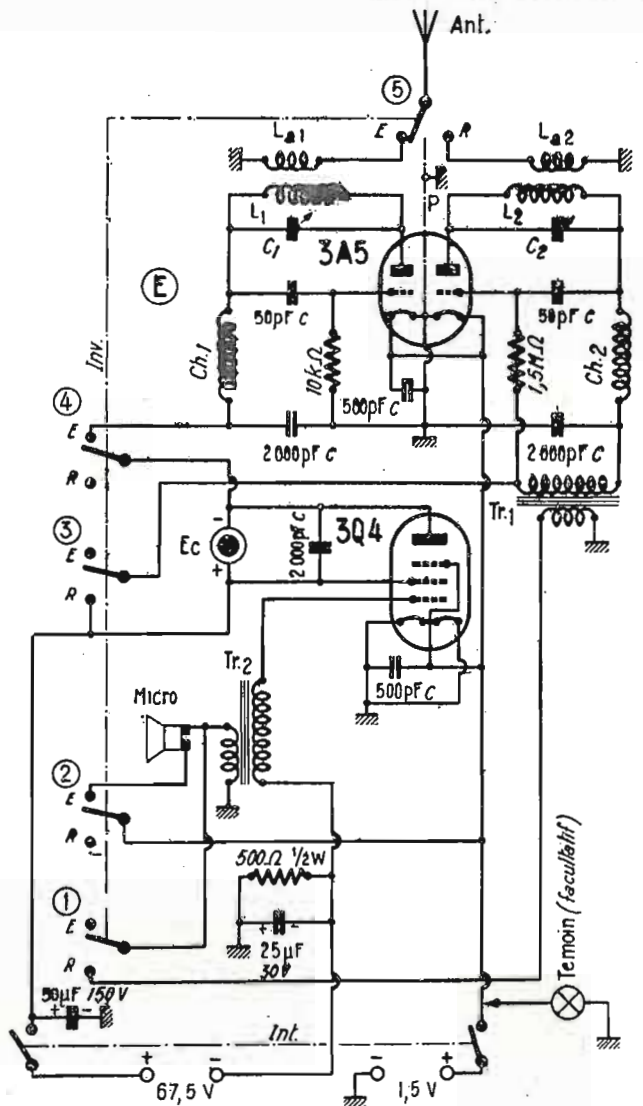


Fig. 1

I circuiti L1, C1 ed L2, C2 presentano le seguenti caratteristiche:

L1, L2 — 6 spire di filo da 12/10 di rame smaltato avvolte in aria; diametro interno 6 mm; lunghezza dell'avvolgimento 16 mm;

C1, C2 — Trimmer 3/30 pF.

Lal = La2 = 2 spire di filo da 12-10 di rame smaltato avvolte in aria; diametro interno 11 mm; spazio fra spira e spira 2 mm.

Le due bobine Lal ed La2 sono montate al disopra ed attorno ad L1 ed L2.

L'antenna è costituita da uno stilo di rame nudo da 4 mm di diametro ed ha la lunghezza di 48 cm. In fig. 4 è visibile la disposizione esterna dei vari organi.

Le dimensioni della scatola sono 280x85x60 mm. Sul frontale nella posizione più alta è posto il telefono, al centro è posta l'eventuale lampada spia, mentre in basso si trova il microfono. L'interruttore ed il commutatore trovano posto su di un fianco.

La parte inferiore della custodia è riservata alle pile, mentre nella parte superiore è collocato il complesso rice-trasmettente, che è montato direttamente sulla custodia, cioè senza alcun ausilio di chassis.

Gli organi principali sono fissati di fianco alla custodia, internamente ben inteso, e con l'ausilio di due placchette trasversali.

Dal punto di vista del cablaggio va ricordato che è indispensabile realizzare delle connessioni estremamente corte.

(Continua a pag. 258)



Oltre all'assortimento più vasto di

microfoni,

esaminate la nostra produzione specializzata di

Piedestalli-supporti

ed accessori vari per gli stessi

Microfono Dinamico
a pressione 30 ME/A
su Supporto 85 PO
e Morsetto 44 SFM.

Particolarmente funzionale ed elegante il nostro nuovo Piedestallo da Tavolo snodato 85 PO, con spostamento orizzontale e verticale ottenuto con frizioni largamente dimensionate

A disposizione dei lettori i nostri listini tecnici.



DOLFIN RENATO - MILANO

radioprodotti - "do. re. mi.,"

Piazza Aquileia n. 24 - Telefono n. 48.26.98

La Radiotecnica

di MARIO FESTA

MILANO - Via Napo Torriani, 3 - Tel. 661.880 e 667.992 (vicino Staz. Centrale)

presenta la scatola di montaggio

Mod. LR 52-U

Mobile radica pregiata - Mascherina urea avorio



Supereterodina 5 valvole Rimlock - 2 campi d'onda (corte e medie) - Potenza d'uscita 3 Watt - Energico controllo automatico di volume - Controllo di tono a variazione continua - Altoparlante di marca di ottima riproduzione musicale - Attacco Fono commutato - Alimentazione a corrente alternata da 110 a 220 V con autotrasformatore - Assoluta garanzia di lungo funzionamento ed efficacia delle valvole dovuta all'impiego di uno speciale termistore a lento passaggio iniziale di corrente - Scala parlante di facilissima lettura - Stazioni italiane separate e suddivise nei tre programmi. - Dimensioni: 53x29x32 **Prezzo netto L. 16,500**

Un nuovo prodotto **F.A.R.E.F.!**



Mod. RECORD

Supereterodina 5 valvole, 2 gamme d'onda - AF a impermeabilità variabile. Potenza d'uscita indistorti 2 Watt, alimentazione da 110 a 220 Volt - mobile in plastica nei colori amaranto, nocciola, avorio.

Dimensioni: 25 x 15 x 11 - Montato e tarato L. **11650**

F.A.R.E.F. RADIO - Milano, Via Volta 9 - Tel. 666.056

TRASFORMATORI

per radio - televisione - amplificatori - trasmettitori

- Trasformatori di uscita normali e per complessi ad alta fedeltà
- Trasformatori per uso normale - per elettrodomestici - per apparecchi elettromedicali per trifasi fino a 20 KVA
- Regolatori di tensione
- Stabilizzatori di tensione da 50-100-250 Watt
- Raddrizzatori
- Applicazioni elettriche varie

MONTI ITALO

Milano - Viale Espinasse n. 60/5 - Telefono 995-813

Esame sistematico teorico sperimentale degli stadi di un televisore moderno

G. TERMINI

SELEZIONE DEI CANALI

Il processo mediante il quale si fa corrispondere la banda passante con ognuno dei canali destinati al servizio televisivo è detto di selezione dei canali stessi ed ha lo scopo di trasformare le frequenze portanti video ed audio nelle corrispondenti frequenze intermedie. Da qui il significato di *selettore dei canali* o semplicemente di *selettore* dato ad una parte del ricevitore di immagini entrando nel quale con il canale televisivo prescelto si ottengono all'uscita le frequenze intermedie in questione. Segue un'avvertenza sostanziale circa la realizzazione pratica del processo di selezione che è realizzato nei ricevitori usuali facendo variare con continuità uno dei due elementi reattivi dei circuiti oscillanti, mentre riguarda i circuiti oscillanti stessi nei ricevitori televisivi in cui si passa da un canale all'altro mediante un sistema di commutazione.

Il selettore dei canali è normalmente costituito da una copia di stadi amplificatori a larga banda passante, seguiti da un convertitore di frequenza e ricorre a due regolazioni manuali; vale a dire alla *commutazione dei canali* ed alla determinazione accurata della frequenza della tensione locale. Non è invece prevista la regolazione di frequenza dei circuiti destinati a far passare i canali televisivi, se non con organi a variazione semifissa e pertanto destinati al lavoro di messa a punto, in quanto la larghezza della banda affidata ad essi è di valore tale (circa 7 Mc/s) da poter considerare trascurabili le variazioni a corto ed a lungo periodo dei parametri elettrici ed elettronici presenti.

Lo studio del processo di selezione dei canali, che ora si affronta si suddivide in due parti in quanto, si considera nella prima, l'*amplificazione a frequenza portante*, mentre si esamina, nella seconda, il *processo di conversione di frequenza*.

L'amplificazione a frequenza portante ha lo scopo di conferire al televisore i requisiti essenziali relativi al valore del rapporto segnale/rumore, all'impossibilità di irradiare la corrente a frequenza locale ed al problema infine di realizzare un adattamento fra l'impedenza del collettore di onde e quella d'ingresso del tubo destinato ad effettuare il cambiamento delle frequenze portanti. Per quanto riguarda il significato del rapporto segnale/rumore bisogna rilevare che tra i diversi stadi che determinano tale rapporto, ha un'importanza largamente preponderante quello in cui si realizza il cambiamento delle frequenze portanti. La possibilità di migliorare tale cifra facendo pervenire all'ingresso dello stadio di cui sopra una tensione a frequenza portante più elevata, si spiega dicendo che il rapporto fra la *tensione-segnale E* e la *tensione equivalente al rumore Er*, misurato all'uscita del convertitore di frequenza nel caso che manchi l'amplificazione a frequenza portante, risulta moltiplicato A_p volte quando è presente un'amplificazione A_p .

Il problema dell'amplificazione di una larga banda di frequenze con valore centrale molto elevato, è risolto individuando anzitutto i *fattori elettronici dei tubi* più specificatamente influenti tale regime. Tra essi occorre considerare:

1) Il *tempo di transito degli elettroni* che deve risultare trascurabile di fronte al periodo della tensione di comando e che è legato alle distanze mutue trasversali, esistenti fra i diversi elettrodi ed anche ai valori delle tensioni acceleratrici; si ha diversamente un fenomeno di assorbimento di energia da parte del circuito d'ingresso provocato dall'inerzia che si verifica fra la corsa degli elettroni ed il campo elettrico corrispondente alla tensione d'ingresso e che può computarsi equivalente a quello provocato da un resistore collegato in parallelo al circuito di comando;

2) I valori delle *capacità proprie e mutue del sistema elettrodico*, che devono risultare sufficientemente piccole per non diminuire il valore più elevato della frequenza di accordo dei circuiti oscillanti e per non rappresentare un mezzo di accoppiamento fra i diversi elettrodi.

3) Il valore della *pendenza del tubo* che occorre sia particolarmente elevato in conseguenza al fatto che il prodotto

fra l'amplificazione G dello stadio e la larghezza B della banda passante è proporzionale alla pendenza in questione.

4) Il valore della *resistenza equivalente al rumore del tubo* che è calcolato dall'espressione.

$$R_e = k \frac{I_a}{S^2}$$

avendo indicato con K una costante, con I_a l'intensità della corrente anodica e con S la pendenza del tubo, e che si richiede sia sufficientemente piccolo. Nel caso, in particolare, di un pentodo il valore di K è tanto minore quanto più è piccolo il rapporto fra l'intensità della corrente anodica e quella della griglia schermo.

5) L'importo delle *perdite provocate dai dielettrici* che si comprendono nel sistema elettronico, che occorre sia mantenuto ad un valore ovviamente molto basso.

Dal punto di vista della struttura elettrodica più conveniente si fa rilevare che nell'amplificazione delle tensioni ad altissima frequenza distribuite in una gamma molto estesa, il triodo è da considerare preferibile al pentodo per i valori sensibilmente minori delle *capacità d'ingresso e di uscita*, nonché anche per quelli relativi alla *resistenza interna* ed alla *resistenza equivalente al rumore*, parimenti meno importanti. Per quanto riguarda, in particolare, la resistenza interna del tubo si osserva facilmente che l'elevato valore raggiunto nei pentodi si dimostra poco conveniente in conseguenza al valore del carico anodico che è particolarmente ridotto per consentire il transito del canale televisivo. Circa invece il valore della resistenza equivalente al rumore si può dire che nei pentodi esiste anche il così detto *effetto di ripartizione* dell'emissione elettronica in quanto sono presenti delle fluttuazioni di corrente nei piani degli elettrodi incontrati dal flusso elettronico, mentre nei triodi si ha soltanto a che fare con la fluttuazione accidentale della corrente anodica intorno ad un valore medio, provocata dalla discontinuità dell'emissione elettronica, conseguente alla natura corpuscolare di essa (*effetto grandine* od *effetto mitraglia*). L'importanza del valore della resistenza equivalente al rumore è notevolissimo nell'amplificazione a larga banda passante, perchè la tensione relativa, che rappresenta la risultante di componenti sinusoidali distribuiti entro una gamma vastissima di frequenza, risulta ovviamente proporzionale alla larghezza stessa di tale banda. La tensione equivalente al rumore V_r , ossia la tensione supposta determinante l'intensità del rumore prodotto dal tubo è calcolata dal rapporto fra l'intensità della componente anodica del rumore I_r e la pendenza S ; si ha cioè

$$(1) \quad V_r = \frac{I_r}{S}$$

e poichè risulta sperimentalmente

$$(2) \quad I_r = F \sqrt{2B \cdot I_a \cdot e}$$

essendo F un fattore numerico, inferiore ad 1, che dipende dalla costruzione del tubo; B la larghezza della banda passante, I_a la componente alternativa della corrente anodica ed e la carica dell'elettrone ($e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb), sostituendone nella (1) si ottiene

$$(3) \quad V_r = \frac{F \sqrt{2B \cdot I_a \cdot e}}{S}$$

il che dimostra che essa cresce con il crescere di B e di I_a , mentre diminuisce con il crescere di S . Dalla (3) si desume anche, in particolare, che la tensione equivalente al rumore del tubo aumenta con il crescere della tensione negativa di griglia in quanto la pendenza S *diminuisce* più rapidamente della radice quadrata della corrente anodica.

Il valore della resistenza equivalente al rumore, vale a

(Continua da pag. 255)

Questa raccomandazione è di capitale importanza specialmente per quanto concerne i circuiti accordati L1-C1, L2-C2 ed il tubo 3A5 con relativi collegamenti. Per la verità non è proprio il caso di parlare di fili di collegamento dato che essi non debbono esistere perchè i vari componenti debbono collegarsi direttamente fra loro.

I circuiti La1, L1 e C1 da una parte ed La2, L2 e C2 dall'altra, non debbono presentare alcun accoppiamento fra di loro. Essi verranno sistemati rispettivamente a sinistra e a destra del supporto del tubo 3A5 ed in più una placca metallica P, visibile tanto nello schema quanto in fig. 2, collegata con la massa e saldata attraverso il supporto del tubo 3A5 assicura una efficace separazione dei due circuiti stessi.

Sulla parte superiore della custodia viene fissata una boccia da 4 mm isolata con delle rondelle di steatite. Ad essa fanno capo il circuito di antenna e l'antenna stessa.

E' ora il caso di dire qualche parola sulla messa a punto di un simile apparecchio.

Noi abbiamo costruito due radiotelefonici identici che chiameremo rispettivamente A e B. Ecco l'ordine delle operazioni che debbono essere eseguite.

1) Apparecchio A in posizione «trasmissione». Regolare l'oscillatore del trasmettitore L1, C1 agendo su C1 fino ad ottenere il funzionamento su 144 Mc/s. Controllare la frequenza a mezzo di un ondometro o di un grid-dip.

2) Apparecchio B posto a qualche decina di metri dall'apparecchio A. Regolare la ricezione sull'emissione di A accordando C2 fino ad ottenere la massima audizione. Assicurarsi che il ricevitore funzioni in *superreazione*. Ciò si può accertare interrompendo l'emissione di A: in tal caso B do-

dire quello di una resistenza concentrata disposta in parallelo all'ingresso di un tubo nel quale si possa considerare esclusa ogni causa interna, è fornito normalmente dal costruttore ed è calcolato dal prodotto di una costante K per il rapporto fra l'intensità della corrente anodica Ia ed il quadrato della pendenza S.

E' anche da osservare che il valore della capacità placca-griglia determinante un effetto di restroazione, vale a dire il trasferimento per via interelettrodica dall'uscita all'ingresso di una componente alternativa, a prima vista nullo o comunque meno importante nei pentodi, è in realtà presente anche nei tubi a cinque elettrodi in conseguenza ai valori non sufficientemente elevati che assumono le reattanze corrispondenti alle capacità interelettrodiche. Il processo di neutralizzazione dell'effetto di tale capacità, per altro indispensabile nel caso della connessione di un triodo con catodo a massa, è evitato con alcune particolari disposizioni quali quella con *griglia a massa* e quella nota con il nome di *cascode*, caratterizzata dal fatto che si ricorre ad un triodo con griglia a massa per realizzare il carico anodico di un altro tubo connesso con catodo a massa.

Particolarmente importante in pratica la disposizione con griglia a massa, in cui si ottiene cioè di schermare con essa il circuito di uscita da quello d'ingresso. Il funzionamento dello stadio è caratterizzato dal fatto che nel circuito d'ingresso catodo massa coesistono in tal caso due tensioni di fase opposta riferite, l'una, alla tensione eccitatrice ed essendo provocata, l'altra, dalla componente alternativa della corrente anodica. Ciò significa che con questa disposizione è presente una reazione negativa a comando di corrente che diminuisce considerevolmente l'amplificazione dello stadio. L'impedenza di ingresso di un tubo con griglia a massa è

$$Z_i = \frac{R_i + R_a}{\mu + 1}$$

in cui si è rappresentato con R_i la resistenza del tubo, con R_a la resistenza dinamica del carico anodico e con μ il coefficiente di amplificazione del tubo. Poichè R_a è normalmente trascurabile rispetto ad R_i , risulta anche

$$Z_i \cong 1/S$$

essendo S la pendenza del tubo. Nel caso, per esempio del triodo PCC85 della «Philips», in cui è $S = 6 \text{ mA/V}$, si ha $Z \cong 66 \text{ ohm}$. L'amplificatore con griglia a massa è pertanto caratterizzato dal valore molto basso dell'impedenza d'ingresso il che ha, per conseguenza che la tensione a frequenza portante può essere distribuita entro un rilevante intervallo di frequenze, quale è appunto il caso del canale televisivo.

L'adattamento dell'impedenza d'ingresso del tubo con quella della linea connessa al collettore d'onde si effettua agevolmente per via trasformatorica nel caso di linea bilanciata, mentre avviene per via autotrasformatorica quando si ha a che fare con un cavo coassiale e quindi con una linea non bilanciata.

L'impiego del triodo nello schema con *catodo a massa* è vincolato, come si è detto, alla necessità di neutralizzare l'effetto della capacità placca-griglia il che può essere fatto connettendo molto semplicemente fra l'anodo e la griglia una reattanza avente il medesimo valore di quella della capacità interelettrodica ma disposta in modo da riportare una tensione di fase opposta a quella introdotta per via interelettrodica. Si perviene infatti a ciò con un condensatore avente una capacità uguale alla capacità anodo-griglia, connesso a valle dal circuito d'ingresso. Una disposizione del genere si dimostra in realtà adeguata soltanto nel caso che la banda passante sia sufficientemente ristretta e non può essere applicata se non provvedendo a diminuire l'amplificazione dello stadio.

(Si prosegue nell'argomento nel fascicolo che segue)

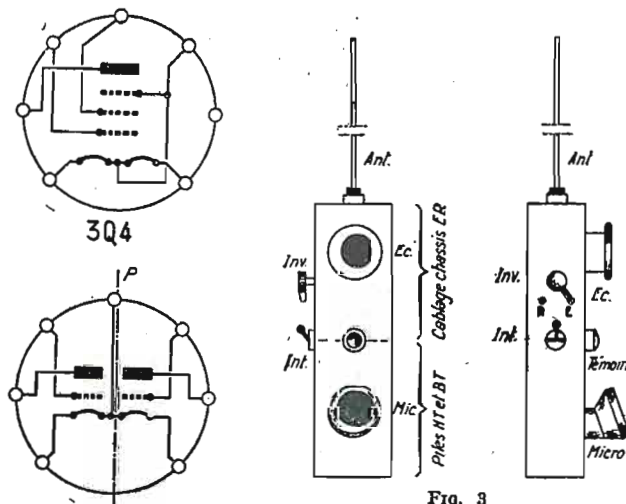


FIG. 2

FIG. 3

vrà far intendere il caratteristico rumore di caduta d'acqua. Se ciò non si verifica è opportuno modificare l'accoppiamento di La2 fino ad ottenere il suddetto soffio. Riattaccando il trasmettitore A il soffio dovrà sparire per dar luogo alla ricezione dell'emissione. Ritoccare infine C2 fino a ottenere il massimo di intensità di ricezione. Per ottenere dei ritocchi più fini può essere opportuno allontanare ulteriormente i due apparecchi.

3) Lasciando l'apparecchio A sempre nella posizione di trasmissione si aggiusta l'accoppiamento di La1 ed L1 fino ad ottenere la massima energia irradiata, cosa che si controlla sul ricevitore B.

Terminate le operazioni di messa a punto si agisce in senso inverso e precisamente facendo funzionare l'apparecchio B in trasmissione e l'apparecchio A in ricezione.

Terminate le operazioni di messa a punto è bene assicurarsi del perfetto bloccaggio delle bobine e dei condensatori C1 e C2 i quali potranno essere fissati nella loro posizione a mezzo di cera liquida.

Durante le operazioni di messa a punto i due condensatori debbono essere manovrati a mezzo di una chiave isolante.

La portata che si può raggiungere con questi due apparecchi, su punti piani e visibili è dell'ordine dei 3 o 4 chilometri.

Cerchiamo rappresentanti
introdottissimi vendita strumenti di misura per
Liguria, Emilia e Veneto

Scrivere a:

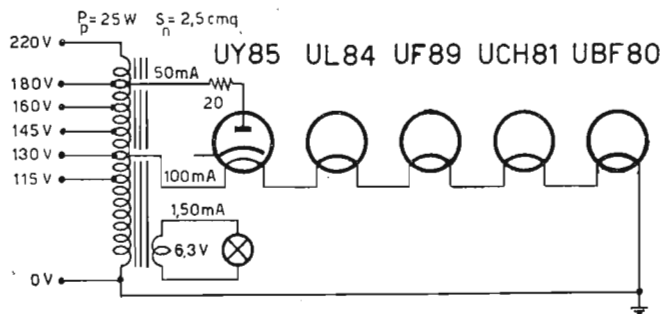
ELETTROMECCANICA TROVERO
Milano - Via Carlo Botta N. 32 - Telef. 593.590

CALCOLO DI UN AUTOTRASFORMATORE

Sergio Polo

L'adozione di un autotrasformatore per l'accensione in serie dei filamenti dei tubi negli apparecchi radio di media e piccola potenza, consente importanti vantaggi rispetto ai sistemi che comportano l'uso di resistenze di caduta, dissipatrici di potenza. Questi vantaggi si possono così riassumere: a) *aumento di rendimento dell'alimentatore* e quindi minori inconvenienti dovuti ad eccesso di temperatura all'interno dell'apparecchio; b) *tensione anodica più elevata e costante per tutte le tensioni di rete*; c) *potenza assorbita pressochè costante a tutte le tensioni di rete*. L'ingombro si può ritenere eguale o anche minore, per il fatto che l'autotrasformatore non raggiunge la temperatura delle resistenze dissipatrici e può perciò consentire una costruzione molto compatta.

Con l'autotrasformatore si realizza inoltre un'economia nel rame e nel ferro di circa il 40% rispetto ai trasformatori di alimentazione normali, per cui la soluzione appare



senz'altro conveniente in tutti quei casi ove non sia previsto il collegamento dell'apparecchio radio alla rete a corrente continua.

Il seguente esempio di calcolo si riferisce ad un autotrasformatore per cinque tubi della serie Noval da 100 mA di accensione, le cui tensioni di accensione, nell'ordine di collegamento, sono:

- UBF80 17 V (rivelatore ed amplificatore B.F.),
- UCH81 19 V (convertitore),
- UF89 12,6 V (amplificatore, F.I.),
- UL84,45 V (finale di potenza),
- UY 38 V (rettificatore c.a.).

La somma delle tensioni di accensione di tutti i filamenti corrisponde a 130 V, ossia alla seconda tensione sul cambio tensioni. A questa presa andrà collegato l'estremo della serie rappresentato da un piedino facente capo al filamento del tubo UY85. Le altre tensioni primarie sono: 115, 160, 180 e 220 volt.

L'anodica viene prelevata dalla presa a 180 V corrispondente alla quinta tensione sul cambio tensioni; essa assorbe la corrente *secondaria* di 50 mA. Un avvolgimento separato a 6,3 V, 0,15 A serve per l'accensione della lampadina di illuminazione della scala parlante.

L'aspetto schematico dell'autotrasformatore ed il circuito di impiego sono illustrati in Fig. 1.

Il calcolo si inizia determinando la potenza *secondaria* dell'autotrasformatore, che è uguale alla somma delle potenze singole.

Per l'anodica si ottiene: $0,05 \text{ A} \times 180 \text{ V} = 9 \text{ W}$; per i filamenti: $0,1 \text{ A} \times 130 \text{ V} = 13 \text{ W}$; per le lampadine della scala parlante: $0,15 \text{ A} \times 6,3 \text{ V} = 0,945 \text{ W}$. Effettivando la somma, la potenza *secondaria* diviene: $9 + 13 + 0,945 = 22,945 \text{ W}$.

Prospettando un rendimento dell'88%, la potenza *primaria* diviene $(22,945 \text{ W} : 88) \times 100 = 25 \text{ W}$.

In base a questo dato si dimensiona ora il nucleo centrale del pacco lamellare di ferro al silicio, la cui sezione *netta* risulta di $\sqrt{W/2} = \sqrt{25/2} = 2,5 \text{ cmq}$ netti.

Il diametro dei vari conduttori da adottare per l'avvolgimento va determinato tenendo presente che le correnti pri-

marie e secondarie sono in opposizione, per cui il conduttore comune a queste due correnti ha un diametro dipendente dalla *differenza* delle due correnti; da qui la sopra accennata economia nel rame.

Occorre osservare che nel presente caso nella sezione da 130 V a 180 V la corrente non può essere inferiore a quella minima di 50 mA stabilita dalla corrente anodica necessaria per il funzionamento delle valvole.

Calcolando in base al sistema classico le correnti primarie si ottiene:

- 25 W 130 V = 0,192 A,
- 25 W 145 V = 0,172 A,
- 25 W 160 V = 0,156 A,
- 25 W 180 V = 0,138 A,
- 25 W 220 V = 0,114 A.

Come detto, in circuiti comuni, queste correnti primarie vanno diminuite di quelle secondarie; perciò a 115 V si avranno $0,218 - (0,05 + 0,1) = 0,068 \text{ A}$, mentre a 130 V si avranno $0,192 - (0,05 + 0,1) = 0,042 \text{ A}$. Quest'ultima corrente è però inferiore a quella minima prevista di 50 mA, per cui la restante da 115 V a 180 V va dimensionata per 50 mA. Nell'ultima sezione da 180 a 220 V, poichè non vi sono correnti comuni, agisce quella di 0,114 A.

I vari diametri dei conduttori risultano pertanto dalla formula $0,8 \sqrt{I}$:

- da 0 V a 115 V $0,8 \sqrt{0,068} = 0,21 \text{ mm}$,
- da 115 V a 180 V $0,8 \sqrt{0,05} = 0,18 \text{ mm}$,
- da 180 V a 220 V $0,8 \sqrt{0,114} = 0,27 \text{ mm}$.

Per il secondario BT a 6,3 V, 0,15 A il diametro del conduttore è di $0,8 \sqrt{0,15} = 0,31 \text{ mm}$.

A questo punto si calcolano assai speditamente le spire necessarie per ogni sezione dell'avvolgimento con la seguente formula semplificata, valida per frequenza di rete di 50 cicli.

$$\frac{\text{tensione in volt} \times 45}{\text{sezione netta nucleo in cmq}}$$

Pertanto, l'avvolgimento per 6,3 consta di:

$$\frac{6,3 \text{ V} \times 45}{2,5} = 115 \text{ spire};$$

l'avvolgimento fino a 115 V di:

$$\frac{115 \text{ V} \times 45}{2,5} = 2070 \text{ spire};$$

l'avvolgimento da 115 a 130 V di:

$$\frac{15 \text{ V} \times 45}{2,5} = 270 \text{ spire};$$

l'avvolgimento da 130 a 145 V di:

$$\frac{15 \text{ V} \times 45}{2,5} = 270 \text{ spire};$$

l'avvolgimento da 145 a 160 V di:

$$\frac{15 \text{ V} \times 45}{2,5} = 270 \text{ spire};$$

l'avvolgimento da 160 a 180 V di:

$$\frac{20 \text{ V} \times 45}{2,5} = 360 \text{ spire};$$

l'avvolgimento da 180 a 220 V di:

$$\frac{40 \text{ V} \times 45}{2,5} = 720 \text{ spire}.$$

E con ciò si sono completati tutti i dati necessari per procedere alla realizzazione dell'autotrasformatore.

Quale prova del calcolo, la tensione di 220 V deve ridare un numero di spire eguale alla somma di quelle testè calcolate, infatti: $2070 + 270 + 270 + 270 + 360 + 720 = 3970$, in quanto è infatti:

$$\frac{220 \text{ V} \times 45}{2,5} = 3970.$$

Questo sistema di calcolo può servire come guida per la realizzazione di autotrasformatori aventi caratteristiche diverse da quelle riportate, tenendo presenti i principi generali e le formule indicate.

Inviare le richieste di questa rubrica a "radiotecnica-televisione", Via Lario 73,

Televisore «MAGNADYNE» 5001. Cinescopio e messa a punto della trappola ionica.

Sig. G. Bernardi, Milano.

Innanzitutto facciamo presente che nella rubrica «Consulenza» di P.S. del numero scorso, per un errore tipografico riferendoci al vetro di protezione che è anteposto al cinescopio, è stato scritto «nel modo più assoluto si deve asportare il vetro» mentre è ben chiaro che doveva essere scritto «nel modo più assoluto non si deve procedere ad...». Con questo abbiamo chiarito il primo punto posto dal Sig. Bernardi.

Il televisore MAGNADYNE 5001 da 17 pollici è fornito di tubo 17QP4 ed è fissato al mobile per mezzo di un'apposita incastellatura; la sua rimozione dev'essere eseguita esclusivamente da personale specializzato e con le dovute cautele per evitare il pericolo di esplosione.

Il cristallo di protezione, disposto anteriormente allo schermo fluorescente, serve fra l'altro ad evitare danni alle persone nel caso di rottura violenta.

Le tensioni di alimentazione del filamento, della griglia-controllo e del 1° anodo, sono condotte allo zoccolo del

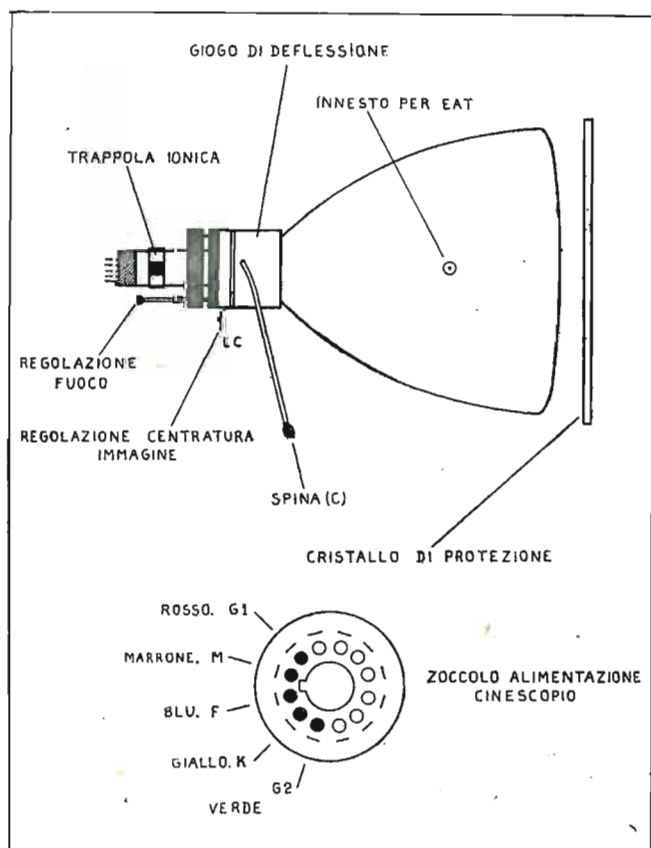


Fig. 1

cinescopio tramite un cavo a quattro conduttori provenienti dal TVS (telaio sincronismi). Il catodo del cinescopio è invece collegato, con un filo indipendente munito di spinotto, ad una boccola del telaio ricevitore la quale a sua volta è connessa con l'uscita dell'amplificatore per le video frequenze;

al fine di non peggiorare inutilmente la definizione si eviti di intrecciare detto filo con altri conduttori.

Il giogo di deflessione è collegato al TVS con un proprio cavo a 5 conduttori munito di una speciale spina-maschio: la spina femmina, che si trova sul TVS è collegata con i generatori della base tempi orizzontale e verticale.

Trappola ionica.

Il corretto aggiustamento della trappola ionica è della massima importanza non soltanto al fine di ottenere una buona immagine, ma anche per evitare il deterioramento dello schermo fluorescente in conseguenza del deposito sul medesimo di particelle metalliche derivanti dalla vaporizzazione del bordo del secondo anodo in seguito a bombardamento elettronico. Per eliminare il pericolo di tale deterioramento, che si manifesta con una macchia circolare giallastra al centro dello schermo, si deve procedere nel modo seguente.

1) Mantenendo spento il televisore, si dispone la trappola ionica in modo che il magnetino disti 2 o 3 millimetri dallo zoccolo del cinescopio e la si ruota fino ad avere il contrassegno rosso in alto ed il magnetino alla destra dell'operatore, che si suppone dietro il televisore, a circa 90° rispetto alla verticale dell'apparecchio. Non riuscendo a soddisfare dette condizioni di orientamento si deve sfilare la trappola ionica, invertirla ed infilarla nuovamente sul collo del cinescopio.

2) Si pone il comando di luminosità al minimo, si accende l'apparecchio. Si attende all'incirca un minuto, quindi si ruota lentamente il comando della luminosità sino ad ottenere un'immagine appena visibile. Se non appare l'immagine si controlla la presenza dell'EAT o, almeno, quella della tensione sopraelevata. Se dette tensioni non sono presenti o normali, occorre verificare il TVS. Se le tensioni sono presenti si procede, per tentativi, a spostare la trappola ionica sino ad ottenere l'immagine, sempre avendo cura di mantenere molto bassa la luminosità.

Se tutti questi tentativi non danno risultato si deve concludere per l'inefficienza della trappola ionica o del cinescopio.

3) Ottenuta un'immagine appena visibile, si operano piccoli spostamenti assiali ed in senso rotatorio della trappola ionica in modo da ottenere il massimo aumento della luminosità. Se, ultimata questa operazione, appaiono delle ombre su uno o più angoli dell'immagine, ciò significa che il giogo di deflessione non è centrato: si procede allora, ad una centratura, almeno approssimativa, del giogo stesso.

Le suddette operazioni debbono essere eseguite durante la trasmissione di una immagine costante come ad esempio il monoscopio.

Centraggio della scansione. Quando i lati dell'immagine non sono paralleli al riquadro dello schermo, occorre ruotare il giogo di deflessione. Per la centratura delle scansioni si deve agire sulla levetta LC facente parte del complesso di deflessione (fig. 1); uno spostamento di LC dall'alto in basso o viceversa provoca una traslazione orizzontale della scansione, mentre invece, uno spostamento di LC da destra a sinistra, o viceversa, trasla verticalmente l'immagine.

Ultimato il centraggio della scansione sia orizzontale che verticale, si blocca la levetta LC per mezzo dell'apposita vite.

Le regolazioni suddette devono essere eseguite una volta tanto, qualora ve ne sia la necessità, in sede di installazione del televisore.

Per non ripetere inutilmente alcune regolazioni la centratura finale delle scansioni deve eseguirsi dopo la messa a punto dei comandi di ampiezza e linearità.

Può accadere che con la manovra Lc non si riesca ad effettuare la centratura geometrica delle deflessioni: ciò avviene quando l'asse del giogo non coincide con l'asse del cinescopio. Si provvede allentando le viti di fissaggio del giogo e correggendo l'orientamento del medesimo per tentativi sino ad ottenere una sufficiente centratura del campo di regolazione di Lc.

Segnali extra-terrestri trasmessi dalla B.B.C.

Sig. L. Formentin, Matera.

Sull'argomento ci siamo già intrattenuti in passato. L'esperimento eseguito recentemente dalla BBC non aveva per nulla la pretesa di fare udire ai radioascoltatori segnali radio-telegrafici o similari, provenienti da esseri viventi di altri pianeti o di altri sistemi solari.

A parte il fatto che esiste una sola probabilità contro alcuni miliardi che in altri mondi vi siano esseri di minore intelligenza o magari di intelligenza enormemente superiore a quella dell'uomo, che certamente saranno orientati verso altri sistemi di vita e di comunicazione) il suddetto esperimento aveva l'unico scopo di far udire dei rumori o sibili dovuti a radiazioni di natura elettromagnetica emessi, per l'appunto, in diversi punti dello spazio siderale.

Non si tratta del resto di cosa nuova se si pensa che il fenomeno è stato riscontrato nel lontano 1933 dal Dott. G. JANSKY sulla frequenza di 20.500 kc/s e successivamente su altre frequenze.

Le onde ultracorte, la possibilità di realizzare antenne paraboliche di grandi dimensioni ed estremamente direttive, hanno permesso alla RADIOASTRONOMIA, che con questo nome è stata battezzata la nuova scienza che studia i fenomeni celesti sfruttando i fenomeni radioelettrici, di fare sensazionali progressi.

E' quindi ovvio che nella gamma delle onde corte non è assolutamente il caso di credere a coloro che dichiarano di aver intercettato dei segnali strani, come è capitato a quel suo amico che si diletta in banda 20 metri. Provi ad esempio a ricevere un'emittente qualsiasi in gamma O.C. e le sarà facile accertare che quanto si verifica nelle gamme radiofoniche ad O.C. è veramente molto strano. Ma ciò dipende esclusivamente dal fatto che gli uomini continuano a farsi la guerra delle onde fra di loro ed i radioascoltatori, e non solo loro, ne pagano le conseguenze.

Documenti per ottenere la licenza di radoriparazione.

Sig. R. Loma, Bologna.

Anche questa volta, in relazione alle numerose richieste che ci sono pervenute in merito ai documenti necessari per ottenere la licenza di radoriparazione siamo costretti a pubblicare nuovamente quanto già trattato su diversi numeri arretrati.

Per ottenere la licenza di radoriparatore (valevole anche per la riparazione dei televisori) è necessario presentare all'Ufficio Tecnico Imposte di Fabbricazione della provincia di residenza i seguenti documenti:

- 1) Carta bollata da L. 200 diretta al Ministero delle Poste e Telecomunicazioni, Sezione Radio-Divisione II.
- 2) Certificato bollato della Camera di Commercio dal quale deve risultare l'iscrizione nei ruoli dell'attività radio.
- 3) Ricevuta dell'abbonamento alle radiodiffusioni ed alla Televisione.
- 4) Ricevuta della Bolletta 72-A comprovante il pagamento all'Ufficio del Registro della tassa annuale di concessione governativa.
- 5) Permesso del Comune autorizzante la vendita.

Dispositivi per ottenere la tonalità variabile indipendentemente per i toni bassi ed i toni alti.

Sig. G. Balestrini, Genova.

Molti sono i dispositivi che permettono di ottenere con una sola valvola il controllo indipendente dei toni alti e dei toni bassi. Per maggior chiarezza riportiamo alcuni schemi di sicuro funzionamento.

In fig. 2 è indicato lo schema di un sistema a due potenziometri che permette il controllo separato agendo su due potenziometri distinti. R2 serve per il controllo dei toni acuti, R3 per quelli bassi. R1 serve per il controllo di volume.

Pirometro a cellula fotoelettrica.

Sig. G. Carlini, Livorno.

Il pirometro a cellula fotoelettrica è infatti molto usato per apprezzare variazioni di temperatura di decimi di grado. Esso ha il notevole vantaggio dell'assoluta mancanza d'inerzia e di un'ottima proporzionalità fra la luce incidente e la corrente fotoelettrica. Fra l'altro presenta un'assoluta costanza di emissione elettronica per una intensità di illuminazione costante.

Il funzionamento del pirometro a cellula fotoelettrica è il seguente. Dall'oggetto caldo, del quale si vuole conoscere la temperatura, a mezzo di adatti filtri vengono prelevate delle radiazioni appartenenti ad una zona spettrale quasi monocrom-

matica e corrispondenti alla zona di massima sensibilità della temperatura del corpo radiante. Naturalmente per poter effettuare letture o registrazioni su adatti strumenti, la corrente erogata dalla cellula deve essere opportunamente amplificata. E' possibile usare con notevole vantaggio un oscillografo.

Ricezione stazioni ad onda media dell'Estremo Oriente. QSL per stazioni radiofoniche.

Sig. G. Di Costanzo, Napoli.

Nel tardo pomeriggio in Italia è possibile la ricezione di alcune stazioni dell'Estremo Oriente. Le due stazioni da Lei individuate sono esatte: infatti su 1040 kc/s trasmette la stazione cinese di PECHINO mentre su 1180 kc/s trasmette OKINAWA, una stazione della Voce dell'America che si trova nelle Isole Ryukyu. L'indirizzo per inviare la QSL è il seguente:

Broadcasting Administration Bureau - Peking (Cina) e - Voice of America in Okinawa (Ryukyu Is.).

Invece di scrivere delle lettere può benissimo far uso di QSL simili a quelle usate dai radiomattori. Nelle stesse dovrà indicare: 1) la frequenza della stazione ricevuta; 2) il nome della stazione e l'eventuale nominativo; 3) l'ora di rice-

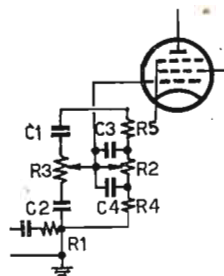


Fig. 2

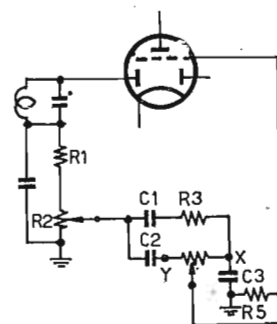


Fig. 3

Fig. 2 - R1 - $1 \div 2$ M-ohm; R2, R3 - 1 M-ohm; R4 - 30 K-ohm; R5 - $0,25 \div 0,3$ M-ohm. Con lo schema riportato in fig. 3 si ha il controllo separato dei toni alti e di quelli bassi adoperando un solo potenziometro: in «X» si esaltano i toni bassi, in «Y» i toni acuti; i valori relativi a questo schema sono: R1 - 0,1 M-ohm; R2 - 0,5 M-ohm; R3 - 0,1 M-ohm; R4 - 0,5 M-ohm (e, eventualmente anche un potenziometro da 1 M-ohm); C1 - 5000 pF; C2 - 200 pF; C3 - 300 pF.

zione; 4) l'eventuale annuncio; 5) l'intensità di ricezione col codice QSA dall'uno a cinque; 6) il Fading (QSB); 7) la qualità della modulazione; 8) il QRM cioè i disturbi o le interferenze; 9) il risultato generale di ricezione; 10) il tipo di ricevitore usato; 11) il tipo di antenna; 12) l'indirizzo.

Propagazione sulle O.C. Stazioni O.C.

Sigg. G. Rosalba, Milano - G. Sereni, Roma.

Con l'inizio del nuovo ciclo solare la propagazione delle onde cortissime sta aumentando considerevolmente. Ne è prova evidente che mentre negli scorsi anni le gamme di radiodiffusione dei 21 Mc/s erano quasi abbandonate si stanno gradualmente completando di emittenti delle varie nazionalità.

Anche la gamma del broadcasting sui 25 Mc/s incomincia ad essere moderatamente usata, prova ne sono le stazioni inglesi che hanno iniziato le trasmissioni su 25720, 25750 e 26080 kc/ e quella di Vienna su 25945 kc/s.

La stazione che trasmette attualmente su 9010 (precisamente 9008 kc/s) e che giunge a notevole intensità in Italia è TEL AVIV (Kos Yisrael) di ISRAELE.

Gamme destinate alla radiodiffusione ed alla televisione.

Sig. G. Battolini, Firenze.

Gamme di radiodiffusione 150-285 kc/s (I reg.) - 525-1605 (I reg.) 2300-2498 tropic. 3200-4300 tropic. - 3950-4000, 4750-5060 tropic. - 5950-6200, 7100-7300, 9500-9775, 11700-11975 15100-15450, 17700-17900, 21450-21750, 25600-26100.

Televisione ed FM - Prima regione 41-68 Mc/s, 87,5-100 (FM), 174-216, 470-585, 610-690.

Seconda regione: 44-72 Mc/s, 76,88, 88-108 (FM), 174-216, 470-940.

Terza regione: 44-68, 87-108 (FM), 170-200, 400-585, 610-690.

LESAs

POTENZIOMETRI CHIMICI
POTENZIOMETRI E REOSTATI A FILO
POTENZIOMETRI SPECIALI - ATTENUATORI
ACCESSORI DIVERSI

LESAs • MILANO - Sede: VIA BERGAMO 21
 ROMA - Ufficio: VIA MONTEPERTICA 47

SUVAL

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE
 di G. Gamba

- Supporti per valvole Rimlock
- Supporti per valvole Noval
- Supporti per valvole Miniature
- Supporti per valvole Octal
- Supporti Duodecal per tubi televisivi
- Supporti Americani
- Supporti Europei
- Schermi per valvole
- Cambio tensione ed altri accessori

Esportazione in Europa e America

Sede: MILANO - VIA G. DEZZA N. 47
 Telefono N. 487.727

Stabilim.: MILANO - VIA G. DEZZA N. 47
 BREMBILLA (BERGAMO)

MEGA RADIO

TORINO - Via Giacinto Collegno 22 - Tel. 77.33.46
 MILANO - Foro Buonaparte 55 - Tel. 86.19.33

Analizzatore portatile «Practical»

Generatore di segnali (Sweep Marker)
 Mod. 106-A - Serie TV

Voltmetro elettronico
 Mod. 104-A

Oscillografo a larga banda
 Mod. 108-A - Serie TV

Super Analizzatore «Constant»
 Mod. 101 - Serie TV

Videometro (Generatore di barre)
 Mod. 102 - Serie TV

Oscillatore modulato «C.B.V.»

Grid Dip Meter
 Mod. 112-A - Serie TV

Analizzatore «T.C. 18 D»

«P.V. 20 D»
 Provalvalvole

energo-italiana

s.r.l.

via carnia, 30 tel. 287.166 milano

fili autosaldanti con anima in resina attivata - con anima liquida evaporabile - pieno • conforme alle norme americane f.s.s.c.- qq/s/571 b - e a quelle inglesi m.o.s./dtd 599 e b.b.s. 441/1952

"dixosal" disossidante pastoso per saldature a stagno • conforme alle norme americane f.s.s.c. - o.f.506

il filo **energo** è riconoscibile tra i prodotti simili in quanto presenta, per tutta la sua lunghezza, una zigrinatura regolarmente depositata, quale marchio di fabbrica della "energo italiana"

fili autosaldanti



BOJANO - WAZ

Un'affermazione F.A.R.E.F.!



Mod. LILYOM

Dimensioni: 25 x 15 x 12

Malgrado la forte richiesta e il successo ottenuto, continuiamo a vendere al prezzo eccezionale di propaganda la supereterodina 5 valvole 2 gamme d'onda - Mod. **Lilyom** a L. **10.650** già montato e tarato.

F.A.R.E.F. RADIO - Milano, Via Volta 9 - Tel. 666.056

Un successo che continua!



Mod. GEMMA

Dimensioni: 25 x 10 x 15

La F.A.R.E.F. è lieta di comunicare alla sua affezionata clientela che continuano le forti richieste della scatola di montaggio GEMMA supereterodina 5 valvole rimlock - 2 gamme d'onda. Altoparlante in alnico V - Scatola di montaggio completa L. **10.500** (esclusa la borsa) - Borsa L. **1.050**

F.A.R.E.F. RADIO - Milano, Via Volta, 9 - Tel. 666.056

NOVA

S. p. A.

Officina Costruzioni Radio Elettriche

NOVATE MILANESE

Via C. Battisti, 21 - Telef. 970.861 - 970.802

INTERFONICI

adatti a qualunque impiego

Trio K - Trio simplex - Int. Com-54

Chiedeteci informazioni - Prospetti - Preventivi

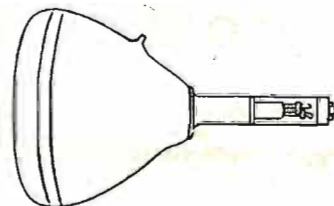
★ *listen with thine eyes*



EDISWAN

*Valves, Television Tubes and
Radio and Electronic Components*

*Chosen by
the leading
setmakers for
true-to-life
reproduction*



THE EDISON SWAN ELECTRIC CO. LTD., LONDON - Member of the A.E.I. Group of Companies

Concessionario **Gian Bruto Castelfranchi** Milano - Roma - Ancona - Napoli



DIREZIONE AMMINISTRATIVA E COMMERCIALE:

MILANO - VIA GIORGIO JAN N. 5 - TELEFONO N. 22.16.17

LABORATORI:

GALLERIA BUENOS AYRES N. 8

MECRONIC

Fabbrica italiana apparecchi
elettronici di misura e controllo

OSCILLOGRAFO MECRONIC

Mod. 320/L

ASSE VERTICALE

- Fattore deflessione:
3,5 mV per cm.
- Risposta di frequenza:
Piatto da 0 a 2 MHz 3 db a 5 MHz
- Taratura del valore Picco a Picco:
con la semplice pressione di un pulsante

ASSE ORIZZONTALE

- Fattore deflessione:
40 mV per cm.
- Risposta di frequenza:
3 db da 1 Hz a 300 kHz
- Asse dei Tempi:
da 10 Hz a 500 kHz



ALTRE CARATTERISTICHE: Tempo di salita 0,2 μ s - assenza di sovratensione (overshoot) - Impedenza di ingresso verticale ed orizzontale 2 M Ω - Attenuatori di ingresso compensati - Componente continua inseribile o no - Dimensioni 320 x 225 x 430 mm.

L' OSCILLOGRAFO ITALIANO DI ALTA CLASSE