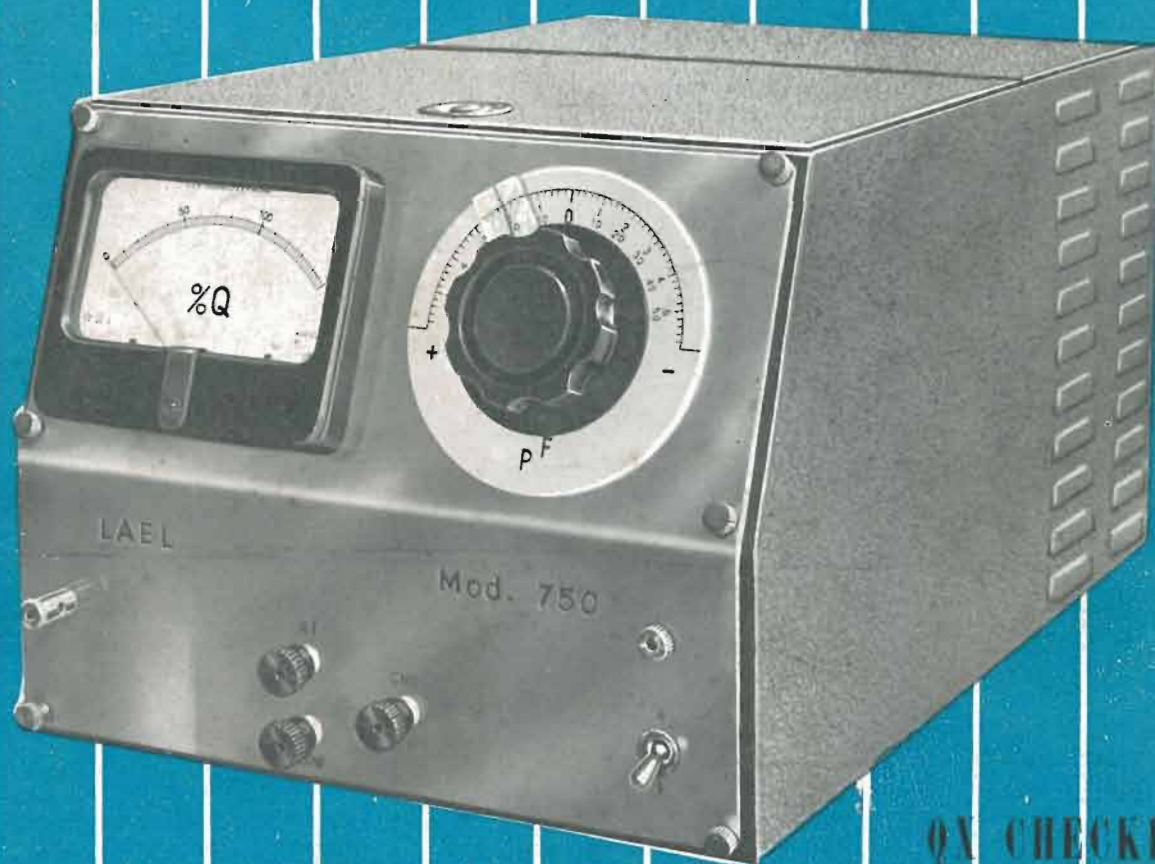


RADIOTECNICA

L. 200 *teorica e pratica* 50

MENSILE DIRETTO DA G. TERMINI



QX CHECKER
MOD. 750

Visitateci alla

MOSTRA NAZIONALE DELLA RADIO

Milano - Palazzo dello Sport - 13-24 Settembre 1955

Stand n. 61

LAEL
MILANO

CORSO XXII MARZO 6, TELEFONO 58.56.62

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 6VT
Apparecchio Super 5 valvole 2
campi d'onde medie e corte,
forte e perfetta ricezione, mobi-
letto bachelite color avorio, ver-
de, rosso, grigio a richiesta,
dimensioni: cm. 10 x 17 x 25
Ai rivenditori . L. **11.000**

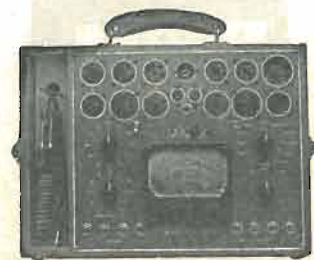
TESTER

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. **13.000**
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 L. **30.000** com-
preso i Noval TV

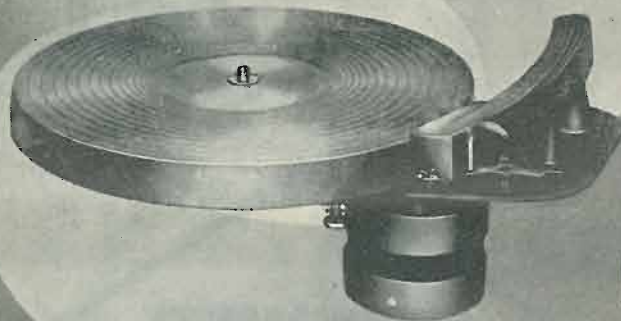
Vasto assortimento di materiale
Radio e TV

Richiedere il nuovo listino illustrato e valvole

Antenne televisive ★ Cavi ed accessori per
impianti antenne TV ★ Strumenti di misu-
ra e controllo Radio e TV ★ Valvole
ricambi Radio e TV

Faro

Microsolco



MIGNON
A 3 VELOCITA'

FARO - Milano - Via Canova, 35 - Telefono N. 91.618

Elettromeccanica



TROVERO

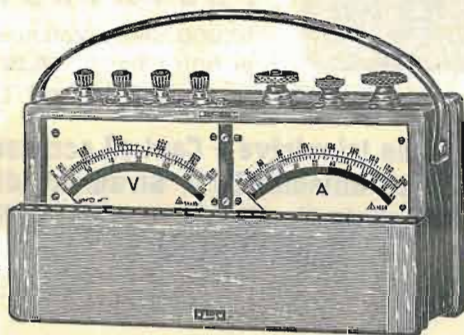
Via Botta, 32

Tel. 59 35.90

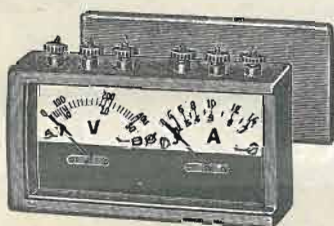
MILANO



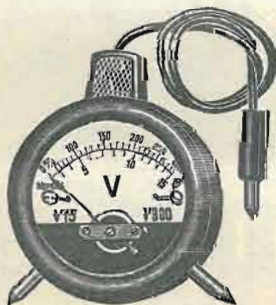
Mod. EP3 mm 160 x 150 x 90



Mod. EP4 mm 300 x 150 x 90



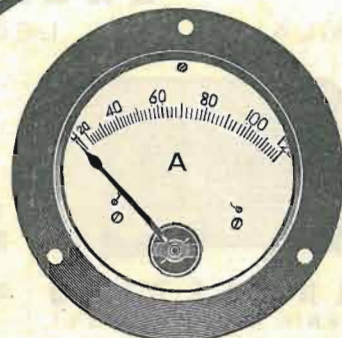
Mod. EPO mm 112 x 65 x 40
Ampervolt



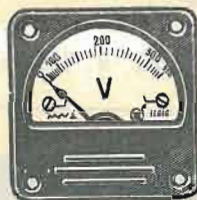
Mod. ET \varnothing mm 60



Mod. E11 \varnothing mm 72



Mod. E51 \varnothing mm 165



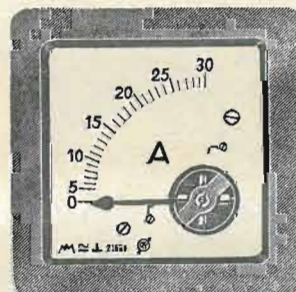
Mod. E2Q mm 60 x 60



Mod. E3QB mm 100 x 110



Mod. E1Q mm 50 x 50



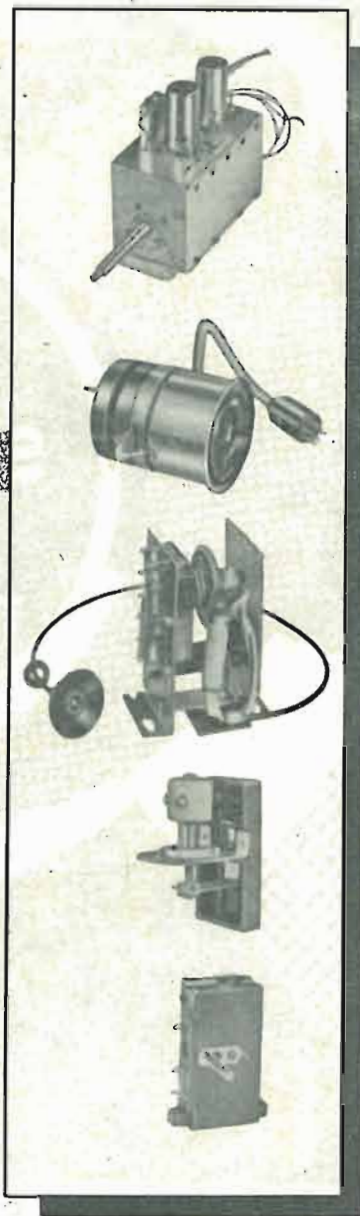
Mod. E3Q mm 120 x 120

ISTRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

RIPARAZIONI ACCURATE - CAMBIO CARATTERISTICHE
APPARECCHIATURE SPECIALI A RICHIESTA



**cinescopi
valvole
parti staccate** **TV**



La serie dei cinescopi PHILIPS si estende dai tipi per proiezione ai tipi di uso più corrente per visione diretta. I più recenti perfezionamenti: **trappola ionica, schermo in vetro grigio normale e metallizzato, fuoco uniforme** su tutto lo schermo, ecc., assicurano la massima garanzia di durata e offrono al tecnico gli strumenti più idonei per realizzare televisori di alta classe.

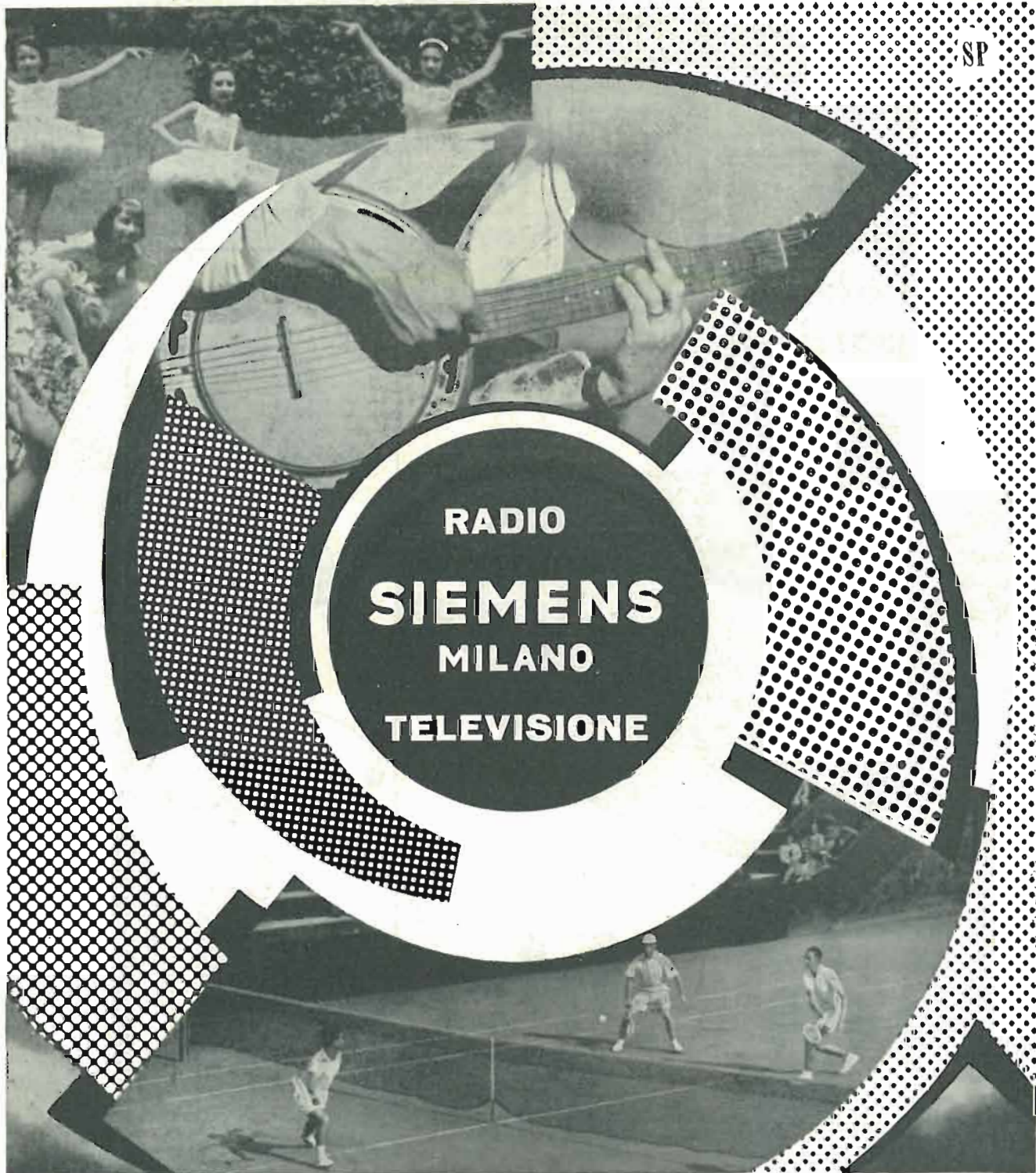
La serie di valvole e di raddrizzatori al germanio per televisione comprende tutti i tipi richiesti dalla moderna tecnica costruttiva.

Nella serie di parti staccate sono comprese tutte le parti essenziali e più delicate dalle quali in gran parte dipende la qualità e la sicurezza di funzionamento dei televisori: **selettori di programmi con amplificatore a. f. cascode, trasformatore di uscita, di riga e di quadro, unità di deflessione e di focalizzazione**, ecc.

MILANO - PIAZZA IV NOVEMBRE, 3

PHILIPS

SP



SIEMENS SOCIETÀ PER AZIONI

Via Fabio Filzi, 29 - MILANO - Telefono 69.92

UFFICI:

FIRENZE GENOVA MILANO NAPOLI PADOVA ROMA TORINO TRIESTE
Piazza Stazione 1 - Via D'annunzio 1 - Via Locatelli 5 - Via Medina 40 - Via Verdi 6 - Piazza Mignanelli 3 - Via Mercantini 3 - Via Trento 15



radiotecnica

televisione

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

Dal n. 3 al n. 54 L. 5.700

Dal n. 17 al n. 54 (cioè dall'inizio del corso di Televisione) » 3.900

Abbonamento annuale più 6 arretrati a scelta » 2.700

Abbonamento semestrale più 6 arretrati a scelta » 1.700

Un fascicolo arretrato » 200

Sei fascicoli arretrati » 940

Tre fascicoli arretrati » 550

Per le località dove la rivista non è distribuita è stata riattivata la spedizione mensile **CONTRO ASSEGNO** dietro invio di una semplice cartolina (L. 230).

Per i versamenti si prega servirsi del **CONTO CORRENTE POSTALE 3/11092** intestato a **RADIOTECNICA**.

ABBONATEVI a
«radiotecnica-televisione»

Direttore
P. SOATI

Direttore Responsabile
G. TERMINI

★

Autorizz. Trib. di Milano N. 2072

★

Arti Grafiche A. Gorlini - Milano

SOMMARIO

N. 50 - 1955

Corso di misure radioelettriche Dott. Ing. D. Avidano **1602**

Applicazioni industriali di tecnica elettronica G. Termini **1605**

Corso sui complementi di TV G. Termini **1609**

Televisore a 10 tubi E. Turello **1611**

Amplificatore portatile con transistori E. A. B. : **1613**

Elenco stazioni mondiali * **1615**

Misura dell'impedenza caratteristica di un'antenna S. Polo **1616**

Ottobre 1950 - Aprile 1955 La Direzione **1617**

Ricerca sistematica dei guasti G. Termini **1618**

Consulenza P. Soati **1619**

Consulenza G. Termini **1621**

INDICE DEGLI INSERZIONISTI

A.I.I. - Apparecchi e materiali radiotelevisivi 1597

ANGHINELLI P. - Scale radio, ecc. 1604

G. B. CASTELFRANCHI I di copertina

G. B. CASTELFRANCHI 1608

DOLFIN - DO.RE.MI. 1607

ENERGO ITALIANA - Fili autosaldanti - Deossidanti 1614

F.A.R.E.F. - Scatole di montaggio, ecc. 1608

FARO 1597

FES - Termistori 1625

F.I.S.E.L. 1613

F.I.S.E.L. 1617

F.I.S.E.L. - Strumenti di misura 1628

GALIMBERTI A. - Costruzioni radiofoniche 1604

LAEL - Laboratori costruzione strumenti elettronici II di copertina

LA RADIOTECNICA di M. FESTA 1626

LESA 1625

LESA 1627

MAZDA 1627

PHILIPS 1599

SABA di C. Sandri 1627

SAREM - Strumenti ed apparecchiature di misura 1626

SIEMENS 1600

SUVAL 1625

TES III di copertina

TROVERO - Elettromeccanica 1598

UNA - Apparecchi radioelettrici IV di copertina

VORAX RADIO 1614

CORSO DI MISURE RADIOELETTRICHE

Dott. Ing. Domenico Avidano

Direttore della Scuola di telecomunicazioni presso l'Istituto professionale di Stato "L. Settembrini,, di Milano

Per la scelta del metodo di misura è pertanto necessario determinare come la r e la R influiscono sul valore dell'angolo di perdita: a tale scopo conviene, per semplicità, considerare separatamente i due casi.

Supponendo, il che è perfettamente accettabile in pratica, che le perdite siano sempre abbastanza piccole da poter ritenere il valore di δ in radianti identificabile con la tangente, si può scrivere per la r , in relazione alla fig. 76.

$$\delta r = \tan \delta = \frac{\text{sen } \delta}{\cos \delta} = \frac{VI}{V^2} = \frac{rI}{XI} = \frac{r}{X} = \frac{r}{1/\omega C} = r\omega C$$

Analogamente è possibile ricavare per la R , con riferimento alla costruzione vettoriale di fig. 77.

$$\delta R = \tan \delta = \frac{\text{sen } \delta}{\cos \delta} = \frac{V/R}{V/X} = \frac{VX}{VR} = \frac{X}{R} = \frac{1}{R\omega C}$$

Dato che gli angoli di perdita sono sempre molto piccoli è possibile, senza introdurre errori notevoli, conglobare in un'unica relazione i due valori trovati, ottenendo in definitiva

$$\delta = \delta r + \delta R = r\omega C + \frac{1}{R\omega C}$$

Dall'esame di questa relazione si possono dedurre le seguenti considerazioni:

a) l'influenza di r è particolarmente notevole alle alte frequenze: infatti per frequenze molto elevate il termine $1/R\omega C$ è del tutto trascurabile per cui le perdite risultano direttamente proporzionali ad r . E' quindi necessario che i condensatori destinati a lavorare in circuiti ad alta frequenza presentino una resistenza ohmica nei reofori e nelle armature quanto più ridotta possibile.

b) l'influenza di R è particolarmente notevole alle basse frequenze: infatti in questo caso il termine $r\omega C$ è trascurabile e quindi le perdite sono inversamente proporzionali ad R . E' perciò necessario che i condensatori destinati ad essere montati in circuiti a bassa frequenza abbiano una conduttanza di dispersione ed una isteresi dielettrica quanto più piccole possibili, in modo che R abbia un valore molto elevato.

c) è sempre consigliabile evitare l'impiego di tensioni molto elevate nell'esecuzione delle misure per ridurre al minimo possibile la conduttanza di dispersione conseguente agli effluvi che si verificano agli orli delle armature.

d) i valori ottenuti nelle misure sono validi solamente per frequenze prossime a quelle impiegate per l'esecuzione delle misure stesse: pertanto è necessario, qualora si vogliono ottenere risultati attendibili, servirsi di metodi in AF per misure su condensatori destinati a lavorare in circuiti ad AF, e metodi in BF per misure su condensatori i quali siano destinati a lavorare in circuiti a BF.

L'angolo di perdita, nei buoni condensatori, è sempre molto piccolo, tanto che per misure approssimate si può anche non tenerne conto, senza commettere errori notevoli, tuttavia esso può aumentare considerevolmente con il tempo, per l'invecchiamento del materiale, per ossidazione del contatto fra reofori ed armature, per sollecitazioni anormali del dielettrico in seguito all'applicazione di differenze di potenziale troppo elevate, ecc., per cui risulta evidente che nel controllo di un condensatore, quando si voglia effettivamente conoscerne, oltre alla capacità, l'efficienza e la qualità, non si può prescindere dalla misura dell'angolo di perdita.

Trascurando per ora i metodi di misura in AF, dei quali si parlerà più avanti, per le misure in BF si potranno pertanto considerare due principali gruppi di metodi di misura:

1) metodi approssimati, che consentono la misura della capacità con una sufficiente precisione, ma escludono la possibilità di misurare il valore dell'angolo di perdita: sono questi il metodo del *voltmetro ed amperometro*, del *capacimetro in serie* e del *capacimetro in parallelo*. I loro principali caratteristiche sono la grande rapidità e semplicità nell'esecuzione delle misure, per cui sono preferiti quando è sufficiente un controllo rapido e sommario della capacità; non sono adatti per misure di capacità piccolissime, inferiori ai 100 pF.

2) metodi di precisione, che consentono sia la misura della capacità che la determinazione del valore dell'angolo di perdita: sono sempre metodi a ponte, fra i quali il più usato è il *ponte di De Sauty*. Consentono una grande precisione, ma sono generalmente assai laboriosi e poco rapidi nell'esecuzione delle misure perchè richiedono una lunga serie di ritocchi successivi per il raggiungimento delle condizioni di equilibrio; vengono pertanto usati preferibilmente nelle misure di laboratorio od in quei casi in cui è assolutamente indispensabile conoscere con esattezza le condizioni dei condensatori.

62. Metodo del voltmetro ed amperometro.

Sostanzialmente è ancora lo stesso metodo già esaminato al par. 26 (fig. 19) per la misura di resistenze, ma con la differenza che in questo caso, invece della resistenza, si misura la reattanza capacitativa del condensatore inserito in un circuito a corrente alternata.

Adottando il circuito con voltmetro a monte (fig. 78), se V è la tensione indicata dal voltmetro ed I la corrente letta sull'amperometro, si avrà immediatamente

$$\frac{V}{I} = Z = \sqrt{R^2 + X^2}$$

dove Z è l'impedenza totale del circuito, R la somma della resistenza interna dell'amperometro e della resistenza equivalente alle perdite del condensatore, ed X la reattanza del condensatore.

Impiegando un amperometro (o milliamperometro) a bassa resistenza interna, di qualche ohm o frazione di ohm, e supponendo il condensatore in esame privo di perdite o almeno affetto da perdite trascurabili, nell'espressione sopra riportata si potrà non tener conto del termine R , per cui si avrà.

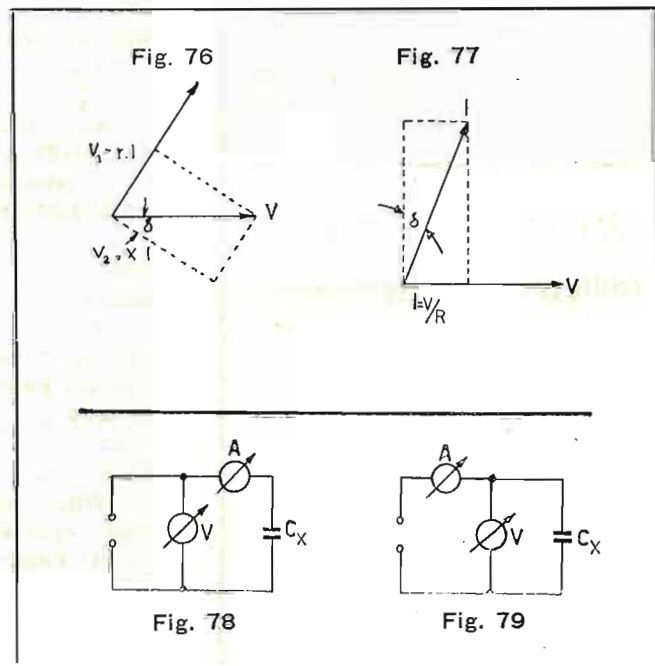
$$\frac{V}{I} = Z = X = \frac{1}{2\pi f C}$$

da cui si potrà ricavare immediatamente il valore della capacità.

$$C = \frac{I}{2\pi f V}$$

in funzione delle indicazioni I e V degli strumenti.

Perchè si possa effettivamente ritenere R trascurabile in



confronto ad X, è necessario che X sia molto grande, di almeno qualche migliaio di ohm: pertanto il metodo è adatto particolarmente alla misura di capacità non troppo elevate, di valore inferiore a 0,1 μF , cui corrispondono in BF reattanze appunto di qualche migliaio di ohm e più; per la misura di capacità maggiori si potrebbe incorrere in errori tanto più grandi quanto più grande è il valore della capacità in esame, in quanto R non potrebbe più essere ritenuto trascurabile di fronte ad X.

Come strumenti possono essere impiegati dei normali voltmetri ed amperometri per corrente alternata a ferro mobile, oppure strumenti a bobina mobile provvisti di raddrizzatori a secco; l'amperometro, come si è detto deve avere una resistenza interna piccolissima tanto da poter essere ritenuta trascurabile, ed una sensibilità molto elevata in modo che possa funzionare con modeste intensità di corrente.

Il valore della tensione applicata al circuito dovrà essere tale da ottenere una deviazione della lancetta dell'amperometro che consenta una buona lettura: poichè la reattanza è inversamente proporzionale alla capacità, per ottenere una sufficiente intensità di corrente si dovrà impiegare una tensione tanto più elevata quanto più piccola è la capacità del condensatore in esame, evitando naturalmente ogni possibilità di danneggiarlo sottoponendolo a tensioni superiori a quelle che esso può sopportare.

Ad esempio, impiegando un milliamperometro a ferro mobile da 100 mA fondo scala, è possibile leggere con una certa precisione una corrente di 10 mA, cui corrisponde, alla frequenza di 1000 c/s una tensione V di 160 volt per una capacità di 10.000 pF ed una tensione di 16 volt per una capacità di 0,1 μF .

Adottando invece il circuito con *voltmetro a valle* (fig 80), l'impedenza complessiva dei due rami in parallelo formati dalla resistenza interna Ri del voltmetro e dalla reattanza X del condensatore sarà

$$Z = \frac{R_o \cdot X}{R_i \left(1 + \frac{X}{R_i}\right)} = \frac{X}{1 + \frac{X}{R_i}}$$

Se la resistenza interna Ri è abbastanza elevata in confronto ad X, in modo che il termine X/Ri che compare al denominatore della espressione sopra scritta possa essere ritenuto trascurabile, si potrà anche in questo caso scrivere le due relazioni ricavate per il circuito con voltmetro a monte

$$\frac{V}{I} = Z = X = \frac{1}{2\pi f C}, \quad C = \frac{1}{2\pi f V}$$

che ci consentono di conoscere il valore della capacità in esame in funzione delle letture V ed I degli strumenti.

Perchè le misure diano risultati attendibili occorre pertanto impiegare un voltmetro ad alta sensibilità, cioè con resistenza interna molto elevata in confronto alla reattanza del condensatore in esame, in modo che il termine X/Ri possa effettivamente essere ritenuto trascurabile; particolarmente indicati sono in questo caso i voltmetri a valvola che presentano una impedenza ai morsetti di almeno 1 Megaohm e spesso anche di 10 Megaohm.

L'errore che si può commettere nelle misure sarà tanto più piccolo quanto minore è il valore di X: pertanto il metodo è adatto particolarmente alla misura di capacità elevate, o comunque non troppo piccole.

Il valore della tensione applicata al circuito dovrà essere tanto minore quanto più elevato è il valore della capacità in esame, onde non avere un'intensità di corrente troppo elevata che potrebbe sovraccaricare il generatore.

Sia il metodo con voltmetro a monte che con voltmetro a valle sono raramente impiegati nel campo radiotecnico, sia perchè non consentono la misura dell'angolo di perdita, sia perchè richiedono due strumenti e risultano poco pratici: sono invece di uso più corrente nel campo elettrotecnico, dove spesso il valore dell'angolo di perdita non ha generalmente particolare importanza.

63. - Copacimetro in serie.

In via di massima il principio di funzionamento del copacimetro in serie può essere ricondotto a quello dell'ohmetro in serie, esaminato al par. 29, solo che in questo caso, invece della resistenza, si misura la reattanza di un condensatore inserito in un circuito a corrente alternata.

Come risulta dallo schema di fig. 81, si tratta di un circuito in serie alimentato in alternata e costituito da un milliamperometro con raddrizzatore, una resistenza fissa Rf, una variabile Rv e dal condensatore in esame Cx.

Le resistenze Rf ed Rv consentono di ottenere l'azzeramento dello strumento (con A e B in cortocircuito) anche quando la tensione applicata non è esattamente quella prevista V: a tale scopo Rf deve avere un valore leggermente minore di quello occorrente per mandare la lancetta a fondo scala con la tensione V, ed Rv un valore adatto per compensare, entro un certo limite prestabilito, le eventuali variazioni di V.

Ad esempio, se la tensione applicata al circuito è quella della rete di illuminazione a 160 volt, e lo strumento va a fondo scala quando il circuito è percorso da una corrente da 1 mA la resistenza totale del circuito deve essere.

$$R_t = \frac{V}{I} = \frac{160}{0,001} = 160.000 \text{ ohm}$$

Trascurando la resistenza interna del complesso strumento-raddrizzatore, si può adottare per Rf un valore di 150.000 ohm e per Rv un valore di 20.000 ohm: è così possibile ottenere l'azzeramento del milliamperometro per qualsiasi valore della tensione di rete compreso fra 150 e 170 volt, vale a dire per variazioni della tensione di rete compresa fra + e - il 6%. Naturalmente ciò porta ad un errore nelle misure che è tanto più grande quanto maggiore è lo scarto fra la tensione reale a quella nominale, ma trattandosi di un metodo adatto più per un controllo rapido che per una misura effettiva un errore del genere è di solito accettabile.

In queste condizioni, se lo strumento impiegato è un normale milliamperometro dotato della sola scala in mA, il valore della capacità incognita può essere ricavato in funzione dell'indicazione I dello strumento con la seguente espressione.

$$C_x = \frac{I \cdot 10^3}{2\pi f V \sqrt{1 - I^2}}$$

dove Cx risulta espresso in μF se I è espressa in mA. Quando la misura viene eseguita impiegando la rete di illuminazione a 50 cicli/sec, detta relazione può essere, a meno di un errore trascurabile, semplificata come segue.

$$(V = 160 \text{ volt}) \quad C_x \cong \frac{0,02 I}{\sqrt{1 - I^2}}$$

$$(V = 125 \text{ volt}) \quad C_x \cong \frac{0,025 I}{\sqrt{1 - I^2}}$$

ottenendo delle relazioni molto più semplici e comode per

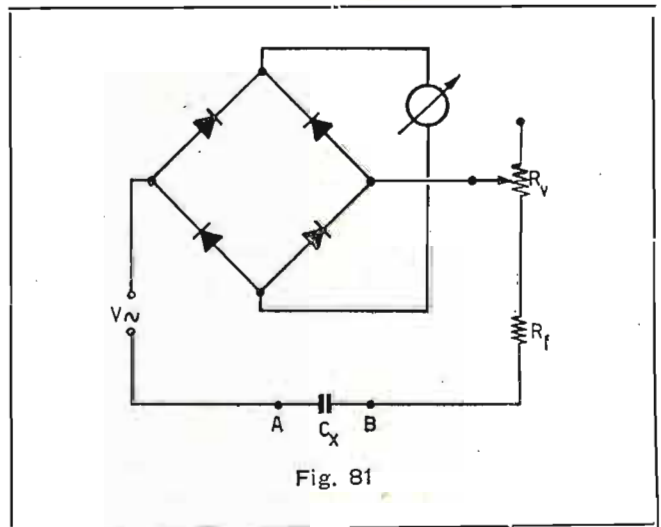


Fig. 81

il calcolo della capacità incognita in funzione dell'indicazione del milliamperometro.

In genere però è preferibile, analogamente a quanto si è visto nel caso dell'ohmetro, dotare lo strumento di una scala graduata direttamente in μF o pF, in modo che sia possibile leggere direttamente sulla scala il valore delle capacità in esame, senza dover ricorrere ogni volta a calcoli eccessivamente laboriosi.

La scala del copacimetro può essere tracciata segnando in corrispondenza dei diversi valori di I i valori di Cx che risultano dalla relazione sopra riportata, oppure dalla seguente,

da essa derivata, che esprime il valore di I. in mA, in funzione dei valori della capacità incognita Cx espressi in μF .

$$I = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{10^7}{2\pi fVC_x}\right)^2}}$$

Se la misura viene eseguita impiegando come sorgente di f.e.m. la rete di illuminazione a 50 cicli/sec., quest'ultima relazione può essere, a meno di un errore trascurabile, così semplificata

$$(V = 160 \text{ volt}) \quad I = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{0,02}{C_x}\right)^2}}$$

$$(V = 125 \text{ volt}) \quad I = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{0,025}{C_x}\right)^2}}$$

dalle quali, ponendo rispettivamente

$$k_1 = \frac{0,02}{C_x} \quad k_2 = \frac{0,025}{C_x}$$

si ottengono in definitiva le seguenti espressioni pratiche

$$(V = 160 \text{ volt}) \quad I = \frac{1}{\sqrt{1+k_1^2}}$$

$$(V = 125 \text{ volt}) \quad I = \frac{1}{\sqrt{1+k_2^2}}$$

che consentono di ottenere con grande rapidità, per ogni valore di Cx, i corrispondenti valori di I e quindi di tracciare la scala del capacimetro servendosi della scala in mA già esistente sul quadrante dello strumento.

Per comodità del lettore riportiamo qui di seguito una tabella, desunta dalle espressioni sopra riportate, dalla quale risultano i valori di I corrispondenti alle capacità più frequentemente usate nei circuiti radio.

Cx		160 V				125 V			
pF	μF	k_1	k_1^2	$\sqrt{1+k_1^2}$	I(mA)	k_2	k_2^2	$\sqrt{1+k_2^2}$	I(mA)
100.000	0,1	0,2	0,04	1,02	0,980	0,25	0,04	1,03	0,97
50.000	0,05	0,4	0,16	1,08	0,930	0,5	0,25	1,12	0,895
20.000	0,02	1	1	1,41	0,707	1,25	1,56	1,6	0,625
10.000	0,01	2	4	2,25	0,448	2,5	6,25	2,7	0,370
5.000	0,005	4	16	4,1	0,244	5	25	5,1	0,196
3.000	0,003	6,6	43,5	6,7	0,150	8,35	69,3	8,4	0,119
2.000	0,002	10	100	10	0,1	12,5	156	12,5	0,08
1.000	0,001	20	400	20	0,05	25	625	25	0,04
500	0,0005	40	1600	40	0,025	50	2500	50	0,02
200	0,0002	100	10000	100	0,01	125	12560	125	0,008

Servizio libreria

Possiamo fornire ai nostri lettori, al prezzo indicato, qualsiasi opera concernente la tecnica elettronica e le sue applicazioni.

Montù E.	—	RADIOTECNICA, Vol. II - Tubi elettronici e transistori, V edizione, pag. 816, tab. 38	L. 3.500
Vieweger	—	ELETTROTECNICA GENERALE ED APPLICATA - Riassunti teorici ed esercizi pratici, 4 ediz.	L. 1.500
Denti	—	DIZIONARIO TECNICO ITALIANO E VICEVERSA con abbreviazioni tecniche anglo-americane e numerose tabelle - Pag. 1176, rilegato	L. 4.000
Castelfranchi	—	PRODIGI DELLA TECNICA DEL MONDO D'OGGI	L. 3.000
Garnier	—	LA MATEMATICA CHE SERVE esposta in modo facile ed attraente: IL CALCOLO DIFFERENZIALE IL CALCOLO INTEGRALE	L. 1.000 L. 1.000
Stella	—	ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA CON APPLICAZIONI TECNICHE ELEMENTI DI CALCOLO LOGARITMICO IL REGOLO CALCOLATORE ED IL SUO IMPIEGO	L. 650 L. 150 L. 250
Castellani	—	TRATTATO DI TELEVISIONE MODERNA, ed. 1954, pag. 1084, figg. 730, 170 illustr., 20 tavole costruttive	L. 12.000
De Amenti	—	LE INSTALLAZIONI ELETTRICHE, spiegate attraverso gli schemi e gli apparecchi	L. 1.800
Foddis	—	CORSO TEORICO PRATICO DI TELEFONIA	L. 5.000
Franceschelli	—	RISCALDAMENTO ELETTRICO, DOMESTICO, INDUSTRIALE	L. 1.000
Mannino-Patenè	—	GUIDA PRATICA PER L'OPERATORE CINEMATOGRAFICO LA TECNICA ELETTRONICA E LE SUE APPLICAZIONI, vol. I	L. 1.500 L. 3.200
Montefinale	—	IL RADAR ed il suo impiego	L. 2.000
Peri	—	ILLUMINAZIONE MODERNA	L. 1.800
Revalico	—	SCHEMARIO APPARECCHI RADIO: Vol. I, periodo prebellico Vol. II, periodo postbellico, ed. 1955 RADIO ELEMENTI. Corso preparatorio SERVIZIO RADIOTECNICO, Vol. I STRUMENTI PER RADIOTECNICI	L. 1.600 L. 2.500 L. 1.500 L. 1.000 L. 1.000
Correngia	—	APPARECCHI TERMOTECNICI, per grandi cucine, lavanderie ecc.	L. 1.500
Uglietti	—	IL RABDOMANTE ELETTRONICO (Geofisica applicata) PRONTUARIO PER IL RIPARATORE ELETTRONICO	L. 1.400 L. 1.400
Rosa	—	MODULAZIONE DI FREQUENZA	L. 1.400
Pegni	—	DISEGNO TECNICO, Vol. I	L. 650
	—	DISEGNO TECNICO, Vol. II	L. 750
Bertorelli	—	GALVANOTECNICA	L. 3.800



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

Applicazioni industriali della tecnica elettronica

G. Termini

1. THYRATRON

Si dà inizio in questo fascicolo ad una serie di articoli riguardanti le applicazioni industriali della tecnica elettronica. La trattazione si suddivide in due parti; la prima riguarda i principi fondamentali di tale tecnica, la seconda si riferisce alle applicazioni pratiche.

L'esposizione dei principi fondamentali si inizia con uno studio dettagliato sui thyratrons, largamente adoperati in tale campo, mentre per quanto riguarda le applicazioni pratiche si considerano anzitutto (V. «Consulenza») i termoregolatori elettronici e si illustra un'apparecchiatura capace di eccitare un teleruttore con una variazione di temperatura di 0,5 °C.

L'importanza di uno studio ordinato in materia, che compare per la prima volta nella stampa tecnica periodica italiana, è notevole, specie per la portata delle applicazioni pratiche ed appare degno, per tale fatto, di particolare menzione. La direzione di «radiotecnica - televisione» intende con ciò mantenere fede ad una promessa formulata a suo tempo ai lettori di aggiornare e di informare con rigore scientifico e con indirizzo realmente applicativo sui moderni sviluppi della tecnica elettronica.

Generalità.

E' dato il nome di *thyatron* ad un tubo comprendente un edificio elettrodico con griglia di comando, immerso in atmosfera gassosa.

Si hanno, pertanto *thyratrons* a tre ed a quattro elettrodi che differiscono costruttivamente dai tubi usuali per alcune notevoli particolarità. Fra queste merita rilevare anzitutto il catodo, destinato a raggiungere rilevanti correnti di emissione con potenza poco elevata di accensione e che è pertanto del tipo ad ossido (1). Quanto all'aspetto costruttivo di esso, che può essere provvisto, oppure no, di riscaldatore (*thyratrons* a riscaldamento indiretto ed a riscaldamento diretto), si precisa che per diminuire il calore disperso si ricorre alla spiralizzazione della superficie emittente. Tale possibilità è spiegata dal fatto che l'ionizzazione del gas modifica il percorso elettronico nel senso che esso non segue comunque la via più breve. E' utile anche avvertire che nei *thyratrons* a riscaldamento indiretto il catodo (C) è molto spesso circondato da un cilindretto metallico (H, fig. 1) allo scopo di diminuire il calore disperso.

Il tempo necessario per far raggiungere al catodo la temperatura di regime, è ovviamente legato alle caratteristiche elettriche e costruttive di esso ed è soltanto di qualche secondo nei *thyratrons* a riscaldamento diretto; quelli a riscaldamento indiretto richiedono invece un tempo molto più lungo. (2). E' importante notare, che la presenza del carico in tale intervallo dev'essere evitata per non pregiudicare la vita del tubo.

La griglia controllo (G1), di metallo o di grafite, assume costruttivamente due aspetti diversi a seconda del segno della tensione d'innesco, cioè della causa determinante l'ionizzazione del gas. Si ha pertanto una griglia anulare (fig. 2 a) nei tubi con tensione negativa d'innesco ed una griglia a disco forato (fig. 2 b) in quelli previsti invece per una tensione positiva d'innesco.

L'aumentato effetto schermante di una griglia siffatta spiega la necessità di avere un potenziale positivo fra tale elettrodo ed il catodo per ottenere l'ionizzazione del gas.

I tubi a quattro elettrodi comprendono anche una coppia di griglie schermo (G2, fig. 1 e fig. 2 a) entro le quali è interposta la griglia di controllo. Ciò è fatto per due ragioni; per impedire anzitutto il deposito del materiale emittente sull'elettrodo di controllo e per diminuire la quantità di calore proveniente dal catodo e che è ricevuta dalla griglia di controllo stessa.

L'intero edificio elettrodico del thyatron è inoltre rin-

(1) Il potere di emissione di una superficie emittente, inteso come rapporto tra la corrente di emissione e la potenza elettrica riscaldante, è infatti di 25 mA/W a 2500 gradi K per il tungsteno, mentre per il catodo ad ossido si hanno 2 A/W a 1000 gradi K.

(2) Iel caso, per esempio, dei thyratrons a vapore di mercurio, si fa osservare che il tubo può funzionare solo quando avviene l'evaporazione del mercurio provocata dal calore irradiato dal catodo; il tempo richiesto per raggiungere le condizioni di regime è legato, in tal caso, alla temperatura ambiente e può essere compreso fra 5 e 15 minuti.

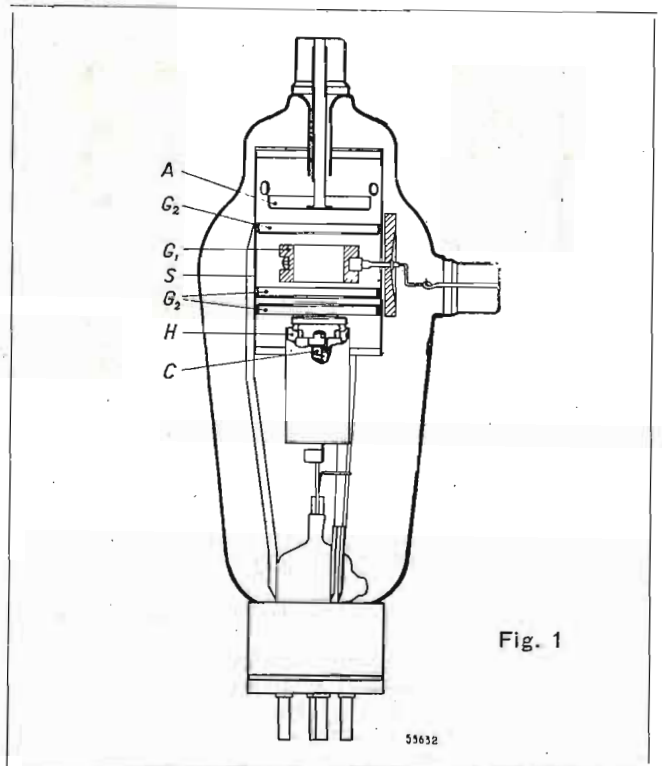


Fig. 1

Struttura elettrodica del thyatron PL 105 costruito dalla «Philips». C - catodo; H - schermo termico; G1 - griglia di controllo; G2 - griglia schermo alla quale è connesso lo schermo cilindrico S; A - anodo.

chiuso in uno schermo cilindrico S, connesso alla griglia schermo ed avente lo scopo di sottrarre l'edificio stesso dalla carica elettrostatica esistente sulla parete interna del bulbo di vetro e che è provocata dall'ionizzazione del gas.

L'anodo A, infine, di metallo o grafite è costruito in modo da agevolare la dispersione del calore ed escludere, quindi, in conseguenza, il fenomeno dell'emissione secondaria. A tale scopo la superficie dell'anodo è infatti molto spesso annerita.

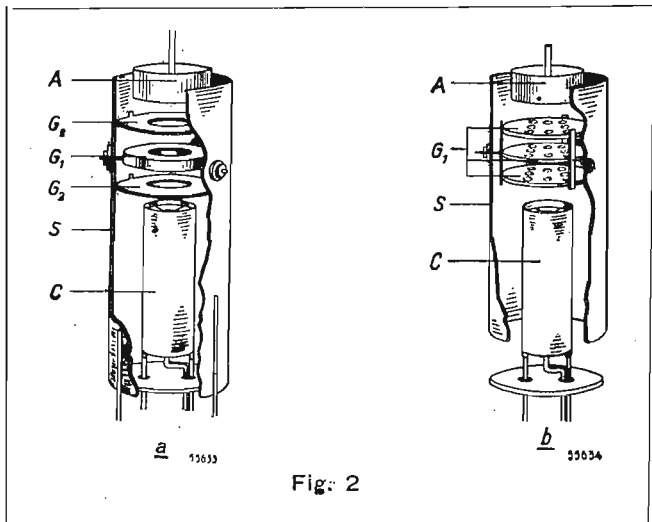
Il comportamento di un tubo a gas con griglia di comando si distingue da quello di un tubo usuale per il fatto che in quest'ultimo sussiste sempre un legame di dipendenza fra l'intensità della corrente anodica e la tensione eccitatrice, mentre nel thyatron ciò avviene soltanto fino a quando non si compie l'ionizzazione del gas. Tale fenomeno, conseguente all'urto degli elettroni emessi dal catodo con le molecole del gas, è caratterizzato dalla formazione di una carica di ioni stazionante intorno alla griglia di comando e che impedisce di comandare ulteriormente l'ionizzazione stessa pur facendo variare la tensione applicata alla griglia stessa di comando.

Lo spegnimento di tale processo si effettua in tal caso per semplice effetto elettrico diminuendo la differenza di potenziale applicata fra l'anodo ed il catodo in quanto, così facendo, decresce il numero e la velocità degli elettroni che attraversano lo spazio catodo-anodo.

Il legame che sussiste fra il valore della tensione che occorre applicare alla griglia di comando per ottenere l'ionizzazione del gas ed il valore della tensione anodica, è rappresentato graficamente da una famiglia di curve (fig. 3) alle quali è dato il nome di *caratteristiche di controllo* del thyatron.

Nel caso della fig. 3 a) ci si riferisce ad un tubo a vapore di mercurio e si hanno tre curve in relazione a tre diversi valori di temperatura del mercurio condensato. Le caratteristiche di controllo risultano parallele ed equidistanti mantenendo costante la variazione di temperatura del mercurio e si interpretano determinando la posizione di un punto (F, oppure G, oppure H, oppure I) corrispondente al valore della tensione A applicata all'anodo e ad uno dei quattro valori (B, C, D, ed E) della tensione negativa di griglia Vg.

L'ionizzazione del gas si compie quando il punto in questione giace alla destra della caratteristica di controllo, non avviene invece se esso giace a sinistra. Ciò significa che se si considera per esempio la caratteristica di controllo riferita alla temperatura t_3 , l'ionizzazione si verifica quando alla



Aspetto costruttivo di un thyratron a) con caratteristica di controllo negativa e, b) con caratteristica di controllo positiva.

griglia è applicata la tensione negativa B (il punto F è infatti a destra di tale curva), mentre non si verifica con la tensione negativa C (il punto G è in tal caso a sinistra. E' facile ora osservare che il valore assoluto della tensione negativa determinante tale fenomeno decresce passando dalla caratteristica corrispondente alla temperatura t_1 a quella relativa alla temperatura t_3 . E' evidente che ciò avviene in quanto è $t_1 > t_2 > t_3$, per cui quando la temperatura del mercurio non è elevata (t_3) occorre una tensione meno negativa per avere l'ionizzazione del gas.

Occorre ora osservare che le caratteristiche di controllo dei thyratrons possono occupare la regione dei valori negativi di V_g , così come avviene infatti nel caso della fig. 3 a), ma che si incontra anche il caso che tali curve siano invece situate nella regione dei valori positivi di V_g (fig. 3 b) ed anche, infine, che esse siano distribuite nelle due regioni (fig. 3 c).

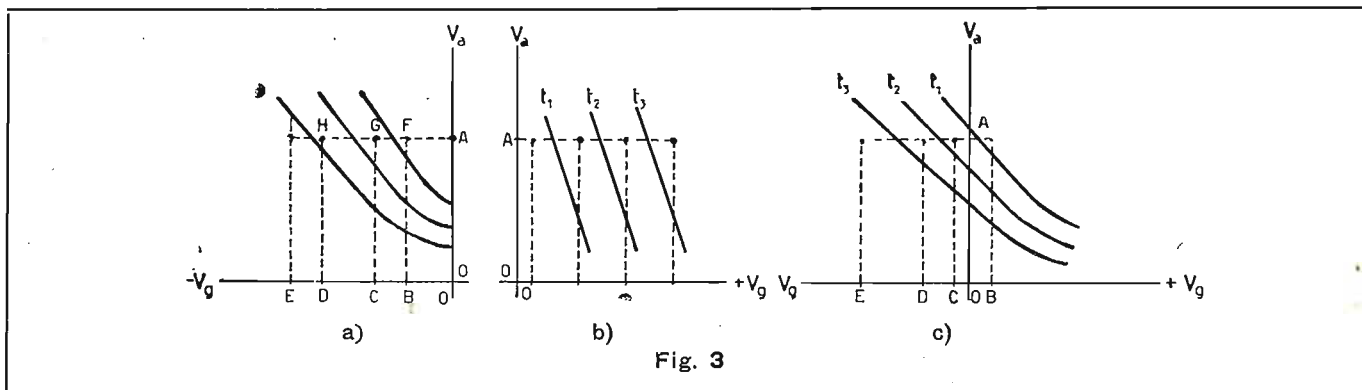


Fig. 3

Si parla nel primo caso di thyratron con caratteristica di controllo negativa (fig. 3a), nel secondo caso di thyratron con caratteristica di controllo positiva (fig. 3b) ed infine, nel terzo caso, di thyratron con caratteristica transitoria. La determinazione grafica del legame tra V_a e V_g determinante l'ionizzazione del gas segue comunque la regola esposta. Nel caso della caratteristica positiva (fig. 3 b) corrispondente alla temperatura t_1 del mercurio, l'ionizzazione non avviene quando è $+V_g=B$, mentre si verifica per $+V_g=C$. Altrettanto accade nel caso della fig. 3c). Applicando all'anodo la tensione A, occorre una tensione $+V_g=B$ nel caso che il mercurio abbia la temperatura t_1 ; se si ha invece a che fare con la temperatura t_2 , si richiede la tensione $-V_g=C$.

Il significato della caratteristica di controllo del thyratron è pertanto notevole, ma occorre precisare che il meccanismo è in pratica alquanto diverso nel senso, per esempio, (fig. 3a)

che passando dalla tensione $-V_g=E$ alla tensione $-V_g=D$ non si perviene al punto di lavoro H in quanto con l'ionizzazione si raggiunge il massimo valore della corrente anodica e quindi una caduta di tensione ai capi del carico che si sottrae al valore iniziale A della tensione applicata.

Il meccanismo del thyratron si individua ovviamente con quello del soccorritore elettromeccanico; si distingue tuttavia da esso per la mancanza d'inerzia tra la causa (variazione della tensione di griglia) e l'effetto (ionizzazione del gas e conseguente raggiungimento della massima corrente anodica). Oltre a ciò la potenza spesa per raggiungere l'ionizzazione è soltanto di qualche micro-W con variazioni di tensione di griglia dell'ordine del volt, il che avviene però soltanto nel caso di thyratrons con caratteristica di controllo negativa. Quelli infatti con caratteristica di controllo positiva non richiedono una tensione fissa negativa di polarizzazione, ma hanno l'inconveniente di avere una corrente di griglia considerevolmente più elevata.

Triodi e tetrodi a gas; considerazioni di confronto.

Aumentando il numero degli elettrodi, e cioè avendo a che fare con un tetrodo anziché con un triodo, si conseguono diversi notevoli vantaggi quali, per esempio:

a) la possibilità di passare da una caratteristica di controllo positiva (fig. 4, $V_{g2}=-4$ V) ad una caratteristica di controllo negativa ($V_{g2}=+4$ V); per tale fatto la griglia schermo può essere adoperata per comandare l'ionizzazione del gas;

b) l'indipendenza del circuito comandato (placca) da quello di comando (griglia controllo); tale legame è determinato dalla capacità interelettrodica anodo-griglia ed è pertanto minore nei tetrodi; nel caso, per esempio, che la tensione fissa di polarizzazione di un thyratron a tre elettrodi, abbia un valore molto prossimo a quello richiesto per l'ionizzazione del gas, un eventuale aumento della tensione placca-catodo provoca una variazione della tensione indotta per via elettrostatica dalla placca alla griglia e la conseguente ionizzazione del gas; tale fatto è pressoché inesistente nei tubi con griglia schermo;

c) la presenza di una corrente di griglia schermo che si sottrae a quella di griglia controllo; questa ha per altro nei tetrodi un valore molto più piccolo (qualche micro-A in assenza di ionizzazione del gas) di quella che è presente nei triodi; ciò significa che con un circuito di comando ad alta resistenza (per esempio quello di carico di una fotocellula) il tetrodo è più conveniente del triodo.

Thyratrons a vapore di mercurio ed a gas inerte.

Il tubo a vapore di mercurio si distingue da quello a gas inerte per il fatto che la caratteristica di controllo del

primo è legata alla temperatura del mercurio, mentre ciò non avviene per il tipo a gas inerte. Poiché infatti la densità del vapore di mercurio è determinata dalla temperatura, il funzionamento di un tubo del genere è illustrato da una serie di curve di comando cioè, come si suol dire, da una famiglia di curve. Per altro, mentre nei tubi a vapore di mercurio il tempo di spegnimento dell'ionizzazione è di 1000 micro-secondi, per cui la frequenza più elevata di funzionamento è di 500 c/s, nei tubi a gas inerte si richiede anche soltanto un tempo di 10 micro-secondi e si possono raggiungere delle frequenze molto più elevate.

Nei riguardi della tensione massima invertita si osserva invece che con i tubi a vapore di mercurio si ha un valore molto elevato, anche superiore a 10 kV e che con i tubi a gas inerte tale valore è normalmente compreso fra 1300 e 1500 V. Ciò avviene, più precisamente, per la necessità di au-

mentare la pressione del gas allo scopo di far fronte alla diminuzione di essa che si verifica durante il funzionamento del tubo.

Soccorritori elettronici con tubi a vuoto e con tubi a gas.

Il legame esistente in un tubo a vuoto fra l'intensità della corrente anodica ed il valore della tensione eccitatrice, consente agevolmente di realizzare un relè elettronico sia del tipo a semplice scatto sia del tipo a doppio scatto. Per avere, ad esempio, un relè del primo tipo è sufficiente far pervenire una tensione positiva alla griglia di controllo di un tubo posto a funzionare in condizioni molto prossime al potenziale d'interdizione. Infatti, così facendo, la intensità della corrente anodica passa da un valore di riposo molto piccolo ad un valore più importante, evidentemente legato al valore della tensione eccitatrice e pertanto determinabile a priori.

Tuttavia un soccorritore con tubo a gas presenta diversi notevoli vantaggi rispetto a quello con tubo a vuoto in quanto:

2) con l'ionizzazione del gas, ossia a scatto avvenuto, la resistenza interna subisce una cospicua diminuzione; per tale fatto è molto piccola la c. di t. provocata dal tubo (circa 10 V) ed è quindi più elevata la tensione che si stabilisce ai capi del carico anodico.

Ciò non esclude per altro la possibilità di realizzare un relè elettronico con tubo a vuoto, ma è evidente che, salvo casi speciali, il tubo a gas appare più conveniente. I casi speciali, cui ci si riferisce, riguardano l'impossibilità di accettare, a volte, il tempo minimo di ritardo di 10 micro-secondi richiesto dal tubo a gas per ritornare nelle condizioni iniziali (relè in fase di rilascio).

Circuito di comande di un tubo a gas.

Da quanto detto si deduce facilmente che la griglia di controllo è adoperata per provocare l'ionizzazione del gas e che a tale scopo è sufficiente neutralizzare un potenziale fisso di polarizzazione applicato ad essa. Il funzionamento dello schema di principio, dato in fig. 5 a) è spiegato dal grafico

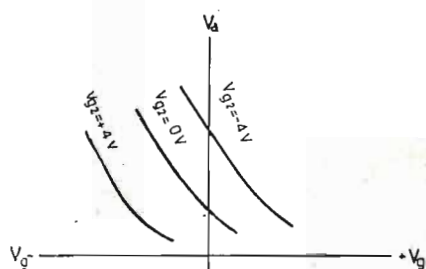
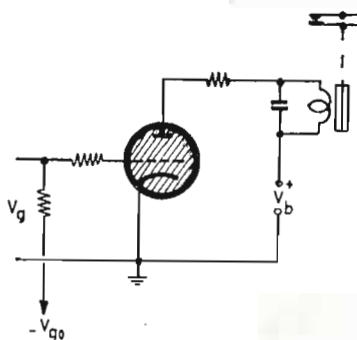
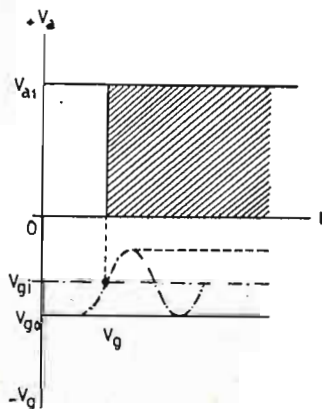


Fig. 4

Caratteristica di controllo di un tetrodo a gas.



a)



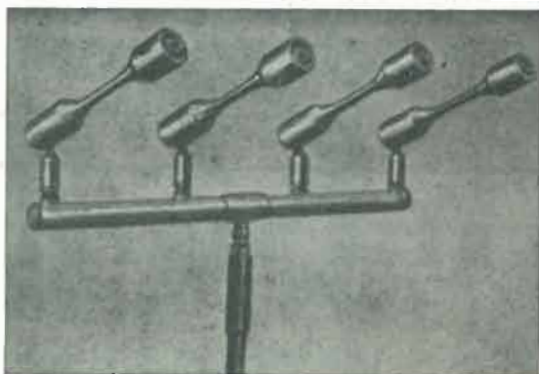
b)

Fig. 5
Meccanismo di funzionamento di un thyratron nel caso che alla placca sia applicata una tensione V_{a1} , corrispondente ad un potenziale critico di polarizzazione V_{g1} e ad un potenziale base V_{g0} .

1) per ottenere la medesima variazione dell'intensità della corrente anodica, il tubo a gas richiede una potenza di eccitazione molto minore; a tale proposito è importante osservare che l'intensità della corrente anodica di un tubo a gas è determinata da una frazione di ioni che mancano nel tubo a vuoto; in conseguenza il tubo a vuoto richiede una variazione di tensione di griglia più elevata e quindi una potenza corrispondente di eccitazione più elevata;

della fig. 5 b) in cui si è indicato con V_{a1} la tensione anodica di lavoro, con V_{g0} la tensione fissa di polarizzazione, con V_{g1} quella determinante l'ionizzazione e con V_2 , infine, la tensione di eccitazione. L'area tratteggiata della fig. 5 b) rappresenta il tempo entro cui sussiste tale ionizzazione ed è evidente che essa si compie durante la semialternanza positiva della tensione eccitatrice V_g applicata.

(Continua).

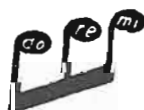


Batteria di 4 Microfoni Dinamici su supporto orizzontale

Microfoni Dinamici a Pressione

Mod. 30 ME "do.re.mi.",
Serie Fedeltà

Richiedere Listini Tecnici illustrati
menzionando questa rivista



DOLFIN RENATO - MILANO

RADIOPRODOTTI "do. re. mi.",

PIAZZA AQUILEIA, 24 - Telefono: 48.26.98



f.a.r.e.f

MILANO

VIA VOLTA 9 - TELEF. 666.056



"FAREDYN 21,,

Per amplificatore di alta qualità - Potenza 4 Watt indistorti
 Cambio tensione universale - Complesso fonografico a 3 velocità Philips - Valigia molto elegante, con coperchio asportabile, di accurata rifinitura, dai colori vivaci.
 Dimensioni : 37 x 27 x 17

L. 24.950

★ Queste scatole di montaggio vengono fornite complete di valvole e mobile, di schema elettrico e costruttivo.

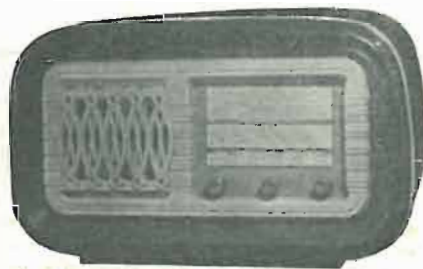
★ **RICHIEDERE NUOVO LISTINO 1955**



Mod. F52/17

Per televisore 21 valvole più Cinescopio del tipo cilindrico di 17 pollici (cm. 36 x 27) con ampio cristallo di protezione - Elegante mobile in legno pregiato - Alta qualità di riproduzione - Telai premontati e tarati.
 Dimensioni: 53 x 51 x 51

L. 90.000



Mod. DEA

Per supereterodina 5 valvole Rimlock - Serie E, 2 gamme d'onda e fono. Mobile di elegante rifinitura: con frontale in plastica marrone e mascherina oro oppure avorio.
 Dimensioni : 42 x 24 x 20

L. 13.500

Inviando a

Gian Bruno Castelfranchi

MILANO - VIA PETRELLA, 6

L. 350 in francobolli, mandiamo franco di spesa, le istruzioni dettagliate per il miglior televisore
 G. B. C. 1700

NON PERDETE TEMPO!

Nome

Cognome

Via

Città Provincia

R.T.T.

Complementi di Televisione

G. TERMINI

Si inizia con questo fascicolo una trattazione ordinata sul funzionamento, il progetto e la messa a punto degli stadi di un televisore moderno. Lo scopo di questo studio, che rappresenta un necessario completamento al corso di televisione, è quello di approfondire le conoscenze in materia e di contribuire alla formazione, vivamente sentita, di una schiera di progettisti.

Dejno di rilievo il fatto che la parte concettuale ed informativa si accompagna alla parte analitica e che questa ultima oltre a comprendere numerosi esempi di calcolo è esposta in modo di consentire la lettura del testo anche a chi desidera soltanto completare le nozioni acquisite in altre sedi.

Lo studio si inizia esaminando anzitutto il problema dell'amplificazione a larga banda passante ed affrontando quindi successivamente, 1) il funzionamento degli stadi per la frequenza video, 2) quello degli stadi per le frequenze intermedie ed infine, 3) il funzionamento degli stadi a frequenza portante, caratterizzati anche dall'elevato valore delle frequenze centrali.

1. Generalità sull'amplificazione a larga banda passante.

A. Dipendenza dell'amplificazione dalla larghezza della banda passante e dal valore delle costanti elettroniche.

L'indagine proposta si effettua agevolmente considerando i circuiti differenziali equivalenti al tubo. Nel caso dello schema dato in fig. 1 si considera un pentodo amplificatore con resistenza interna R_i , pendenza S , coefficiente di amplificazione μ , connesso ad un'impedenza generica Z . Se è V_i il valore della tensione d'ingresso e se si prescinde dalle componenti continue esistenti nel sistema elettrodico, si può considerare il tubo equivalente ad un generatore di tensione μV_g con resistenza in serie R_i (fig. 2). Per comprendere tale trasformazione è sufficiente considerare che all'uscita del tubo si ha una tensione V_g moltiplicata μ volte. Tuttavia un generatore di tensione μV_g con resistenza interna R_i equivale anche ad un generatore di corrente $I_a = \mu V_g / R_i$, (fig. 3), per cui si può scrivere:

$$I_a = S \cdot V_g \text{ in quanto } \mu / R_i = S.$$

L'amplificazione dello stadio, G è calcolata dal rapporto fra la tensione V_a che si stabilisce ai capi del carico anodico e la tensione V_g applicata.

Se si indica con Z_e l'impedenza equivalente alla connessione in parallelo di R_i e di Z , si ha facilmente dalla fig. 3:

$$V_a = I_a \cdot Z_e = S \cdot V_g \cdot Z_e$$

per cui risulta definitivamente:

$$G = S \cdot Z_e \quad (1)$$

Senonchè in pratica l'impedenza Z_e è a carattere complesso in quanto il carico anodico è in realtà shuntato da una capacità $C_e = C_u + C_i + C_p$, avendo indicato con C_u la capacità di uscita del tubo amplificatore, con C_i quella d'ingresso del tubo che segue e con C_p ogni altra capacità distribuita (per esempio quella delle connessioni) e concentrata, interposta fra i tubi. Il circuito equivalente assume con ciò l'aspetto dato in fig. 4. La resistenza R_e equivalente alla connessione in parallelo di R_i e di Z vale, evidentemente $R_e = R_i \cdot Z / (R_i + Z)$, per cui dal circuito equivalente della fig. 4, si può passare a quello evidente della fig. 5.

Per ricavare l'espressione di calcolo dell'impedenza senza ricorrere ai numeri complessi, è necessario riferirsi alla rappresentazione vettoriale data in fig. 6, in cui si è indicato con I_1 la corrente nel ramo di R_e e con I_2 quella nel ramo C_e . La corrente I_a è uguale alla somma delle due correnti I_1 e I_2 e vale, per il teorema di Pitagora.

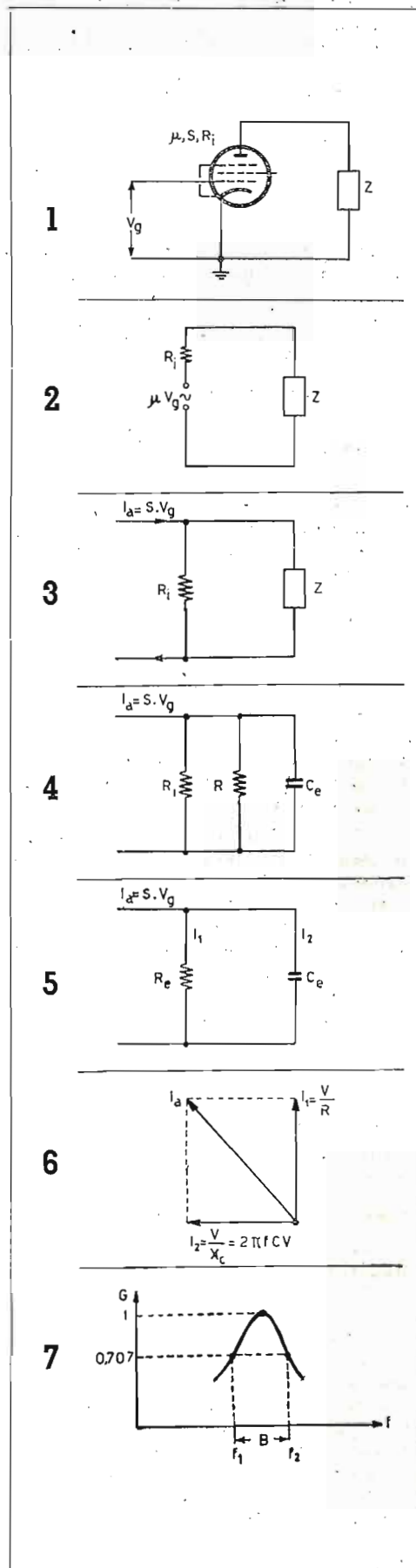
$$I_a = \sqrt{I_1^2 + I_2^2}$$

per cui essendo $I_1 = \frac{V}{R_e}$ ed $I_2 = \frac{V}{X_c} = \omega \cdot C_e \cdot V$, sostituendo si ottiene:

$$I_a = \sqrt{\frac{V^2}{R_e^2} + \omega^2 \cdot C_e^2 \cdot V^2} = \frac{V}{R} \sqrt{1 + \omega^2 C_e^2 R_e^2}$$

ed essendo $Z = V / I_a$, risulta definitivamente:

$$Z = \frac{R_e}{\sqrt{1 + \omega^2 C_e^2 R_e^2}}$$



Sostituendo questo valore nella (1) si ottiene:

$$G = \frac{S \cdot Re}{\sqrt{1 + \omega^2 Ce^2 Re^2}} \quad (2)$$

per cui l'amplificazione dello stadio è manifestamente legata alla pulsazione ω della tensione eccitatrice.

Indicando con B la larghezza della banda passante ($B = f1 - f2$), corrispondente ad un'attenuazione di 3 d B (ampiezza relativa = $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$, fig. 7)

occorre sia

$$R = \frac{\sqrt{n^2 - 1}}{2\pi B Ce}$$

essendo n il rapporto fra l'amplificazione corrispondente a $f = 0$, ($G = SR$) e quella relativa alla frequenza più elevata della banda passante. Si ha quindi

$$G = \frac{S}{2\pi B Ce} \cdot \sqrt{n^2 - 1}$$

per cui risulta definitivamente

$$G \cdot B = \frac{S}{2\pi \cdot Ce} \cdot \sqrt{n^2 - 1}$$

il che dimostra che il prodotto $G \cdot B$ fra l'amplificazione dello stadio e la larghezza della banda passante, è proporzionale al rapporto S/Ce .

Se si sottrae da Ce il valore della capacità delle connessioni si può scrivere che è:

$$G \cdot B = \frac{S}{2\pi (Cu + Ci)} = \frac{S}{2\pi C}$$

per cui:

1) a parità di banda passante B , l'amplificazione G è direttamente proporzionale alla pendenza S ed è universalmente proporzionale alla capacità d'uscita del tubo Cu , nonché alla capacità d'ingresso Ci del tubo che segue; il rapporto S/C prende il nome di *coefficiente di merito* del tubo e rappresenta un fattore determinante di scelta del tubo stesso;

2) il prodotto $G \cdot B$ rappresenta una costante caratteristica di ciascun tubo in quanto essa è legata, più precisamente, al valore di S ed a quello di Cu ; ciò significa che con un determinato tipo di tubo se si fa aumentare B , G decresce e viceversa;

3) l'amplificazione a larga banda passante non è legata al valore massimo di tale frequenza, bensì al valore di S ed a quello di C per cui si deve scegliere il tubo in modo che il rapporto S/C sia quanto più elevato possibile;

4) la frequenza limite $f1$ per la quale risulta $G = 1$, vale a dire quando è verificata la relazione.

$$\frac{S \cdot Re}{\sqrt{1 + (2\pi f1 Re Ce)^2}} = 1$$

risulta $f1 = S/2\pi Ce$, essendo 1 trascurabile rispetto a $2\pi f1 Re Ce$, rappresenta un fattore di notevole portata pratica che completa il significato del coefficiente di merito.

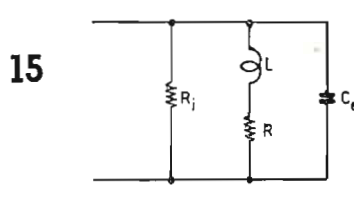
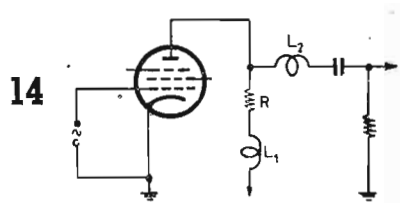
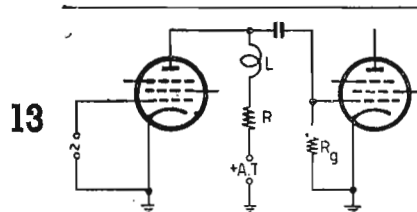
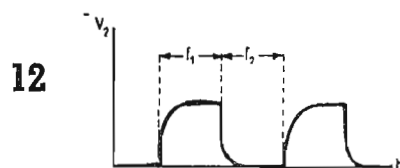
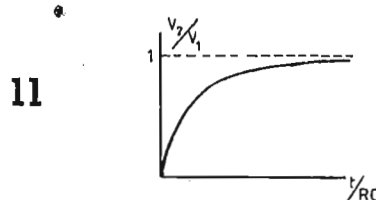
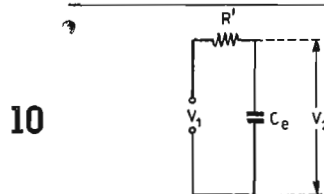
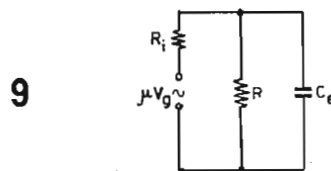
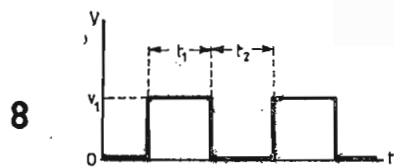
Generalità, sull'amplificatore della tensione a frequenza video.

Lo schema equivalente della fig. 5 precisa che il carico anodico R è shuntato dalla capacità equivalente Ce essendo come si è visto.

$$Ce = Cu + Ci + Cp.$$

Da qui un legame evidente fra l'amplificazione G e la pulsazione ω della tensione eccitatrice. Con il crescere di ω , la reattanza $1/\omega Ce$ diminuisce per cui diminuisce l'impedenza del parallelo e quindi anche, in definitiva, la tensione ricavata ai capi del carico. La relazione (2) dimostra agevolmente che l'amplificazione è massima ponendo $\omega = 0$, in quanto risulta in tal caso $G = SRe$. Con il crescere di ω , il denominatore della (2), aumenta per cui G diminuisce ma in misura tanto meno importante quanto più è piccolo il prodotto $ReCe$. Per tale fatto oltre a ricercare il valore minimo di Ce occorre anche che sia R poco elevata, il che significa che l'amplificazione alle frequenze meno elevate è necessariamente inferiore a quella conseguibile per una larghezza di banda meno elevata.

(Continua)



TELEVISORE T10/7 DEL TIPO INTERCARRIER

E. Turello

Gli schemi elettrici di questo televisore, ai quali si riferisce l'articolo che segue, sono dati nelle pag. 1544 e 1545 (fascicolo N. 48, febbraio 1955).

Elenco e caratteristiche degli organi adoperati nel ricevitore per il suono.

- 102:** condensatore di accoppiamento da 3 pF interposto fra la placca dell'amplificatore della tensione a frequenza video (T5) e la griglia di comando dell'amplificatore della tensione a frequenza inter-carrier (T9). I reofori di questo condensatore devono risultare particolarmente corti.
- 103:** bobina di accordo del circuito di comando del tubo T9. La frequenza di accordo corrisponde ovviamente alla frequenza inter-carrier ed è quindi di 5,5 Mc/s.
- 104:** 50 pF.
- 105:** resistore da 1 M-ohm. E' importante osservare che i reofori del condensatore 104 e del resistore 105 collegati con la griglia di comando del tubo T9, devono essere molto corti e che devono essere anche allontanati quanto più possibile dal circuito del riscaldatore del catodo.
- 106:** 20 K-ohm, 1 W.
- 107:** by-pass, connesso tra la griglia schermo del tubo T9 e la massa (erroneamente precisato nello schema elettrico con il numero 101). Si tratta di un condensatore antiinduttivo da 10.000 pF il cui scopo è quello di disperdere le componenti alternative introdotte dalla placca per via elettrostatica.
- 108:** trasformatore di accoppiamento con il rivelatore a rapporto. E' munito di terminali numerati e comprende internamente il condensatore di accordo del secondario. Lavora sulla frequenza inter-carrier di 5,5 Mc/s.
Le connessioni di esso devono risultare particolarmente corte.
- 109:** condensatore a mica, 500 pF.
- 110:** potenziometro a variazione logaritmica di resistenza, 0,5 M-ohm.
- 111:** diodo rivelatore al germanio DS604. Le connessioni relative devono rispettare la polarità riportata sul corpo di esso.
- 111a):** 100 K-ohm.
- 111b):** 10 micro-F, 10 V di lavoro, con il + connesso a massa.
- 112:** 10.000 pF. Il cavo interposto tra questo condensatore ed il tubo ECL80 dev'essere schermato. Altrettanto è richiesto per il cavo con il quale si collega il terminale 4 del trasformatore per il *ratio-detector* con il potenziometro 110.
- 113:** 10 M-ohm; resistore di autopolarizzazione del triodo ECL80 (T10). La connessione relativa dev'essere allontanata dai conduttori percorsi da corrente alternata: diversamente si aumenta il livello del ronzio oppure si va incontro ad instabilità.
- 114:** 1 M-ohm, 1 W. Resistore di carico del triodo ECL80.
- 115:** trasformatore di uscita (interposto cioè fra la placca del pentodo ECL80 e la bobina mobile dell'altoparlante).
- 116:** 10.000 pF.
- 117:** 5000 pF. Ha lo scopo di attenuare le frequenze acustiche più elevate e può essere sostituito con un condensatore da 10.000 pF nel caso che si voglia avere una riproduzione meno squillante.
- 118:** altoparlante magnetodinamico.

Allineamento degli stadi per le frequenze intermedie.

Le note che seguono si riferiscono all'uso di un generatore di segnali modulati in ampiezza e non interessano, per tale fatto, chi possiede l'attrezzatura necessaria per la messa a punto dei televisori.

Si osserva anzitutto che, salvo errori, è possibile vedere sullo schermo le prime immagini anche senza avere effettuato l'allineamento degli stadi per le frequenze intermedie, purché il televisore sia installato in una zona avente un'intensità di campo sufficientemente elevata. Il lavoro di messa a punto si inizia, comunque, misurando le tensioni di alimentazione degli elettrodi dei tubi. Ciò fatto si connette tra il telaio e l'uscita dell'induttanza video 45 (fig. 1 a, pag. 1544) un ramo comprendente una cuffia ad alta impedenza (non meno di 1000 ohm) in serie ad un condensatore da 10.000 pF. E' anche utile (ma non indispensabile) collegare un misuratore di uscita in parallelo alla cuffia. Si predispongono quindi

il generatore di segnali in modo da avere all'uscita una tensione di 22,5 Mc/s modulata in ampiezza ($m = 30\%$) con una frequenza di 400 c/s. Se ciò non può essere fatto nel senso che la frequenza più elevata di funzionamento del generatore di segnali è inferiore al valore di cui sopra, si predispongono l'accordo sulla seconda armonica, vale a dire su 11,25 Mc/s.

Occorre ora osservare che lo schermo del cavo di trasferimento della tensione fornita dal generatore dev'essere collegato al telaio del televisore e che questi è connesso ad un conduttore della linea a c.a. Ciò significa che per non far pervenire tale potenziale al generatore di segnali, si deve interporre un condensatore da 1000 pF tra lo schermo del cavo in questione ed il telaio del ricevitore.

La tensione a R.F. ricavata all'uscita del cavo è fatta pervenire ai diversi stadi per tramite di un condensatore da 50 pF. Si inizia anzitutto applicando tale tensione all'ingresso del tubo T4 (terzo stadio per le frequenze intermedie) e si agisce sul nucleo di polvere di ferro 37 della bobina di accordo del circuito connesso al rivelatore, fino ad avere la massima uscita della modulante.

Si accorda quindi il generatore di segnali su 23 Mc/s (oppure su 11,5 Mc/s), si connette il cavo all'ingresso del tubo T3 e si accorda per la massima uscita il circuito di comando del tubo T4 (nucleo di ferro 32). Ciò fatto si applica all'ingresso del tubo T2 una tensione di 23,5 Mc/s e si accorda il circuito di comando del tubo T3 (nucleo di ferro 25). Merita ora osservare che nel corso di tali regolazioni si può andare incontro, a volte, al funzionamento in regime autogeneratorio e che a ciò si deve ovviare agendo opportunamente sui nuclei di ferro relativi. E' per altro importante stabilire l'accordo in modo da rimanere lontani dall'innescio perché il considerevole fruscio che si ascolta in prossimità di esso, in cui si ha anche la massima uscita, si traduce in una foschia minuta sullo schermo.

Si regola quindi a metà corsa il reostato 20 connesso in serie al catodo del tubo T2, si accorda il generatore di segnali su 24,5 Mc/s e si applica tale tensione all'ingresso del triodo di sinistra T1. Ciò fatto si accorda per la massima uscita il circuito di comando del tubo T2 (nucleo di ferro 13). Il corretto allineamento degli stadi per le frequenze intermedie è decisivo per il dettaglio dell'immagine e può essere controllato in due modi, vale a dire:

1) variando la frequenza di funzionamento del generatore di segnali da 23 Mc/s a 26 Mc/s; l'uscita relativa entro tale intervallo (intensità della nota od indicazione dello strumento) deve risultare sufficientemente costante;

2) accordando il generatore di segnali su 24,5 Mc/s (frequenza di centro della banda passante); applicando successivamente tale tensione all'ingresso dei tubi T4, T3 e T2 si devono osservare all'uscita altrettanti incrementi; la resa diminuisce invece facendo pervenire questa tensione all'ingresso del triodo di sinistra T1 per la presenza dell'impedenza 5 che presenta una reattanza molto piccola per la frequenza di cui sopra.

Allineamento dello stadio per la conversione delle frequenze portanti.

Le operazioni con le quali si effettua la messa a punto del convertitore di frequenze (Tubo T1), si deducono immediatamente da quanto si è detto nell'illustrazione dei componenti a proposito dell'induttanza d'ingresso 5, del condensatore variabile 8 da 5 pF e del nucleo di polvere di ferro 11 della bobina di accordo del generatore per la tensione locale. Torna comunque sicuramente utile ricordare la costituzione del segnale televisivo nel caso, molto utile e istruttivo, che si voglia controllare il funzionamento generale del televisore connettendo la cuffia nel modo precisato nell'allineamento degli stadi per le frequenze intermedie.

Il segnale televisivo della rete italiana corrisponde allo standard europeo ed è costituito:

a) dalla *frequenza portante video* (nel caso della stazione di Torino, per esempio, tale frequenza è di 82,25 Mc/s;

b) da un segnale modulante di sincronismo a 50 c/s (*frequenza di semi-immagine*), che dà in cuffia un suono molto simile a quello che si ottiene connettendo la cuffia stessa alla linea a c.a. (la differenza di timbro è spiegata dalla forma della tensione che non segue l'andamento sinusoidale);

c) da un segnale di 15.625 c/s (*sincronismo di linea*) corrispondente cioè all'estremo superiore dello spettro udibile e che, oltre ad essere difficilmente riprodotto dalle cuffie è anche percepito da pochi individui;

d) dalla *modulante video*, che può essere 0.25-50 c/s o multipli di questi fino ad un massimo di 5 Mc/s a seconda del fotogramma in analisi; ciò significa che non si può fare affidamento sull'udibilità di questo segnale;

e) da diversi altri segnali;

f) dalla frequenza portante del canale suono che differisce di 5,5 Mc/s in più della portante video.

Da qui è facile dedurre che il suono preponderante e pertanto percepibile sempre è quello precisato in b) salvo il caso, beninteso, che per avaria al trasmettitore o per altri motivi, venga irradiata la portante video non modulata per consentire ai televisori di tipi intercarrier di ricevere ugualmente il canale audio. (Con ciò si informa implicitamente che in assenza di portante video non è possibile ricevere il canale audio con i ricevitori di cui sopra, ormai pressoché esclusivamente costruiti).

Occorre ora osservare che durante la messa a punto degli stadi interposti fra il video rivelatore ed i morsetti per la linea di collegamento con l'antenna, è indispensabile impedire il funzionamento del multivibratore per il movimento verticale (tubo T7) e che a ciò si perviene molto facilmente mettendo in corto circuito il reostato 68. Diversamente si avrebbe in cuffia un suono molto simile alla modulante della portante video. Merita anche rilevare che agendo su tale reostato ci si rende conto del funzionamento del tubo T7; infatti quando esso è in cortocircuito si ha sullo schermo una sola riga orizzontale a metà quadro, mentre si ottiene una fascia alta quasi quanto lo schermo quando la frequenza della tensione a dente di sega è uguale o molto prossima a quella prevista.

Per quanto riguarda invece il funzionamento del multivibratore per la frequenza di riga, si precisa che la produzione di essa è dimostrata in due modi, vale a dire:

a) connettendo la cuffia nel modo già detto ed escludendo la resistenza del reostato 53 (tubo T6), si deve percepire un fischio acutissimo nel caso, beninteso, che si sia esclusa l'antenna e che il tubo T7 sia messo in condizioni di non poter creare la tensione a frequenza di quadro; il fischio di cui sopra scompare rapidamente con il crescere della resistenza 53 in quanto, così facendo, si scavalca lo spettro delle frequenze udibili e si entra in quello degli ultra-suoni;

b) il fischio in questione è percepito anche senza cuffia, più precisamente per effetto delle vibrazioni meccaniche degli elettrodi dei tubi T6 e T8 (triode di sinistra) e delle placchette deflettrici del cinescopio.

Né si può omettere di dire, per altro, che il funzionamento del multivibratore per la frequenza di riga è immediatamente dimostrato dalla formazione dell'intero quadro che si riduce ad una sottile linea verticale quando il reostato 53 è completamente inserito.

Messa a punto del ricevitore per il suono.

La messa a punto del ricevitore per il suono riguarda unicamente l'ingresso e l'uscita del tubo T9 ed appare in realtà alquanto meno immediata di quanto si può credere in un primo tempo. Occorre infatti considerare:

a) che il funzionamento del ricevitore per il suono è legato a quelli degli stadi del ricevitore di immagini.

b) che il canale audio è modulato in frequenza e che per ricavare la modulante si ricorre ad una disposizione (*rivelatore a rapporto*) caratterizzata dal fatto che all'uscita di essa la risposta è nulla in corrispondenza delle variazioni di ampiezza provocate dai disturbi.

Per questo ricevitore può servire un generatore di segnali del tipo classico e cioè modulato in ampiezza con profondità del 30% dalla frequenza di 400 c/s. Si procede quindi come segue:

1) si accorda il generatore di segnali sulla frequenza inter-carrier di 5,5 Mc/s e si connette il cavo di trasferimento di questa tensione tra il telaio e la griglia di comando del pentodo EAF42 (tubo T9).

2) si predispose il regolatore di volume (potenziometro I10) per la massima uscita e si agisce sull'attenuatore del generatore di segnali in modo da diminuire quanto più possibile la tensione applicata.

3) si regola per la *massima uscita* il nucleo di ferro del primario del trasformatore 108 (nucleo inferiore);

4) si regola per la *minima uscita* il nucleo di ferro del secondario del trasformatore di cui sopra (nucleo superiore); occorre in proposito osservare che avvitando dall'inizio questo nucleo si constata nell'ordine quanto segue:

un uscita nulla oppure molto debole: il secondario del

trasformatore 108 è accordato su una frequenza molto più elevata di quella prevista,

uscita notevole: il secondario è accordato su una frequenza poco diversa di quella prevista,

uscita nulla: il secondario è esattamente accordato su 5,5 Mc/s,

uscita notevole: accordo su una frequenza poco diversa,

uscita nulla oppure molto debole: accordo su una frequenza molto diversa.

L'uscita nulla che s'incontra tra le due posizioni corrispondenti ad una resa importante corrispondente infatti alla esatta frequenza ricercata e può anche non essere ottenuta nel caso, spesso incontrato, che la tensione del generatore di segnali risulti anormalmente modulata in frequenza.

Una volta accordati i circuiti del trasformatore 108 (occorre ovviamente ripetere tale allineamento più volte), si applica la tensione del generatore di segnali all'ingresso dell'amplificatore della tensione a frequenza video (tubo T5), interponendo tra il cavo e la griglia un condensatore da 5 pF. Si agisce quindi per la massima uscita sul nucleo di ferro 103 del circuito di comando del tubo T9.

E' interessante sapere che le operazioni di cui sopra possono anche effettuarsi per tramite della modulante del canale audio trasmessa con il monoscopio e che è opportuno riferirsi a tale canale nel caso che la taratura del generatore di segnali fosse poco attendibile.

USO DEI COMANDI

Anteriori.

8 - Condensatore variabile, si è detto ampiamente di esso nell'illustrazione dei componenti. La letteratura tecnica inglese precisa questo condensatore con « *fine tuning* » che significa letteralmente *sintonia fine*, cioè condensatore per ritocco.

20 - Regolatore del contrasto dell'immagine (« *contrast* »).

53 - Regolatore del sincronismo di riga (« *horizontal sync.* »). La regolazione in questione è da considerare critica nel senso che occorre agire lentamente su di esso per allacciare il periodo di funzionamento del multivibratore con quello degli impulsi di sincronismo.

68 - Regolatore del sincronismo di quadri (« *frame or vertical sync.* »). Mancando tale sincronismo si vedono scorrere i quadri più o meno velocemente verso l'alto o verso il basso.

90 - Controllo della luminosità dell'immagine (« *brightness* »). E' abbinato ad esso l'interruttore di linea.

Posteriori.

95 - Centratore orizzontale dell'immagine (« *hor. cent.* »).

97 - Centratore verticale dell'immagine (« *vert. cent.* »).

101 - Messa a fuoco dell'immagine (« *focus* ») Determina la tensione applicata al primo anodo del cinescopio e quindi le dimensioni dello *spot*. Date le dimensioni dello schermo, le immagini risultano tanto più nitide quanto più è piccolo tale *spot*.

Misura dell'E.A.T.

Per misurare l'E.A.T. può servire un voltmetro da 1000 ohm/V purché sia prevista una portata non inferiore a 5000 V. Diversamente si può adoperare uno strumento con 1000 V di portata connettendo in serie al puntale positivo un resistore da 4 M-ohm realizzato molto semplicemente connettendo in serie quattro resistori da 1 M-ohm ciascuno. Così facendo si porta infatti la portata dello strumento a 5000 V.

Cinescopi utilizzabili per il T10.

Nell'elenco che segue si precisano i cinescopi a deflessione elettrostatica di costruzione americana ed europea che possono servire per il T10/7 apportando ad esso delle modifiche più o meno importanti.

902 A (2'') - 905 A (5'') - 912 (5'') - 914 A (9'') - K1002 (9'') - 2514/9 (9'') - DG7/2 (7 cm) - DG9/3 (9 cm) - DG9/5 (9 cm) - DG16/1 (16 cm) - DG16/2 (16 cm).

2AP1 - 2AP1 A - 2BP1 - 3AP1 - 3AP1 A - 4AP4* - 3BP1 - 3PP1 A - 3CP1 - 3DP1 - 3EP1 - 3GP1 - 3GP4* - 3GP1 A - 3GP4 A* - 3JP1 - 3KP1 - 3KP4 - 3MP1 - 3QP1 - 3RP1 - 3RP1 A - 3SP1 - 3SP4* - 5AP1 - 5AP4* - 5BP1 - 5BP4* - 5CP1 - 5CP4* - 5CP1 A - 5GP1 - 5HP4* - 5HP1 A - 5JP1 - 5JP4* - 5JP1 A - 5JP4* - 5LP1 - 5LP4* - 5LP1 A - 5LP4 A* - 5MP1 - 5MP4* - 5NP1 - 5NP4* - 5RP4 A*: per proiezione su grande schermo - 5R1 - 5RP4* - 5RP1 A - 5SP1 - 5SP4* - 5UP1 - 5XP1 - 5YP1 - 7EP4* - 7GP4* - 7JP1 - XJP4* - 8BP4* - 9NP1 - 10GP4* - 10HP4* - 12HP1 - 14AP1 - 14AP4* - 20AP1 - 20AP4*.

Il primo numero riportato nei tipi americani, indica generalmente il diametro dello schermo espresso in pollici (1 pollice = 25,4 mm circa). I tipi precisati con l'asterisco forniscono una traccia bianca (P4) e sono pertanto da pre-

ferirsi. Gli altri danno invece una traccia verde (P1), pur essendo sempre a persistenza media.

Antenna.

Il tipo più conveniente per semplicità, costo ed elasticità è senz'altro il dipolo ripiegato (*folded dipole*) con riflettore, almeno entro un raggio di circa 100 Km dalla stazione trasmittente. Un sistema siffatto risulta discretamente direzionale ed ha un buon rendimento. Oltre a ciò poichè l'impedenza ai terminali è molto prossima a 300 ohm, può essere adoperata immediatamente la linea bifilare usuale (*twin lead*) che ha appunto un'impedenza caratteristica di 300 ohm.

Sistemi collettori più complessi del tipo, per intenderci, a quattro, cinque o sei elementi consentono di avere una d. di p. più elevata, ma presentano una banda passante molto più ristretta e possono servire in non pochi casi, più precisamente quando anche l'addizionatore di antenna (*booster*) si dimostra insufficiente a ricavare dal sistema più semplice una tensione-segnale adeguata. Nel caso che ci si occupa ed a semplice titolo indicativo, si può precisare che un sistema comprendente un dipolo ripiegato ed un riflettore, installato all'interno del primo piano, consente di ricevere ottimamente la stazione TV di Torino Eremo, distante più di 50 Km.

Un'antenna molto semplice, del tipo di cui sopra, può essere costruita con tubo *Bergmann* del tipo cioè adoperato negli impianti elettrici. Si tratta, come è noto, di un tubo di cartone catramato, ricoperto da un sottile strato di ferro piombato che può essere piegato molto facilmente con le pinze appositamente costruite per esso. Il diametro ottimo del tubo è di 20 mm ed è bene proteggere il sistema degli agenti atmosferici mediante vernice anti-ruggine e biacca. Merita anche sapere che adoperando un tubo di rame, oppure di ottone, od anche di alluminio non si conseguono dei vantaggi elettrici apprezzabili, ma si migliora considerevolmente la robustezza meccanica e la durata:

Per quanto riguarda i centri geometrici del dipolo ripiegato e del riflettore, si precisa che è indifferente averli, oppure no, isolati. Nel caso che essi siano uniti fra di loro dal tubo metallico di sostegno e se questi è connesso a terra, aumentano le probabilità di limitare i danni in caso di scarica atmosferica. Per contro, se i due rami del dipolo ripiegato sono isolati, si può sfruttare l'insieme per ricevere le stazioni radiofoniche.

L'installazione dell'antenna è fatta ricordando che il piano del dipolo ripiegato deve trovarsi a 90 gradi rispetto alla congiungente trasmettitore-ricevitore e che i migliori risultati si ottengono sistemando l'antenna stessa sul punto più alto possibile. E' anche importante sapere che l'orientamento di cui sopra può essere modificato da fenomeni di rifrazione e di riflessione per cui, oltre a ricercare la massima d. di p. alla ricezione, si deve anche fare in modo di ridurre al minimo le immagini multipli (*fantasmi*).

A tale scopo ci si può riferire molto convenientemente all'immagine del monoscopio collegando un citofono fra chi è destinato ad orientare l'antenna e chi controllo l'immagine stessa del monoscopio.

Tensioni misurate con voltmetro da 1000 ohm/V (in assenza di segnale).

Reofori	1	2	3	4	5	6	7
Portata del volt. m	250	250	250	5000	5000	5000	5000
V	100 ÷ 150	90	0	100 var.	0	3000	
Reofori	1	8	9	10	11	12	13
Portata del volt. m	5000	5000	5000	5000	5000	0	10
V	1200	3000	1800	2200	0	0	6,3 c.a.



FISEL

FABBRICA ITALIANA STRUMENTI ELETTRICI

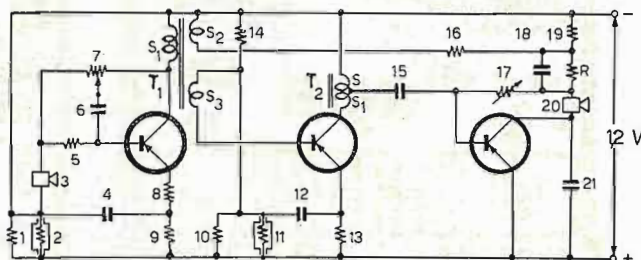
PONTI DI MISURA - FTESTER UNIVERSALI - AMPEROMETRI - MILLIAMPEROMETRI - MICROAMPEROMETRI - VOLTMETRI - VOLTMETRI TASCABILI IN C.C. E C.A. - GALVANOMETRI - PROVA VALVOLE - FORCELLE - PROVA BATTERIE

MILANO - VIA G. AGNESI 6 - TEL. 580.819

Amplificatore portatile (otofono) con transistori

(Laboratorio sperimentale PHILIPS)

A conclusione di una memoria sulle reti di controreazione, pubblicate nel fascicolo 8/9 di « *Electronic Application Bulletin* » (vol. 15, agosto settembre 1954, pag. 125) a firma di H. H. Abbe e J. J. Rongen, si dà lo schema di un otofono particolarmente interessante. Di esso si riportano tutte le precisazioni necessarie per passare alla realizzazione pratica.



1 - 1,5 K-ohm; 2 - resistore NTC 1; 3 microfono; 4 - 10 micro-F; 5 - 680 ohm; 6 - 10 micro-F; 7 - 0,3 ÷ 500 K-ohm; 8 - 780 ohm; 9 - 220 ohm; 10 - 1,8 K-ohm; 11 - resistore NTC 2; 12 - 10 micro-F; 13 - 270 ohm; 14 - 3,9 Kohm; 15 - 10 micro-F; 16 - 120 ohm; 17 - 8 ÷ 30 K-ohm; 18 - 10 micro-F; 19 - 10 ohm; 20 - auricolare telefonico; 21 - 0,8 micro-F.

Resistori.

La tolleranza rispetto al valore nominale precisato è del 5%. Il resistore R serve a diminuire la potenza di uscita ed assume, in relazione ad essa, i valori seguenti:

- per una potenza di uscita di 0,5 mW, R = 120 ohm,
- per una potenza di uscita di 0,2 mW, R = 390 ohm,
- per una potenza di uscita di 0,05 mW, R = 1000 ohm.

NTC 1 - 2200 ohm alla temperatura di 25°C; coefficiente di temperatura — 3,7% per °C a 25°C; tolleranza del 10% a 25°C.

NTC 2 - 1500 ohm a 25°C; coefficiente di temperatura — 3,4% per °C a 25°C; tolleranza del 10% a 25°C.

Microfono - elettromagnetico; resistenza di 200 ohm, + e — il 20%; impedenza di 1000 ohm ad 1 kc/s; sensibilità di 0,2 mV per micro-bar ad 1 kc/s attraverso 1 K-ohm.

Trasformatore T1 - S1: 2700 spire di filo smaltato avente il diametro di 0,045 mm; induttanza di 7,2 H a 0,5 mA; resistenza di 860 ohm, + e — il 20%.

S2: 600 spire; filo smaltato da 0,040 mm; resistenza di 300 ohm, tolleranza del 20%.

S3: 6 spire; filo smaltato da 0,1 mm di diametro.

Trasformatore T2 - S1: 2178 spire; filo smaltato da 0,045 mm di diametro; resistenza di 650 ohm, tolleranza del 10%.

S2: 622 spire; filo smaltato da 0,06 mm di diametro; 130 ohm, + e — il 20%.

induttanza di S1 + S2: 8,6 H a 0,5 mA.

Auricolare telefonico: elettromagnetico; resistenza di 90 ohm, tolleranza del 20%; impedenza di 27 Ohm per f = 1 kc/s; sensibilità: 125 phones per 0,6 mV ad 1 kc/s.

La Direzione di "radiotecnica-televisione" partecipa vivamente al lutto della Philips Radio S.p.A. per l'imatura perdita della Sig. Spalletti, intelligente e signorile dirigente dell'Ufficio Propaganda.

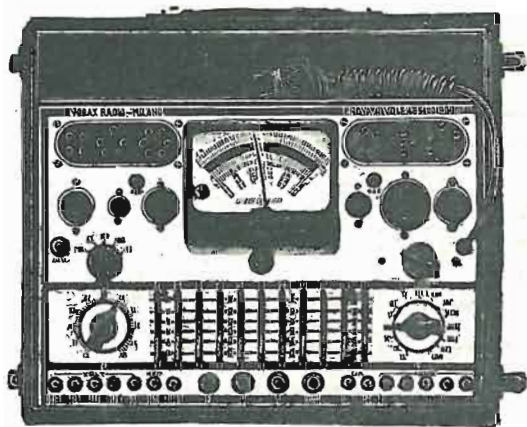
Marzo 1955

Strumenti di misura
Scatole di montaggio
Accessori e parti
staccate per radio
e T.V.

Vorax Radio

Viale Piave, 14 - MILANO - Telefono 793.505

Si eseguono accurate riparazioni in strumenti di misura, microfoni, pick-ups di qualsiasi marca e tipo.



S. O. 108

PROVAVALVOLE "DINA-METER",
CON TESTER A 10.000 Ω/V



S. O. 113

TESTERINO 1000 Ω/V



S. O. 130

CAPACIMETRO - OHMMETRO

ENERGO ITALIANA

s. r. l.

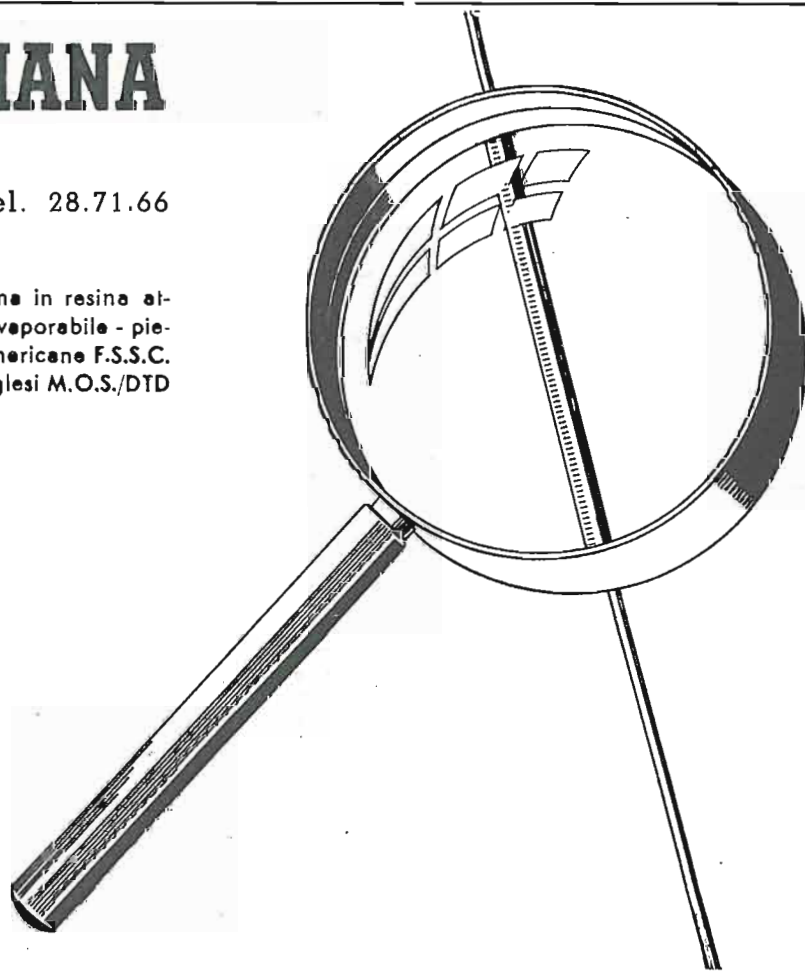
Via Carnia, 30 - MILANO - Tel. 28.71.66

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 e quelle inglesi M.O.S./DTD 599 e B.B.S. 441/1952.

"Dixosal", deossidante pastoso per saldature a stagno. Non dà luogo, col tempo, ad ossidazioni secondarie. Conforme alle norme americane F.S.S.C. - O.F. 506

**Saldature sicure
solo con prodotti
di qualità!**

Il filo ENERGO è riconoscibile tra i prodotti similari in quanto presenta, per tutta la sua lunghezza, una zigrinatura regolarmente depositata, quale marchio di fabbrica della SOCIETA' ENERGO ITALIANA



Elenco delle stazioni mondiali ad onda corta

Freq. Kc/s	metri	nomin.	STAZIONE	Nazione	Freq. Kc/s	metri	nomin.	STAZIONE	Nazione
9540	31.45		WARSAWA	Polonia	9670	31.02	KCBR 2	USA	U.s.a.
9540	31.45		TANGER VOA	Tangeri	9675	31.01	WRUL	USA	U.s.a.
9545	31.43	WLWO	USA	U.s.a.	9675	31.01	PRC 20	PORTO ALEGRE	Brasile
9545	31.43	XEFT	VERA CRUZ	Messico	9675	31.01		PARIS	Francia
9550	31.41	LKJ	TROMSO	Norvegia	9675	31.01	GWT	LONDON	Inghilterra
9550	31.41	WNBC 3	NEW YORK	U.s.a.	9680	30.99	XEQQ	MEXICO	Messico
9550	31.41	GWB	LONDON	Inghilterra	9680	30.99	VLG 9	ASHKHABAD	U.r.s.s.
9550	31.41	OLR 3 A	PRAHA	Cecoslovacchia	9685	30.98	WLWO 6	SHEPPARTON	Australia
9550	31.41		WARSAWA	Polonia	9685	30.98		USA	U.s.a.
9550	31.41		PARIS	Francia	9685	30.98	KUX 2 A3	TANGER VOA	Tangeri
9550	31.41		DAMASCUS	Siria	9685	30.98		COURIER	U.s.a./Mare
9550	31.41	YSS	S. SALVADOR	S. Salvador	9685	30.98		SAO PAULO	Brasile
9550	31.41	XEIT	MEXICO	Messico	9690	30.96		MOSKVA	U.r.s.s.
9560	31.38		LONDON	Inghilterra	9690	30.96	LRA	BUENOS AIRES	Argentina
9560	31.38	OAX 4 Z	LIMA	Perù	9690	30.96	TGDX	GUATEMALA	Guatemala
9560	31.38		DAKAR	Senegal	9690	30.96	GRX	LONDON	Inghilterra
9565	31.36		MOSKVA	U.r.s.s.	9695	30.94	JOA 3	TOKJO	Giappone
9565	31.36	ZYK 3	LIMA	Perù	9695	30.94		EUROPA R.	Germania
9570	31.35	APK	KARACHI	Pakistan	9700	30.95	WLWO 8	USA	U.s.a.
9570	31.35		WARSAWA	Polonia	9700	30.95	GWY	LONDON	Inghilterra
9570	31.35	KNBH	USA	U.s.a.	9705	30.91	ORU 5	RIO JANEIRO	Brasile
9570	31.35		BUKURESTI	Romania	9705	30.91		MOSKVA	U.r.s.s.
9570	31.35		MOSKVA	U.r.s.s.	9705	30.91		BRUXELLES	Belgio
9575	31.33		PRAHA	Cecoslovacchia	9705	30.91	CR 6 RQ	NOVA LISBOA	Angola
9575	31.33		ROMA	Italia	9710	30.90		ROMA	Italia
9580	31.32	GSC	LONDON	Inghilterra	9710	30.90	YDF 6	DJAKARTA	Indonesia
9580	31.32		BRAZZAVILLE	Africa E.F.	9710	30.90		TANGER VOA	Tangeri
9580	31.32	VLA 9	SHEPPARTON	Australia	9720	30.86	PRL 7	RIO JANEIRO	Brasile
9585	31.30	CKLP	SACKVILLE	Canada	9720	30.86	VUD	DELHI	India
9585	31.30	WRUL	BOSTON	U.s.a.	9725	30.85		LONDON	Inghilterra
9585	31.30		R. LIBERATION	Germania	9725	30.85		EUROPA R.	Germania
9590	31.28	KCBR 4	LOS ANGELES	U.s.a.	9725	30.85		KOMSOMLSK	U.r.s.s.
9590	31.28	PCJ	HUIZEN	Olanda	9730	30.83		LEIPZIG ZR.	Germania
9590	31.28		MANILA VOA	Filippine	9730	30.83		BRAZZAVILLE	Africa Eq. Fr.
9595	31.27		KIEV	U.r.s.s.	9730	30.83	DZH 7	MANILA	Filippine
9595	31.27		TANGER VOA	Tangeri	9735	30.82		KOLN	Germania
9600	31.26	KCBR 1	USA	U.s.a.	9735	30.82	HI 2 T	C. TRUJILLO	R. Dominicana
9600	31.26	GRY	LONDON	Inghilterra	9735	30.82	GWY	LONDON	Inghilterra
9600	31.25		WARSAWA	Polonia	9740	30.80		TANGER VOA	Tangeri
9600	31.25	CE 960	SANTIAGO	Cile	9745	30.79	ORU	BRUXELLES	Belgio
9600	31.25		WARSAWA	Polonia	9745	30.79		MOSKVA	U.r.s.s.
9605	31.23		ASHKHABAD	U.r.s.s.	9745	30.79		LISBOA	Portogallo
9605	31.23		EUROPA R.	Germania	9750	30.77		EUROPA R.	U.s.a.
9605	31.23		ATHINAI	Grecia	9755	30.75		PARIS	Francia
9605	31.23	HP 5 J	PANAMA	Panama	9755	30.75	VUD	DELHI	India
9610	31.22	ZYC 8	RIO JANEIRO	Brasile	9760	30.74	LRY	BUENOS AIRES	Argentina
9610	31.22	LLG	FREDERIKSTADT	Norvegia	9760	30.74		MOSKVA	U.r.s.s.
9610	31.22	CR 8 AB	GOA	India Port.	9760	30.74	MCR	LONDON	Inghilterra
9615	31.20	VLC 9	SHEPPARTON	Australia	9765	30.72	ORU	BRUXELLES	Belgio
9615	31.20	WGEO 3	SCHENECTADY	U.s.a.	9765	30.72	TGWA	GUATEMALA	Guatemala
9615	31.20		MOSKVA	U.r.s.s.	9770	30.71	VUD	DELHI	India
9615	31.20		TANGER VOA	Tangeri	9770	30.71		BRAZZAVILLE	Africa Eq. Fr.
9620	31.19		SALZBURG	Austria	9770	30.71	MCN	LONDON	Inghilterra
9620	31.19	CXA 6	MONTEVIDEO	Uruguay	9775	30.69	PRI 4	RIO JANEIRO	Brasile
9620	31.19		HORBY	Svezia	9775	30.69		MOSKVA	U.r.s.s.
9620	31.19		RECIFE	Brasile	9775	30.69	CSA 26	LISBOA	Portogallo
9625	31.17		BRAZZAVILLE	Africa Eq. Fr.	9780	30.67		ROMA	Italia
9625	31.17		PARIS	Francia	9785	30.66		MOSKVA	U.r.s.s.
9625	31.17	GWO	LONDON	Inghilterra	9790	30.64		CAIRO	Egitto
9625	31.17		MOSKVA	U.r.s.s.	9805	30.60		KIEV	U.r.s.s.
9625	31.17		PARIS	Francia	9810	30.58		MOSKVA	U.r.s.s.
9630	31.15	CKCO	SACKVILLE	Canada	9825	30.53	GRH	LONDON	Inghilterra
9630	31.15		ROMA	Italia	9835	30.50		BUDAPEST	Ungheria
9630	31.15		MOSKVA	U.r.s.s.	9830	30.52	COBL	LA HABANA	Cuba
9635	31.14		TANGER VOA	Tangeri	9840	30.49		BAKU	U.r.s.s.
9635	31.14	4 VEH	HAITI	Haiti	9850	30.46		MOSKVA	U.r.s.s.
9640	31.12	COX 4	HABANA	Cuba	9915	30.26	GRU	LONDON	Inghilterra
9640	31.12		KOLN ZR.	Germania	9965	30.11	FZI	BRAZZAVILLE	Africa Eq. Fr.
9640	31.12		MOSKVA	U.r.s.s.	9975	30.08		KABUL	Afganistan
9640	31.12		LONDON	Inghilterra	10315	29.08		EUROPA R.	Germania
9640	31.12		PARIS	Francia	11605	25.85	VUD	DELHI	India
9645	31.10		VATICANO	C. Vaticano	11615	25.83		MOSKVA	U.r.s.s.
9645	31.10	APK	KARACHI	Pakistan	11630	25.80		MOSKVA	U.r.s.s.
9650	31.09	KRHX	HONOLULU VOA	Hawai	11640	25.77	VUD	DELHI	India
9650	31.09	ZJM	LIMASSOL	Cipro	11650	25.75		PEKING	Cina
9650	31.09	KNBH	USA	U.s.a.	11670	25.71		CAIRO	Egitto
9655	31.07	ORU	BRUXELLES	Belgio	11670	25.71	HSK 9	BANGKOK	Tailandia
9655	31.07		EUROPA R.	Germania	11680	25.68	GRG	LONDON	Inghilterra
9655	31.07		TOKJO	Giappone	11685	25.67	HVJ	VATICANO	C. Vaticano
9660	31.06	LRX	BUENOS AIRES	Argentina	11700	25.64		MOSKVA	U.r.s.s.
9660	31.06	GVP	LONDON	Inghilterra	11700	25.64		MANILA VOA	Filippine
9660	31.06		PRAHA	Cecoslovacchia	11700	25.64		PARIS	Francia
9665	31.04		MOSKVA	U.r.s.s.	11700	25.64	GWV	LONDON	Inghilterra
9665	31.04	HEU 3	SCHWARZENBURG	Svizzera	11705	25.63	VUD	DELHI	India
9670	31.02	4 VEH	HAITI	Haiti	11705	25.63	SBP	MOTALA	Svezia
9670	31.02	COCQ	HABANA	Cuba	11710	25.62		MOSKVA	U.r.s.s.
9670	31.02		MANILA VOA	Filippine	11710	25.62		MOSKVA	U.r.s.s.
9670	31.02		TANGER VOA	Tangeri	11710	25.62	VLC 11	SHEPPARTON	Australia

Misura dell'impedenza caratteristica di un'antenna

Sergio Polo

Premessa.

Le antenne direttive ad elevato guadagno sono oggetto di ricerche e di continui perfezionamenti; se ne possono osservare di forme svariate, da quelle *multiple*, derivate dal dipolo semplice con l'aggiunta di elementi paralleli, a quelle a *raggiata* o addirittura *spiraleiformi*.

Le notevoli varianti costruttive che intercorrono da un tipo all'altro di antenna indicano con sufficiente chiarezza che molto vi è ancora da fare in questo campo e che fino ad ora non si è giunti a selezionare un tipo che si possa sen-

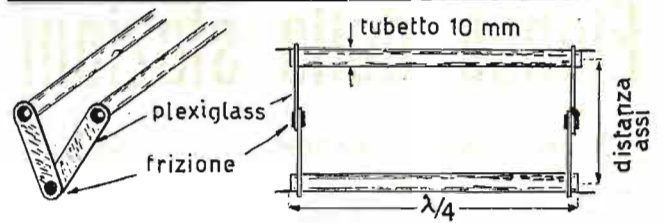


Fig. 1

Linea di adattamento in quarto d'onda ad impedenza caratteristica variabile. Consiste in due tubetti metallici di 10 mm di diametro, la cui distanza assiale può venire variata. (Come detto nel testo la linea può servire per misurare l'impedenza caratteristica di un'antenna).

mento risulti alterato per effetto di questo collegamento. Ciò è ottenuto mediante l'*adattamento elettrico* fra antenna, cavo di collegamento (linea di trasmissione) e apparecchio rivelatore, o, in altre parole *adattando l'impedenza caratteristica dei tre elementi collegati*.

Il perfetto adattamento di impedenza è essenziale per il corretto funzionamento dell'antenna qualunque sia la sua frequenza di lavoro ed impiego a cui venga adibita. L'errato

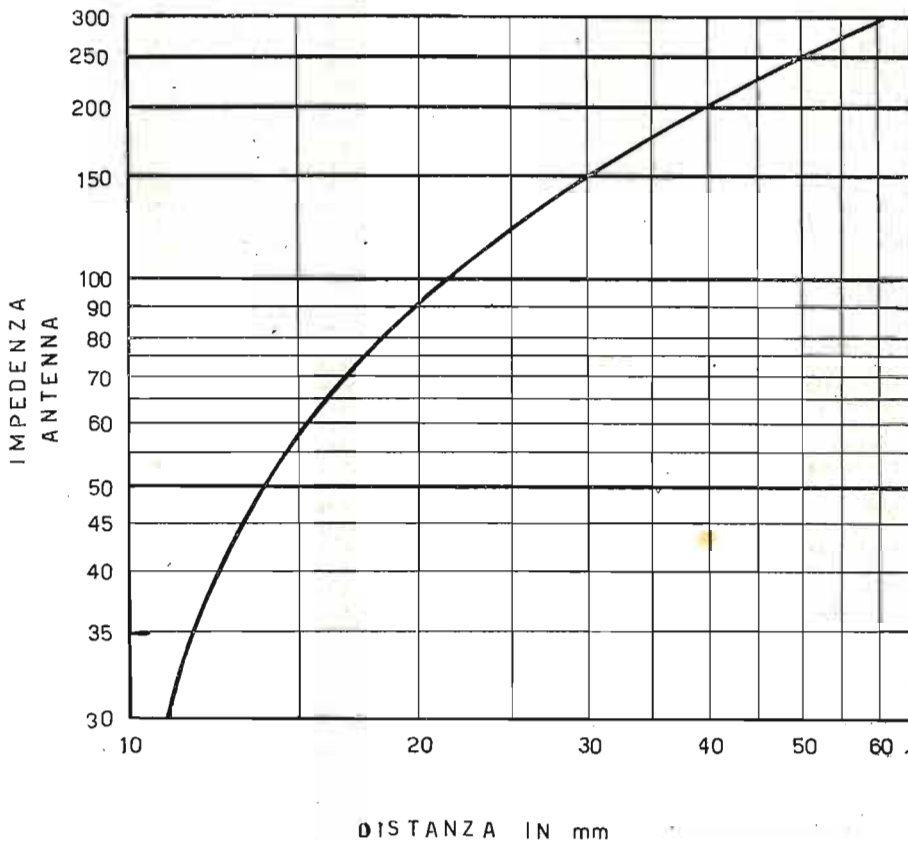


Fig. 2

Grafico per determinare l'impedenza caratteristica di una antenna in funzione della spaziatura degli elementi della linea di adattamento provvista di carico di 300 ohm.

z'altro definire migliore, non solo per la generalità delle applicazioni, ma anche per un determinato impiego. Un'antenna per TV ed FM, ad esempio, deve poter soddisfare contemporaneamente a requisiti di *direttività*, *polarizzazione*, *guadagno*, *attenuazione di segnali indesiderati*, *larghezza di banda passante* e, non per ultimo, *robustezza meccanica* e *basso costo* oltre ad una opportuna e ben definita *impedenza caratteristica*.

Tutti questi requisiti che servono a determinare la qualità di un'antenna sono rilevabili per via sperimentale, più adatta e più aderente all'effettivo comportamento dell'antenna.

Per poter effettuare i vari rilievi occorre collegare l'antenna in esame all'apparecchio rivelatore (generalmente un misuratore di intensità di campo) senza che il suo funziona-

adattamento infatti, oltre a comportare una diminuzione effettiva dell'intensità del segnale rivelato, determina la sensibilizzazione del cavo di collegamento, di modo che le caratteristiche proprie dell'antenna si combinano con quelle del cavo, risultandone un'unico complesso, accordato anziché alla frequenza dell'antenna, su un multiplo di questa lunghezza dipendente dalla lunghezza del cavo collegato.

E' evidente come in tali condizioni venga a mancare la possibilità di riferire le misure al comportamento della sola antenna, la quale, come risultato immediato, viene a perdere l'importante caratteristica di direttività.

Impedenze normalizzate ed adattamento di impedenze.

L'impedenza caratteristica del dipolo semplice è di circa 72 ohm, del dipolo ripiegato (*folded-dipole*) 300 ohm, e del

dipolo ripiegato provvisto di due elementi parassiti di circa 150 ohm (l'impedenza dipende in questo caso anche dalla distanza interposta fra gli elementi). Questi valori corrispondono a quelli dell'impedenza caratteristica di linee di trasmissione che si trovano in commercio. Il collegamento può in tal caso effettuarsi senza la necessità di adattare l'impedenza.

Le antenne che per la loro forma si differenziano da queste che si possono definire *classiche*, posseggono generalmente valori d'impedenza differenti, che vanno adattati alle linee di trasmissione in uso.

In genere, l'impedenza caratteristica di un'antenna è inversamente proporzionale al numero degli elementi che la costituiscono, e direttamente proporzionale alla banda di frequenze passanti.

Dispositivo di misura.

La misura dell'impedenza caratteristica, di grande importanza, come si è visto, per lo sperimentatore, può venir fatta molto semplicemente mediante il seguente metodo, alla portata di qualsiasi laboratorio. E' anzitutto necessario auto-costruirsi il dispositivo illustrato in fig. 1, consistente in una linea di trasformazione d'impedenza caratteristica variabile con continuità, di lunghezza corrispondente ad un quarto della lunghezza d'onda di lavoro. La linea è formata di due tubetti metallici paralleli del diametro esterno di 10 millimetri, la cui distanza assiale è resa variabile nell'intervallo da 30 millimetri a 65 millimetri, mediante una vite di regolazione.

E' in tal modo possibile ricercare il valore di impedenza caratteristica della linea oscillante di adattamento, necessario per il corretto adattamento tra una linea di trasmissione di 300 ohm ed una impedenza incognita di antenna di valore compreso tra 30 e 300 ohm.

In condizioni di corretto adattamento, la linea di adattamento oscillante in quarto d'onda trasforma l'impedenza di 300 ohm in quella dell'antenna secondo la relazione: $impedenza\ caratteristica\ dell'antenna = (impedenza\ caratteristica\ della\ linea\ di\ adattamento)^2 : 300$.

E' facile vedere dalla formula che, ferma restando l'impedenza di 300 ohm, della linea di trasmissione, l'impedenza di antenna può venir valutata in funzione dell'impedenza caratteristica della linea di adattamento. Il grafico di fig. 2 riporta i vari valori di impedenza caratteristica che possono assumere le antenne in funzione della distanza assiale in millimetri dei due tubetti che costituiscono la linea di adattamento.

Per conoscere l'impedenza caratteristica di una antenna qualsiasi è sufficiente collegarla tramite la linea di adattamento e la linea di trasmissione di 300 ohm ad un apparecchio rivelatore (misuratore di intensità di campo, o in mancanza, un televisore), regolare la distanza assiale della linea di adattamento fino ad ottenere il corretto adattamento di impedenza rilevabile da un minimo di sensibilità della discesa (la prova può venir fatta avvicinando un generatore di segnali alla linea di 300 ohm) e leggere sul grafico l'impedenza caratteristica di antenna corrispondente alla distanza assiale della linea di adattamento.

Ottenuto il corretto adattamento, si può procedere senz'altro a tutti i rilievi ed in base all'impedenza caratteristica di antenna determinarne i vari parametri elettrici. In seguito è possibile sostituire la linea di adattamento con uno dei tanti dispositivi di adattamento in uso, a resistenze o a trasformatore con costanti concentrate, adatti a seconda del genere d'impiego.

Ottobre 1950

Aprile 1955

“**L**o scopo di questa pubblicazione è quello di togliere una lacuna nella letteratura tecnica italiana che è attualmente priva di un periodico originale, di immediata accessibilità, svolto con rigore scientifico e con serietà di mezzi e di intenti». Ecco il primo periodo dell'editoriale "Scopo e programma" pubblicato sul fascicolo n. 1 di questa rivista in data ottobre 1950.

Una prima serie quindi di 50 fascicoli per un totale di 1628 pagine! Questo il risultato del nostro lavoro confortato da una rapida affermazione di cui va dato merito a tutti coloro che ci hanno seguito con simpatia e che hanno assicurato a questo periodico una sicura esistenza. Ad essi rivolgiamo le espressioni più vive della nostra gratitudine e rinnoviamo la promessa di non sostare e di rendere il periodico sempre più utile e interessante. A tale scopo si continuerà a contenere i diversi argomenti entro i limiti della teoria applicata. Non saranno per altro trascurati gli sviluppi indispensabili in sede di progetto, ma solo nella rubrica relativa ai complementi di TV, che ora si inizia e nelle informazioni che si riporteranno periodicamente a partire dal prossimo fascicolo (si considererà in tale sede il calcolo degli autotrasformatori) sui procedimenti di calcolo dei radioapparat.

Anzichè integrare con cifre la relazione dei primi 50 fascicoli di "radiotecnica-televisione", merita ricordare le iniziative più salienti quali: il corso teorico-pratico di radiotecnica il corso sui fondamenti teorici e pratici della FM quello sui complementi di radiotecnica ed il corso di televisione.

Il cammino fin qui percorso continua. Si farà fronte con nuove iniziative alla necessità estremamente sentita dai lettori di conoscere in dettaglio i vari lati della tecnica dei radioapparat e di avere precise informazioni pratiche. Il notevole consenso che accompagna tutt'ora il nostro lavoro (scrive in proposito, per esempio, il sig. dott. Giuseppe Imbasciati di Lecco: «...molto apprezzo la rivista da Lei diretta, perchè è l'unica che ha un effettivo indirizzo didattico e fornisce una consulenza pratica esauriente», 2 aprile 1955) oltre a dimostrare che la nostra fatica non è inutile, rappresenta uno sprone all'adempimento del compito prefisso. A tutti i nostri lettori rinnoviamo vivi ringraziamenti e la promessa di essere sempre più degni del loro appoggio.

L'EDITORE

F.I.S.E.L.

FABBRICA ITALIANA
STRUMENTI ELETTRICI



MILANO

Via G. Agnesi, 6

Tel. 580.819

Tavole per la ricerca sistematica dei guasti nei moderni ricevitori a supereterodina

G. Termini

Lo schema elettrico al quale ci si riferisce in queste tavole è stato pubblicato nel fascicolo N. 47.

Tavola F - Il funzionamento del ricevitore è normale su tutti i campi d'onda, eccetto però quello delle onde medie in cui si rileva una notevole differenza di sensibilità passando dalle frequenze più elevate a quelle meno elevate.

Il condensatore in serie nel circuito oscillante del generatore locale ha un valore diverso di quello richiesto. Diversamente, se esso è fisso e se è da escludere tale variazione, la bobina di accordo ha un valore anormale, per esempio in conseguenza ad un corto circuito parziale.

Tavola G - La ricezione è accompagnata da considerevole rumore di fondo.

Toccare con la mano il conduttore di collegamento con l'antenna. Così facendo il rapporto segnale/rumore:

subisce un sensibile miglioramento
non risulta migliorato

- 1 L'antenna è inefficiente, molto probabilmente in conseguenza all'insufficiente lunghezza di essa.
- 2 Il circuito selettore è disallineato rispetto al circuito per la frequenza locale.

Tavola H - Il ricevitore funziona saltuariamente sui diversi campi d'onda. Si verificano, in particolare delle irregolari variazioni di sensibilità.

Staccare momentaneamente il condensatore 3 che rappresenta un corto circuito per le frequenze portanti mentre costituisce un arresto per la componente continua determinante la tensione aggiuntiva di polarizzazione del tubo T1. Così facendo:

l'anormalità di cui sopra permane
l'anormalità in questione scompare

- 1 Il tubo T1 è difettoso e dev'essere sostituito.
- 2 Il condensatore di cui sopra è difettoso.

Tavola I - Il ricevitore funziona normalmente su tutti i campi d'onda. Si osserva però un considerevole peggioramento del rapporto segnale/rumore durante alcune ore della giornata.

E' presente un disturbo di origine locale al quale si può far fronte:
all'origine

adottando alcuni accorgimenti

- 1 Occorre in proposito osservare che l'effetto dei disturbi è più facilmente eliminato all'origine di essi mediante particolari disposizioni di reattanze induttive e di reattanze capacitive e che la legislazione vigente obbliga gli utenti delle apparecchiature elettrodomestiche a ricorrere a tali accorgimenti. Per localizzare la sorgente dei disturbi è sufficiente ricorrere ad un ricevitore ad alimentazione autonoma del tipo con antenna a telaio. Il livello dei disturbi aumenta, in tal caso, quando il telaio del ricevitore è orientato nella direzione di provenienza dei disturbi stessi.

Tavola L - La ricezione della stazione locale avviene su due punti molto vicini tra i quali è interposta una zona entro cui la resa diminuisce.

Il circuito del c.a.s. è inefficiente nel senso che manca la tensione addizionale di polarizzazione dei tubi T1 e T2. In conseguenza è staccato uno dei due reofori del condensatore 3 oppure sono interrotti od in cortocircuito i resistori 31 e 32. Diversamente la tensione fissa di polarizzazione dei tubi di cui sopra è insufficiente, per esempio in conseguenza al diminuito valore del resistore 72. In altri casi è intervenuta una variazione accidentale (accoppiamento troppo stretto), tra una coppia dei circuiti oscillanti costituenti i trasformatori per la frequenza intermedia.

Tavola M - La ricezione è pressochè normale entro l'intera gamma delle onde medie. Il ricevitore ha però una sensibilità evidentemente crescente aumentando la capacità del condensatore di accordo.

Ripetere l'allineamento del gruppo di A.F., con particolare riguardo alla regione delle frequenze più elevate ed al valore, in conseguenza, del condensatore in parallelo nel circuito selettore.

Tavola N - Il ricevitore funziona normalmente ma si hanno dei fischi di tonalità variabile con il variare della posizione del condensatore di accordo. L'inconveniente non dipende dall'inesatto allineamento dei trasformatori per la frequenza intermedia.

Si verifica un accoppiamento fra gli stadi che precedono il rivelatore, più precisamente in conseguenza:

all'interruzione od alla mancanza di un collegamento con la massa. Si osserva in proposito che lo zoccolo di sostegno dei tubi «rimlok» comprende un tubetto metallico centrale che rappresenta uno schermo elettrostatico tra il reoforo connesso all'anodo e quello connesso alla griglia controllo. Per tale fatto il cilindretto di cui sopra dev'essere collegato a massa. Mancando od essendo interrotto tale collegamento si ha un effetto retroattivo ed il conseguente funzionamento in regime autogeneratore del tubo per l'amplificazione della frequenza intermedia. Diversamente l'impedenza di uscita del filtro di livellamento è particolarmente elevata, in conseguenza alla diminuita capacità del condensatore di uscita per cui si stabilisce ai capi di esso una differenza di potenziale alternativa che è riportata sugli anodi dei diversi stadi e che provoca, in conseguenza, il funzionamento in regime autogeneratore dell'amplificatore per la frequenza intermedia.

Tavola O - La ricezione delle stazioni è accompagnata da interruzioni a bassissima frequenza.

La costante di tempo del sistema di autopolarizzazione del generatore locale è troppo lunga per cui, raggiungendosi il potenziale d'interdizione del tubo, cessa il funzionamento in regime autogeneratore. La conferma sperimentale è ottenuta misurando la tensione di alimentazione dell'anodo del generatore locale od anche, evidentemente, rilevando l'intensità della corrente che si ha nel circuito di griglia del generatore in questione.

(continua)

CONSULENZA DI P. S.

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

279 - Amplificatore - modulatore.

Sig. G. Garibaldi, S. Remo

In figura 279-1 è riportato lo schema di un buon modulatore, che naturalmente può essere usato anche come un comune amplificatore, il quale utilizza tre delle valvole in suo possesso e buona parte del materiale precisato. Non indichiamo i dati del trasformatore di modulazione e di uscita i quali debbono essere scelti in relazione all'uso dell'amplificatore stesso sia come modulatore sia come amplificatore stesso.

Come valvola preamplificatrice è usata una 6SJ7, come amplificatrice 6J5, mentre due 6L6 sono usate in *push-pull* per lo stadio finale. I valori dei vari componenti usati sono i seguenti:

R1 - 5 M-ohm, 1/2 W; R2 - 1500 ohm, 1/2 W; R3 - 1,5 M-ohm, 1/2 W; R4 - 0,2 M-ohm, 1/2 W; R5 - 50000 ohm, 1/2 W; R6 - 1500 ohm, 1/2 W; R7 - 250 ohm, 10 W; R8 - 2000 ohm, 10 W; R9 - 20000 ohm, 25 W; P1 - 1 M-ohm; C1 - 20 micro-F, elettrol., 50 V; C2 - 0,1 micro-F carta; C3 - 10000 pF, 500 V, carta; C4, C7 - 8 micro - F, 500 V, elettrol.; C5 - 20 micro-F, 50 V, elettrol.; C6 - 50 micro-F, 50 V, elettrol.; T1 - trasformatore rapporto 3:1.

W; R5 = 10 M-ohm 1/2 W; C1 = variabile da 0,1 a 3 pF, C2 = 50 pF in ceramica, C3 = 2000 pF carta, C4 = 2000 pF carta. Un commutatore doppio trasmissione-ricezione. T1 è un trasformatore di bassa frequenza con rapporto 1:3 al quale è accoppiato uno strato di filo da 3/10 per il microfono.

281 - Trasformatori di uscita.

Sigg. A. Bucci, Capua - G. Farsini, Terni - M. Barbieri, Genova

In seguito alle numerose richieste pervenute a suo tempo, nel n. 49 di questa rivista abbiamo pubblicato un articolo sulla *determinazione del rapporto di trasformazione dei trasformatori di uscita*. D'altra parte nella rubrica *Consulenza* questo argomento è già stato trattato più volte. Riteniamo ad ogni modo di aver soddisfatto tutte le richieste pervenute (la lettera alla quale si riferisce il Sig. Farsini non ci è pervenuta, nel caso abbia ancora necessità di chiarimenti si rivolga ancora al ns. servizio consulenza).

282 - Rumorosità di un radioricevitore.

Sigg. G. Bartoli, Livorno - G. Baroni, Brindisi.

Purtroppo non è cosa facile identificare a prima vista

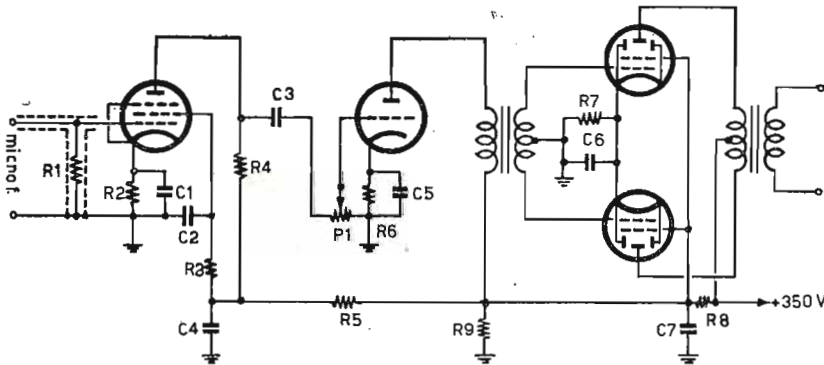


Fig. 279-1

Nel caso occorra una potenza inferiore ai 14 Watt le resistenze R8 e R9 possono essere omesse.

280 - Semplice transricevitore portatile per comunicazioni a breve distanza.

Sigg. S. Germani, Napoli - G. Roveri, Lucca.

Con l'apparecchio riportato in fig. 280-1 si ottengono risultati abbastanza buoni però, come abbiamo già detto a suo tempo, occorre anche per l'uso di simili apparecchiature il permesso del competente ministero.

Dello schema in parola la V1 è una valvola del tipo a ghianda, tipo 958A che assolve alle funzioni di oscillatrice in trasmissione e di rivelatrice a reazione in ricezione. La seconda valvola usata è una 1S4 che in trasmissione si comporta da modulatrice e da amplificatrice in ricezione.

La bobina L1 è costituita da una spira di filo argentato del diametro di 12 millimetri. L2, che è accoppiata ad L1, è costituita da 5 spire e mezzo di filo da 1 mm, spaziate di un diametro ed avvolte pure loro in aria su di un diametro di 12 millimetri. I due choker Z sono costituiti da 20 spire di filo da 2/10 doppia copertura avvolti su di un supporto isolante del diametro di 8 millimetri. I dati degli altri componenti sono i seguenti: R1 = 850 ohm 1/2 W; R2 = 10.000 ohm 1/2 W; R3 = 250.000 ohm 1/2 W; R4 = 750.000 ohm 1/2

le cause che determinano la rumorosità in un radioricevitore. E' una operazione che richiede al tecnico molta pazienza e sovente molta perdita di tempo.

Ritengo che nei casi in questione si sarà provveduto ad accertare che l'origine dei disturbi non fosse esterna all'apparecchio staccando l'antenna o trasportando l'apparecchio in altro locale. Ammesso questo, consiglio quanto segue:

1) controllare le valvole. Una valvola difettosa è sovente causa di notevoli disturbi. E' pratica comune battere leggermente le valvole accese per accertarsi della loro eventuale rumorosità. Va detto però che tale operazione deve essere eseguita leggermente perchè in caso contrario anche se la causa dipende da qualche altro componente si può aver la sensazione che sia dovuta alla valvola in esame. La prassi migliore sarebbe quella di sostituire una per una tutte le valvole.

2) Controllare il commutatore d'onda. Esso è l'organo più soggetto a dare luogo a fenomeni di rumorosità in seguito all'ossidazione dei suoi contatti. Tale ossido si può eliminare pulendo i contatti stessi con gli appositi liquidi che si trovano in commercio o con della carta-vetro finissima. Operazione questa non sempre facile perchè taluni gruppi sono costruiti in maniera tale che la pulizia dei loro contatti è cosa praticamente impossibile: ciò è dovuto alla costruzione irrazionale degli apparecchi.

3) Se il rumore si verifica esclusivamente durante le operazioni di sintonia dell'apparecchio, come segnala il Sig. Baroni l'inconveniente può attribuirsi quasi certamente alla funicella della scala o al relativo disco di comando che non sono perfettamente a massa.

4) La causa più subdola di rumorosità è quella dovuta a falsi contatti od a saldature fredde, o isolate. In tal caso la saldatura può presentarsi anche ad un scrupoloso esame, perfetta. Quindi in caso di rumori ostinati è sempre consigliabile controllare ad una per una tutte le saldature agendo su di esse con le pinze per controllarne la loro resistenza di contatto.

Altre cause di rumorosità possono ricercarsi nelle lampadine di illuminazione e nei relativi supporti sempre a causa di contatti imperfetti e così pure dicasi per le valvole e relativi portavalvole, nei condensatori variabili sia per falso contatto che per presenza di polvere fra le armature fisse e quelle mobili; nelle resistenze, delle quali si dovrà tenere particolarmente d'occhio quelle che riscaldano eccessivamente, nei potenziometri nei quali il contatto fra cursore e resistenza diventa con facilità imperfetto, nei condensatori fissi.

283 - Apparecchio per marconiterapia. Supereterodine.

Sig. Dott. U. Aliberti, Firenze - G. Franceschi, Bari.

L'apparecchio per uso marconiterapico è stato pubblicato sul numero 19 di questa rivista (abbiamo provveduto per la spedizione).

Ottimi apparecchi a supereterodina sono stati descritti più volte in questa rivista.

Altri schemi sono stati pure pubblicati nella rubrica *Consulenza*. Può richiedere i numeri arretrati attenendosi alle norme pubblicate nel sommario. Le facciamo presente che è in corso di stampa l'indice del testo e delle consulenze.

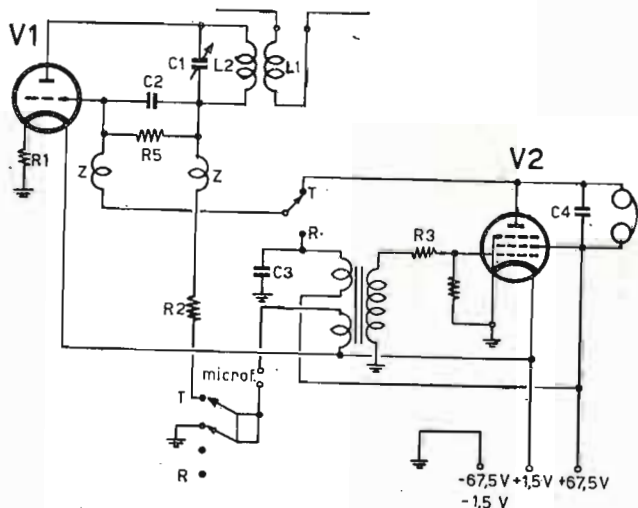


Fig. 280

284 - Altoparlante per ricevitore con tubi sub-miniatura.

Sig. W. Zanardi, Bologna.

L'apparecchio descritto nella consulenza 264 è adatto per valvole del tipo *sub-miniatura* e quindi, data la debolissima potenza erogata, non si presta alla sostituzione della cuffia con un altoparlante. Non le consiglio quindi la sua realizzazione se desidera farlo funzionare esclusivamente in altoparlante.

285 - Disturbi alle radioaudizioni.

Sig. A. Casiraghi, Burasco.

Nei fascicoli 10 e 11 sono stati pubblicati i dispositivi adatti per eliminare i disturbi alle radioaudizioni compresi

quelli che le interessano. Le è stato inviato il n. 47 richiesto.

286 - Indirizzi di enti radiofonici esteri.

Sig. G. De Paulis, Napoli - M. Rossi, Livorno.

Non possiamo provvedere a farle inviare direttamente gli opuscoli relativi le emissioni delle stazioni estere da Lei elencate. Le indichiamo però gli indirizzi degli enti interessati ai quali potrà rivolgersi direttamente a nostro nome.

Canadian Broadcasting Co - P. O. Box 6000 Montreal Canada.

Radio Centre P. O. Box 787 Mosca (URSS).

Ministry Press And Inf. P. O. Box 1364 Addis Abeba (Etiopia).

Soc. Suisse de Radiodiffusion. Neuengasse, 30 Berna (Svizzera).

Radiodifuzionea Romina Str. A. Popov 63 Bucaresti (Romania).

Le stazioni Egiziane che trasmettono attualmente sulla banda delle onde medie sono le seguenti: Cairo 773 kc/ (388 metri), Cairo 620 (483.9), Assuit 980 (306) EL Minia 1079 (278).

I programmi inglesi per le terre di oltremare sono riportati in London Calling Broadcasting House, London W1 (Inghilterra).

287 - Stazioni televisive estere.

Sig. L. Bordini, Torino.

Stazioni TV Svizzere: Uetliberg 55,25 60,75 Mc/s (video/ suono), Basilea 210,25/215,75 Mc/s. Altre stazioni sono di prossima apertura.

Francia: Paris 1° 46/42 (441), Paris 2° 185,25/174,1 (819), Lille 185,25/174.1 (819), Strasbour 164/175,15 (819); Lyon 164/175,15 (819), Marsiglia 186,55/175,40 Cecoslovacchia: 49.75/56.25.

288 - Scandaglio ultrasonoro.

Sig. G. Sanguineti, Chiavari.

Lo scandaglio al quale lei si riferisce e che è molto usato a bordo è probabilmente il *Marconi Seagraph* (non Seapraf) costruito dalla *Marconi Int. Co.*

Nel registratore il movimento della punta avviene orizzontalmente a mezzo di una trasmissione a cinghia collegata ad un motore. Ogni qualvolta lo stilo arriva all'estremità della carta nel quale è riportato lo zero, un impulso trasmittente parte dal proiettore, mentre al ritorno dell'eco la punta dello stilo stesso, per azione elettrolitica, traccia un segno sulla carta del registratore (tale carta è trattata in modo particolare a mezzo di una soluzione di ioduro di potassio). Il proiettore è del tipo a magnetostrizione ed ha una frequenza di vibrazione di 14.000 periodi. I proiettori in genere possono essere collocati sia internamente allo scafo sia esternamente però mentre nel primo caso può essere utilizzato un solo proiettore, nel secondo ne debbono essere utilizzati due: uno per la trasmissione ed uno per la ricezione.

289 - Documenti per il rilascio della licenza di radioriparazione.

Sig. M. Rinaldi, Roma - G. Frosini, Novara - M. Carta, Napoli.

Ancora una volta, riportiamo l'elenco dei documenti che occorre presentare per il rilascio della licenza di *Radio-riparatore*, valida anche per le riparazioni di apparecchi televisivi.

- 1) domanda in carta bollata da Lire 200 diretta al Ministero delle PP. TT. Sezione Radio - Divisione II Roma con la quale si richiede la licenza di radioriparazione;
- 2) bolletta 72-A comprovante il pagamento all'Ufficio del Registro della tassa di concessione annuale di Lire 4.500;
- 3) certificato in carta da bollo della Camera di Commercio comprovante l'iscrizione nel ramo Radio;
- 4) permesso comunale;
- 5) ricevuta od estremi dell'abbonamento annuale alla Rai compreso quello TV per le riparazioni TV.

Il rinnovo delle licenze deve essere effettuato entro il 31 Dicembre, mediante domanda in carta da bollo da L. 100, alla quale deve allegarsi la licenza scaduta, la bolletta 72A per l'importo di L. 4500, gli estremi dell'abbonamento alla RAI, ricevuta postale di L. 30 sul CCP dell'UTIF ed una marca da bollo da lire 100.

TV - Radioapparati - Tecnica elettronica - Teoria e pratica ★ G. Termini

Termoregolatore elettronico a ponte di Wheatstone con resistore NTC ad alto coefficiente negativo di temperatura. Campo di variazione compreso fra 10 °C e 150 °C. Temperatura di scatto: + e - 0,5 °C entro l'intero campo.

Generalità.

L'elemento termometrico del regolatore automatico che si descrive, è rappresentato da un resistore NTC ad alto coefficiente negativo di temperatura, e costituisce un ramo di un ponte di Wheatstone alimentato dalla tensione a B.F. fornita da un generatore apposito. Le variazioni di resistenza conseguenti alle variazioni di temperatura provocano una corrente nella diagonale galvanometrica del ponte e quindi una d. di p. che è amplificata da un pentodo e che è fatta pervenire alla griglia di comando di un tetrodo a gas, il cui circuito anodico è collegato al relè. Quest'ultimo interviene per correggere la variazione di temperatura verificatasi e serve, nel contempo per provocare il disinnesco del tubo a gas.

Informazioni di dettaglio sull'elemento termometrico.

I resistori NTC (« Negative Temperature Coefficient » ossia « coefficiente negativo di temperatura ») costruiti dalla "Philips", sfruttano le proprietà dei semiconduttori, più precisamente di quelli ottenuti mescolando tra loro diversi ossidi, vale a dire i composti di alcuni elementi con l'ossigeno (Fe₃O₄, Mg Al₂O₄, Zn₂TiO₄).

Il comportamento termico di un resistore di tale tipo è definito essenzialmente da tre fattori, ossia:

1) dal valore, particolarmente elevato del coefficiente di temperatura α che vale $-b/T^2$, essendo b una costante indipendente dalla temperatura e T la temperatura assoluta; il valore di α è pertanto compreso fra il 3 per cento ed il 4,5 per cento per °C a 20 °C, mentre ha un valore medio del 0,33 per cento per i metalli;

2) dalla stabilità del valore della resistenza; le variazioni del valore ohmico sono infatti inferiori a 0,5 per cento nel caso che l'elemento sia sottoposto per 1500 ore alla temperatura di 110 °C;

3) dall'inerzia termica; la velocità di raffreddamento di un resistore NTC da 4000 ohm a 20 °C (tipo 83.920 P/4k "Philips") è di 215 secondi circa per passare dal valore di 300 ohm ($t = 150$ °C) a quello iniziale; l'inerzia in questione è praticamente nulla per la variazione di temperatura prevista.

Determinazione del rivelatore delle variazioni di temperatura (fig. 1).

Il rivelatore delle variazioni di temperatura è realizzato, come si è accennato, con una maglia quadrilatera (ponte di Wheatstone) comprendente in un ramo l'elemento termometrico NTC. La diagonale AC di questa maglia riceve la tensione a B.F. ottenuta per tramite di un generatore autoeccitato e consente di ricavare la tensione di comando dell'amplificatore nel caso che verificandosi una variazione di temperatura, si stabilisca una corrispondente variazione nella resistenza dell'elemento termometrico.

Occorre ora osservare che le condizioni di equilibrio del ponte, riferite usualmente alla tensione continua, valgono anche nel caso, qui verificato, che il ponte sia alimentato da una tensione alternativa, purché si faccia fronte ad eventuali dissimmetrie fra le tensioni indotte per via elettrostatica e fra quelle conseguenti alle diverse capacità esistenti fra la massa, che è connessa al vertice D ed i vertici A e C di alimentazione del ponte. Alla prima si ovvia suddividendo il secondario del trasformatore 6 in due parti, nonché anche interponendo uno schermo elettrostatico fra il primario ed il secondario; la seconda dissimmetria è invece eliminata modificando opportunamente una delle due capacità (4 e 5) connesse tra la massa ed i vertici di alimentazione del ponte.

Ammesse tali dissimmetrie inesistenti la maglia quadrilatera è caratterizzata da una condizione di equilibrio per la quale, essendo nulla la corrente nella diagonale galvanometrica, nel caso che si fosse realizzata una continuità conduttiva, è anche nulla la d. di p. fra D e B per cui è parimenti nulla la tensione di comando dell'amplificatore. Questa condizione, detta anche di regime, è legata al valore delle resistenze dei lati del ponte ed è facilmente determinata applicando i principi di Kirchhoff. Il primo principio, applicato ai nodi B e D, consente di scrivere:

$$i_1 = i_3 + i_5; i_4 = i_2 + i_5$$

avendo indicato con i_5 la corrente nella diagonale galvanometrica. Se però è $i_5 = 0$ (ponte a regime) si ha:

$$i_1 = i_3 \quad \text{e} \quad i_2 = i_4$$

Il secondo principio di Kirchhoff applicato alle maglie ABD e BDC con il ponte in condizioni di equilibrio ($i_5 = 0$), consente di scrivere:

$$R_1 \cdot i_1 = R_2 \cdot i_2 \quad \text{ed}$$

$$R_3 \cdot i_3 = R_4 \cdot i_4$$

Poiché è $i_3 = i_4$ ed $i_4 = i_2$, sostituendo nella (1) queste espressioni si ha:

$$R_3 \cdot i_1 = R_4 \cdot i_2$$

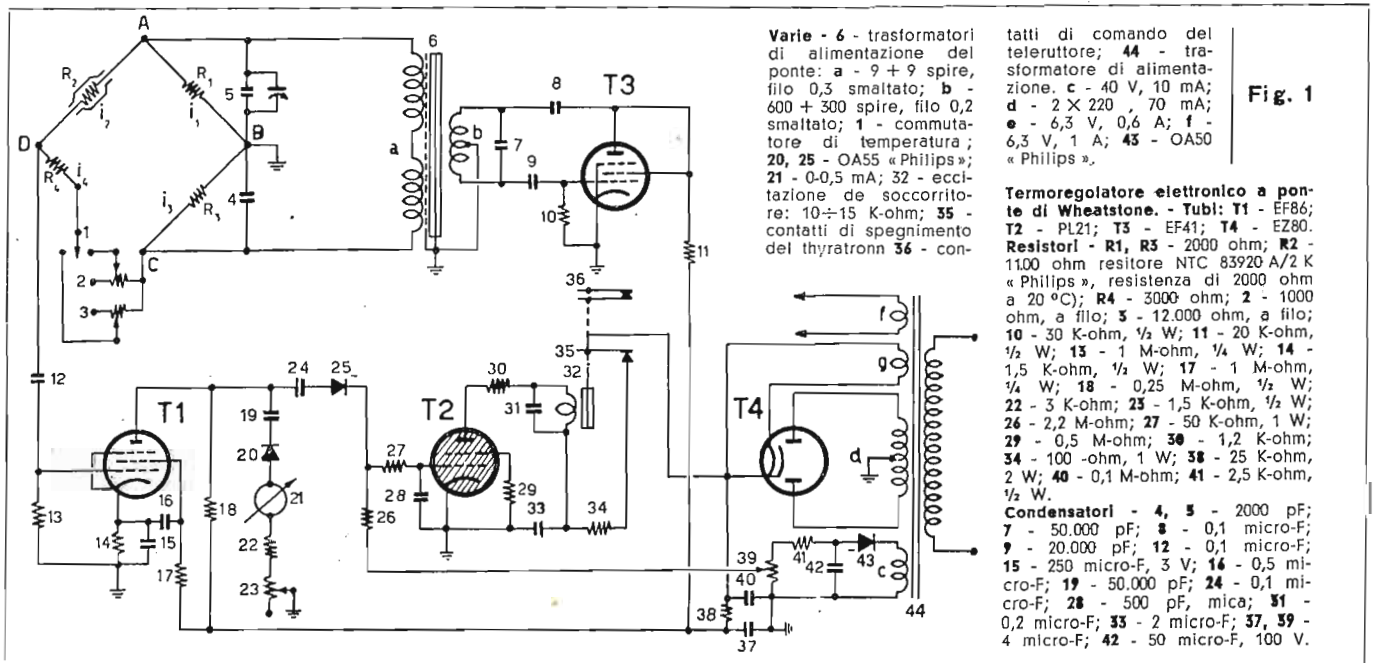


Fig. 1

per cui essendo, come si è visto

$$R1 \cdot i1 = R2 \cdot i2$$

si può anche scrivere:

$$R1/R2 = i2/i1, \quad R3/R4 = i2/i1.$$

Si ha quindi facilmente:

$$R1/R2 = R3/R4, \text{ cioè:}$$

$$R1 \cdot R4 = R2 \cdot R3$$

che rappresenta appunto la *condizione di equilibrio del ponte* e che precisa che il ponte è a regime quando sono fra loro uguali i prodotti delle resistenze dei lati opposti del quadrilatero.

Nel caso che si comprenda al posto di R2 un elemento termometrico NTC, avente una resistenza di 2000 ohm a 20 °C e che sia anche R3 = 2000 ohm, si raggiungono le condizioni di equilibrio quando ponendo, per esempio, R1=2000 ohm, si ha R4 = 2000 ohm.

E' comunque da rilevare che le *condizioni di equilibrio della maglia non sono modificate da eventuali variazioni della tensione di alimentazione, nè da quelle del circuito d'ingresso dell'amplificatore che è connesso alla diagonale galvanometrica.*

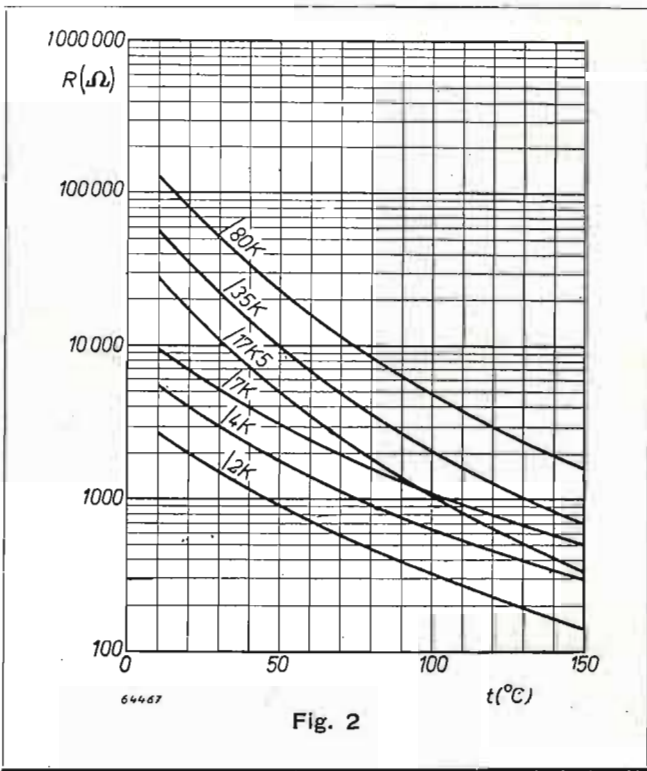


Fig. 2

Ocorre ora calcolare la d. di p. che si stabilisce fra i punti B e D della diagonale galvanometrica nel caso che l'elemento termometrico sia sottoposto ad una variazione di temperatura. Ciò è fatto ammettendo a priori:

1) che sia nulla la conduttività d'ingresso dell'amplificatore;

2) che il valore della resistenza non sia modificato dalla potenza dissipata dall'elemento termometrico.

La prima condizione è sicuramente verificata dimensionando opportunamente il condensatore interposto fra il vertice D della maglia e la griglia di controllo del tubo T1 (occorre cioè che la reattanza di esso sia trascurabile per la frequenza della tensione di alimentazione del ponte) nonchè facendo lavorare il tubo stesso senza corrente di griglia. La seconda condizione può essere invece accettata al solo scopo di impostare il calcolo. Successivamente e cioè quando sarà noto il valore del prodotto V2.R2 corrispondente alla condizione di equilibrio prevista, si potrà conoscere la resistenza effettiva dell'elemento termometrico e procedere, in conseguenza, alla verifica del calcolo.

Supposto di adoperare un resistore NTC tipo 83920A/2K, che ha una resistenza di 2000 ohm a 20 °C e di 1100 ohm a 37 °C (fig. 2) si desume anzitutto il valore della resistenza R4 relativa alle condizioni di equilibrio del ponte. Poichè deve risultare:

$$R1 \cdot R4 = R2 \cdot R3,$$

essendo R2=1100 ohm, R1=R3=2000 ohm, si ha immediatamente:

$R4 = 2000 \cdot 2000 / 1000 = 3636$ ohm, per cui si dovrà suddividere questo ramo in due parti, per esempio uno fisso da 3000 ohm ed uno variabile da 1000 ohm. Occorre però osservare che la variazione di temperatura prevista è compresa fra 20 °C e 100 °C e che occorre determinare anche le condizioni di equilibrio in corrispondenza della resistenza che si ha per tale temperatura. Dalla curva riportata in fig. 2 si deduce facilmente che il resistore di cui sopra ha una resistenza di circa 300 ohm a 100 °C per cui, dovendo ancora essere

$$R1 \cdot R4 = R2 \cdot R3$$

ed essendo ora R2=300 ohm, R1=R3=2000 ohm, si ha:

$$R4 = 2000 \cdot 2000 / 300 = 13.999 \text{ ohm.}$$

Ciò significa che nel ramo della i4 si deve avere un resistore da 3000 ohm connesso in serie a due reostati a filo commutabili aventi, rispettivamente, 3000 ohm e 12.000 ohm. Così facendo le condizioni di equilibrio possono essere infatti raggiunte in corrispondenza di un qualsivoglia valore raggiunto dall'elemento termometrico R2 nell'intervallo di temperatura compreso fra 37 °C a 37,5 °C.

Si richiede ora di calcolare la d. di p. che si stabilisce fra i punti connessi alla diagonale di equilibrio nel caso che la temperatura varii da 37 °C a 37,5 °C. Il resistore NTC 83920A/2K ha, entro tale intervallo, un coefficiente di temperatura del 3% per °C il che significa che si verifica una variazione di 33 ohm in corrispondenza di una variazione di temperatura di 1 °C e che si ha quindi una variazione di resistenza di $33/2 = 16,5$ ohm per una variazione di 0,5 °C. Poichè il coefficiente di temperatura è di segno negativo (il valore della resistenza *diminuisce* cioè con il *crescere* della temperatura) si va da 1100 ohm a 37 °C a $1100 - 16,5 = 1083,5$ ohm a 37,5 °C. La tensione che si ha ai capi della diagonale di equilibrio per effetto della variazione di resistenza suddetta, si calcola considerando la maglia, più evidente, riportata in fig. 3.

Le tensioni V1, V2, V3 e V4 che si stabiliscono ai capi delle relative resistenze valgono:

$$V1 = i1 \cdot R1; \quad V2 = i2 \cdot R2; \quad V3 = i1 \cdot R3; \quad V4 = i2 \cdot R4, \text{ essendo}$$

$$i1 = V / (R1 + R3); \quad i2 = V / (R2 + R4).$$

Si ha pertanto, sostituendo nelle espressioni di cui sopra quelle delle correnti i1 e i2:

$$V1 = V \cdot R1 / (R1 + R3);$$

$$V2 = V \cdot R2 / (R2 + R4);$$

$$V3 = V \cdot R3 / (R1 + R3);$$

$$V4 = V \cdot R4 / (R2 + R4).$$

Poichè però risulta

$$V1 + V3 = V2 + V4$$

si può scrivere, uguagliando a zero:

$$V1 + V3 - V2 - V4 = 0$$

che può anche mettersi sotto la forma:

$$V1 - V2 + V3 - V4 = 0$$

per cui risulta:

$$V1 - V2 = V4 - V3$$

La differenza di potenziale V1-V2 esistente fra i vertici B e D rappresenta il valore incognito Vu che vale, evidentemente:

$$Vu = V4 - V3.$$

Sostituendo V3 e V4 con le espressioni di cui sopra si ottiene:

$$Vu = \frac{V \cdot R4}{R2 + R4} - \frac{V \cdot R3}{R1 + R3}$$

Quando il ponte è a regime risultano R4=3636 ohm, R3=R1=2000 ohm, mentre per effetto della variazione di temperatura intervenuta si ha R2=1083,5 ohm. Ammettendo a priori una tensione di alimentazione V=2 V, sostituendo ed eseguendo si ottiene.

$$\begin{aligned} Vu &= \frac{2.3636}{1083,5 + 3636} - \frac{2.2000}{2000 + 2000} = \\ &= \frac{7272}{4719,5} - \frac{4000}{4000} = \\ &= 1,54 - 1 = 0,54 \text{ V.} \end{aligned}$$

Occorre ora calcolare l'intensità della corrente che si ha nel ramo comprendente l'elemento termometrico ed il valore della tensione ai capi di esso per conoscere il prodotto $i_2 \cdot V_2$ e per poterne determinare, in conseguenza, la resistenza effettiva.

Quando il ponte è a regime, si ha facilmente:

$$i_2 = V / (R_2 + R_4) \text{ e quindi, sostituendo:}$$

$$i_2 = 2 / (1100 + 3636) = 0,00042 \text{ A}$$

il che significa che è

$$V_2 = i_2 \cdot R_2 = 42 \cdot 10^{-5} \cdot 1100 = 0,462.$$

Il prodotto $i_2 \cdot V_2$ vale dunque

$42 \cdot 10^{-5} \cdot 462 \cdot 10^{-3} = 194 \text{ micro-W}$ ed è pertanto completamente trascurabile.

Considerazioni sullo schema dell'amplificatore.

La tensione di sbilanciamento del ponte che ha il valore efficace di 0,54 V nel caso considerato che il ponte sia alimentato da una tensione di 2 V efficaci, può servire immediatamente per comandare lo scatto di un soccorritore (relé) connesso alla diagonale galvanometrica. Così facendo il soccorritore stesso può essere adoperato per modificare la tensione di polarizzazione di un tubo avente in serie all'anodo l'avvolgimento di eccitazione del teleruttore destinato ad intervenire per far fronte alla variazione di temperatura. Uno schema siffatto è stato realizzato dalla «Metropolitan Wichers Elec. Corp.» (fig. 4) in cui si adopera però come elemento termometrico un filo di platino R e nel quale ci si

del soccorritore anodico del tipo con due coppie di contatti. Una coppia di essi è adoperata per il teleruttore destinato a far fronte alla variazione di temperatura; con l'altra coppia s'interrompe il circuito anodico del tubo a gas, allo scopo di provocarne il disinnesco che è ritardato dalla costante di tempo C33-R34, volutamente elevata. Tale ritardo è spiegato dalla carica accumulata dal condensatore C33 durante l'intervallo di conduzione del tubo.

L'innesco di esso avviene per tramite della tensione di squilibrio del ponte che è ricavata dall'uscita del pentodo EF80 allo scopo di annullare la tensione negativa di polarizzazione applicata. Dall'anodo di questo tubo si va anche, per tramite di un diodo raddrizzatore, all'indicatore della condizione di equilibrio del ponte rappresentato molto semplicemente, da uno strumento per c.c.

L'alimentazione della maglia quadrilatera comprendente l'elemento termometrico può avvenire tanto per tramite della rete a c.a. quanto con un tubo funzionante in regime autogeneratorio.

La seconda soluzione, ovviamente più gravosa della prima, è però da preferire in conseguenza al fatto che potendo avere una frequenza più elevata di quella della rete a c.a., i circuiti elettrici di comando e di carico dei tubi richiedono una costante di tempo (prodotto R.C.) minore e pertanto più conveniente. Per quanto riguarda il funzionamento del tubo T3 in regime autogeneratorio si fa osservare (fig. 1) che la potenza richiesta per l'alimentazione del ponte è molto piccola ($I_t = 0,92 \text{ mA}$, ed essendo $V = 2 \text{ V}$, risulta all'incirca $P = 1,84 \text{ mW}$) e pertanto tale da poter essere ri-

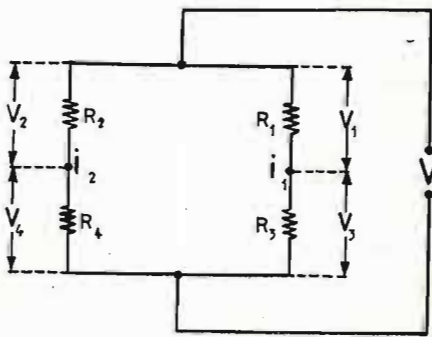


Fig. 3

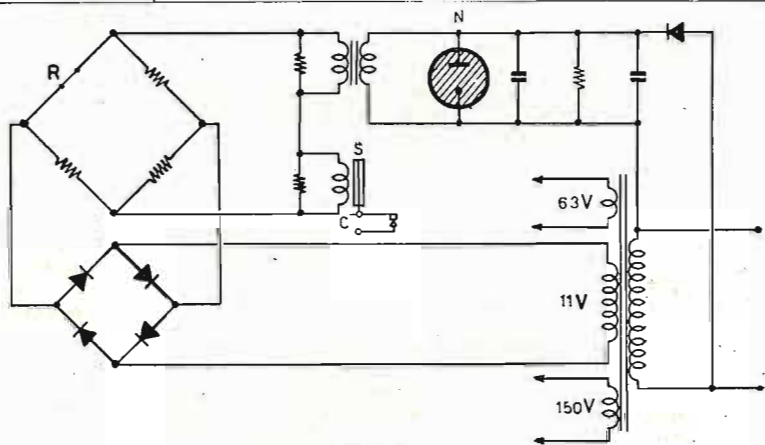


Fig. 4

Fig. 4 - Schema di principio del termoregolatore elettronico Wichers. L'elemento termometrico in platino (R) costituisce un ramo della maglia quadrilatera e comanda l'eccitazione di un soccorritore S i cui contatti C servono a chiudere il circuito di comando di un tubo avente in serie all'anodo il soccorritore destinato a far intervenire il teleruttore. Il tubo al neon N ha lo scopo di far pervenire un impulso ogni 20 secondi al soccorritore S allo scopo di escludere i fenomeni d'inerzia.

oppone anche all'inerzia del soccorritore staccando i contatti di esso ogni 20 secondi mediante un tubo a gas. Lo schema in questione è senz'altro conveniente in pratica specie nel caso che l'elemento termometrico sia realizzato con un resistore NTC. La tensione di squilibrio del ponte, destinata a comandare lo scatto del soccorritore, può essere convenientemente aumentata aumentando la tensione di alimentazione del ponte. Il calcolo segue in tal caso lo sviluppo esposto per cui alla prima determinazione di orientamento occorre far seguire una verifica circa la potenza dissipata nell'elemento termometrico ed il conseguente valore della resistenza che è legato alla temperatura provocata dalla dissipazione di tale potenza. Nè si può trascurare il fatto che la tensione di squilibrio è in tal caso modificata dalla conduttanza della diagonale galvanometrica.

Un'altra soluzione, attuata su richiesta dallo scrivente, riguarda l'uso di un tubo a gas PL21 a quattro elettrodi preceduto da un pentodo amplificatore EF80 ed avente in serie all'anodo l'avvolgimento di eccitazione del soccorritore. La tensione d'innesco del tubo a gas è ricavata alla uscita di un diodo di germanio OA50 («Philips»), interposto fra la placca del tubo T1 e la griglia del tubo T2. La conduttività unilaterale che si consegue nel senso placca T1-griglia T2, serve a fornire a quest'ultimo una tensione che si sottrae a quella di polarizzazione ricavata del tubo T3. Oltre a ciò, poichè nel senso inverso la conduttività del diodo è molto piccola, si ottiene una frazione trascurabile della corrente che si ha nel circuito di griglia durante la conduzione del tubo T2. Particolarmente interessante l'intervento

causato da un tubo del tipo adoperato nei ricevitori per la amplificazione di tensione.

Degno di menzione il fatto che non occorre preoccuparsi della stabilità di frequenza e di ampiezza della tensione di alimentazione. Tali derive sono anzitutto sempre molto piccole (praticamente trascurabili) nel campo delle frequenze acustiche più basse in cui si prevede di far funzionare il tubo (250 c/s circa). Inoltre le condizioni di regime del ponte non sono legate né alla frequenza, né alla ampiezza della tensione eccitatrice. Quest'ultima può assumere per altro un valore qualsiasi, che è bene però sia compreso fra 2 V e 10 V per ottenere lo scatto del soccorritore senza andare incontro ad una corrente importante nel ramo dell'elemento termometrico.

Per quanto riguarda la sensibilità dell'insieme si fa osservare che la massima amplificazione conseguibile con il pentodo EF80 è di 210 unità ($V_b = 250 \text{ V}$, $R_a = 0,33 \text{ M-ohm}$, $R_g = 1,5 \text{ M-ohm}$, $R_k = 2,2 \text{ K-ohm}$) ma che in tal caso essa risulta alquanto minore in conseguenza alle reattanze dei diversi rami, non completamente trascurabili per la frequenza in giuoco. Occorre infatti osservare che nel circuito di carico del tubo T1 si comprendono anche il ramo dell'indicatore di zero del ponte e quello del circuito di griglia del tubo a gas e che si verifica inoltre una caduta di tensione ai capi del raddrizzatore interposto fra la placca del tubo T1 e la griglia del tubo T2. Nel caso, facilmente verificato con il calcolo, che il rapporto fra la tensione di eccitazione del tubo a gas e quella di squilibrio del ponte sia di 50, si viene ad avere all'ingresso del tubo T2 una tensione effi-

cace uguale a $0,54 \cdot 50 = 27$, V passando da 37°C a $37,5^\circ\text{C}$. Ciò significa che il valore massimo della tensione applicata a tale griglia è di $38,5$ V e che in corrispondenza di esso si annulla il potenziale di polarizzazione (-35 V) ricavato dal diodo OA55 connesso al secondario c del trasformatore. Da qui appunto l'innescò del tubo a gas ed il conseguente scatto del soccorritore anodico.

Messa a punto.

La messa a punto dell'apparecchiatura in questione è evidente. Le condizioni di equilibrio della maglia quadrilatera, ricercate in relazione alla temperatura, di regime, si raggiungono per tramite di uno dei due reostati 2 e 3 che si comprendono nella maglia stessa. Le condizioni di regime sono precisate dall'azzeramento dello strumento, la cui portata può essere modificata mediante la resistenza variabile 23. A ciò deve farsi ovviamente precedere la misura della tensione di alimentazione del ponte che è bene non sia inferiore, come si è detto, a 2 V né superiore a 10 V. Successivamente si provoca una variazione di temperatura di $0,5^\circ\text{C}$ e si osserva se si verifica oppure no, lo scatto del soccorritore 32. Nel caso che esso non avvenga si diminuisce la tensione negativa di polarizzazione del thyatron mediante il potenziometro 39.

Il funzionamento di un ricevitore è anormale nel senso che la ricezione della stazione locale è caratterizzata da irregolarità alle quali si ovvia ritoccando la posizione del condensatore variabile.

Sig. D. Loma, Milano.

L'inconveniente di cui sopra può avvenire durante il periodo che precede il raggiungimento della temperatura di regime, per cui occorre esaminare in tal caso gli elementi (condensatori fissi e semifissi) del circuito oscillante del generatore locale, che possono risultare difettosi. Diversamente è difettoso il tubo per la conversione delle frequenze portanti nella frequenza intermedia.

In altri casi questo inconveniente può essere provocato da importanti variazioni della tensione di alimentazione del generatore locale, conseguenti, per esempio, a variazioni della tensione di alimentazione a c. a., od anche ad anormale funzionamento dell'amplificatore di potenza (per es., per il valore errato della tensione di polarizzazione), che richiede all'alimentatore anodico una corrente preponderante rispetto a quella degli altri tubi. Né può trascurarsi l'effetto del c. a. s., più precisamente per la variazione dell'intensità della corrente dei tubi e la conseguente variazione della tensione esistente alla uscita del filtro di livellamento. In altri casi la costante di tempo del c. a. s. può risultare modificata per effetto di una variazione di R o di C. Infine il tubo per la conversione delle frequenze portanti è da considerare difettoso, nel senso che verificandosi irregolarmente delle emissioni secondarie, avvengono delle corrispondenti variazioni di pendenza.

A proposito delle cause di alcune anomalie incontrate nel lavoro di riparazione dei televisori.

Sig. O. Conti, Modena.

1. Instabilità del movimento di riga.

Non può affermarsi a priori che tali cause risiedano esclusivamente nel generatore per la frequenza di riga e negli stadi che seguono ad esso. Si fa osservare in proposito che gli impulsi a frequenza di riga determinanti il periodo di funzionamento del generatore in questione, pervengono ad esso per tramite del ricevitore di immagini e dei circuiti che seguono quali, lo stadio separatore, l'eventuale stadio limitatore invertitore di fase, nonché anche le reti di differenziazione e di integrazione, destinate a separare tra loro i due diversi impulsi di sincronismo.

Occorre tra l'altro esaminare il funzionamento degli stadi interposti fra i morsetti di collegamento con l'antenna e l'amplificatore della tensione a frequenza video, specie per quanto riguarda l'amplificazione complessiva in giuoco. Se questa è scarsa, l'ampiezza degli impulsi di sincronismo è insufficiente per cui non si ottiene di far corrispondere il periodo di funzionamento dell'oscillatore di riga con quello degli impulsi di sincronismo.

Non si può inoltre trascurare il fatto che con la modulazione negativa dell'onda portante (indispensabile con la struttura a frequenza inter-carrier), le eventuali perturbazioni di corta durata assumono un aspetto molto simile a quello degli impulsi di sincronismo e sono facilmente risentite dal gene-

ratore di riga specie quando l'ampiezza degli impulsi stessi di sincronismo è insufficiente.

La causa dell'anormalità lamentata può anche risiedere nello stadio per il controllo automatico della frequenza di riga ma solo quando, beninteso, l'instabilità non riguarda anche il generatore di quadro.

Tra le cause probabili merita rilevare:

a) la presenza nei circuiti di riga di una componente a frequenza della rete o multipla di essa, conseguente a scarso livellamento ed anche al trasferimento per via elettrostatica dal filamento al catodo;

b) la presenza di un contatto incerto;

c) l'esistenza di un campo elettromagnetico estraneo (per esempio a frequenza di quadro) negli stadi a frequenza di riga;

d) il funzionamento in condizioni di non linearità di un qualsivoglia stadio interessato dagli impulsi di sincronismo.

Eccessivo rumore di fondo (soffio) rilevato in diversi sintonizzatori per FM, ma non nella ricezione del canale audio televisivo.

Sig. Dott. G. I., Lecco.

I diversi risultati che si conseguono passando dal canale audio della trasmissione televisiva a quello della stazione radiofonica, sono spiegati dalla diversa potenza irradiata ed anche dalla minore amplificazione in giuoco. In altre parole oltre ad avere una minore d. di p. alla ricezione, è anche minore il numero degli stadi che precedono il rivelatore.

Per far fronte a questo problema occorre considerare quanto segue.

1.) Le cause determinanti il fenomeno del soffio risiedono tanto nell'agitazione termica spontanea della materia quanto nel funzionamento dei tubi. Gli effetti relativi possono essere pertanto diminuiti con particolari accorgimenti ma non completamente eliminati.

Le correnti transitorie della materia, determinano nei circuiti a frequenza portante una tensione rumore proporzionale tra l'altro, secondo Nyquist, alla resistenza esistente ed alla larghezza della banda passante. A questa tensione occorre aggiungere quella relativa al funzionamento di ciascun tubo e che è proporzionale al rapporto Ia/s^2 , avendo indicato con Ia l'intensità della corrente anodica, e con s la pendenza del tubo. Il rumore dei tubi è spiegato dalla natura corpuscolare degli elettroni, dall'effetto di scintillio (variazione irregolare di posizione e di intensità dei centri di emissione) e dal conseguente effetto mitraglia, nonché anche in fine dalla disuniforme ripartizione del flusso elettronico sui piani degli elettrodi. È importante ora rilevare che il tubo destinato alla conversione di frequenza presenta una pendenza di conversione $Sc \leq s/4$ e che la tensione equivalente al rumore di esso è per tale fatto particolarmente elevata. Poiché infatti in pratica il rapporto segnale/rumore esistente all'ingresso del rivelatore è pressoché uguale a quello che si ha all'uscita del convertitore di frequenza, si ottiene di migliorare tale rapporto facendo precedere lo stadio di cui sopra da uno o due stadi amplificatori. Da qui l'utilità dei cosiddetti *addizionatori di antenna* (booster in inglese) particolarmente utili se realizzati con triodi a basso rumore di fondo e se possono installarsi in prossimità del sistema collettore in modo cioè di migliorare il rapporto fra il segnale ed il rumore provocato per effetto termico nei conduttori della linea.

2.) Le questioni riguardanti le cause del soffio sono sicuramente conosciute dai costruttori dei sintonizzatori che si sono esaminati. È pertanto da ritenere che siano anche noti gli accorgimenti atti a far fronte a tali fenomeni. Occorre comunque preferire il sintonizzatore avente uno o due stadi preselettori, un triodo convertitore di frequenza e due pentodi ad alta pendenza (per esempio il tipo EF80 della Philips) per la frequenza intermedia. Se il rapporto segnale/rumore risulta ancora insufficiente si deve ricorrere all'addizionatore di antenna.

3.) Le tensioni equivalenti ai rumori propri del sintonizzatore modulano in ampiezza ed in frequenza il segnale incidente. I sintonizzatori che si sono esaminati sono però provvisti di rivelatore a rapporto che non risente le variazioni di ampiezza a lungo periodo, distribuite cioè nello spettro delle frequenze acustiche. Il soffio esistente all'uscita del rivelatore è determinato dalla modulazione di frequenza provocata dalla tensione equivalente al rumore ed è pertanto inscindibile dalla modulante. Un eventuale limitatore di ampiezza, sovente adoperato nelle apparecchiature per FM della RCA, non apporta, per tale fatto, un miglioramento sostanziale.

PS 1/B



giradischi a tre velocità
con cambio di velocità a leva

LESA

● dopo 25 anni di esperienza questo è l'articolo più significativo creato dalla "LESA", per solennizzare il suo **GIUBILEO**.

● La più perfetta e completa creazione superiore alla migliore produzione mondiale.

● **PROVATE E CONFRONTATE!**

LESA - Milano - Via Bergamo 21 - Tel. 554.341/2/3

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)



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

radio radio

LESAs

"il sicuro funzionamento del potenziometro è indispensabile come quello del cuore"

LESAs s.p.a. MILANO - VIA BERGAMO, 21 -

TV **RADIOPRODOTTI**
SABA SANDRI CARLO
 VIA S. VENIERO, 38 - MILANO - TELEFONO N. 990.309

Tutta la serie completa per apparecchiature di TELEVISIONE

Gruppo A.F. a tamburo rotante - mod. T.V.13/54 **Cascode**

Sezione Video - mod. VZ 13/54

Sezione Audio - mod. AZ 13/54

Sezione Sincronismo Orizzontale - mod. SZ 13/54

A richiesta forniamo gli schemi elettrici e costruttivi per il montaggio delle nostre parti TV.



Gruppo A.F. a tamburo rotante - mod. T.V. 13/54 **Cascode**

Gruppi A. F.

4	Gamme Mod. 516/52
2	Gamme Mod. 513/52
2	Gamme Mikron

Medie frequenze normali e Mikron 467 kc/s per radioricevitori normali.

STOCK RADIO - MILANO - Via Panfilo Castaldi 20



Visitate i magazzini di vendita della Stock Radio, dove troverete ricevitori Solaphon di tutte le dimensioni; tutti gli accessori per detti, come pure televisori Solaphon da 17" 21" 27" a prezzi inediti.

MAZDA
 COMPAGNIE DES LAMPES

RADIO E FILM

La valvola europea di qualità!

V. A. PROVANA, 7 - TORINO - Tel. 82.366
 V. S. MARTINO, 7 - MILANO - Tel. 33.788

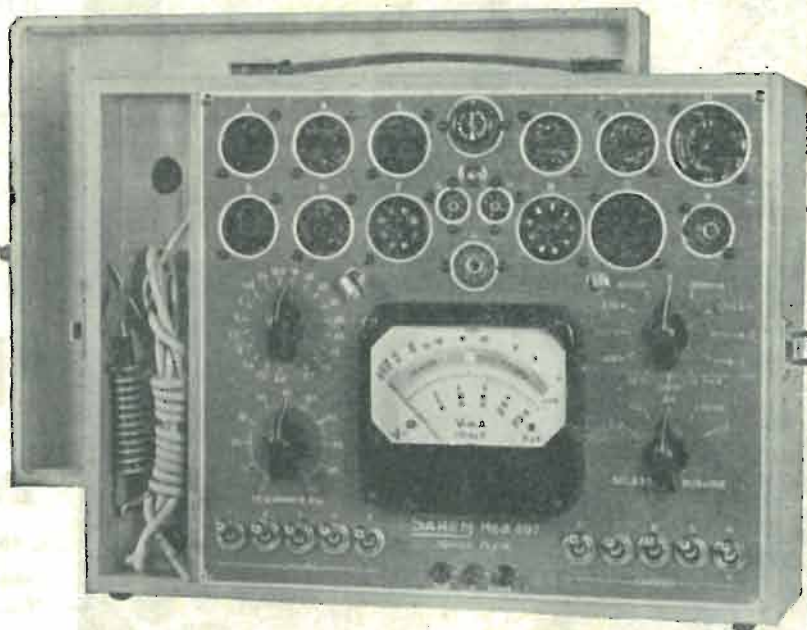
ANALIZZATORE PROVAVALVOLE

Mod. 807 - Sensibilità 10.000 Ohm-Volt

CARATTERISTICHE:

- Volt c.c. - c.a. 10 - 100 - 250 - 500 - 1000
- M.a. c.c. 0,1 - 1 - 10 - 100 - 500
- Ohm 50.000 - 5 Megaohm
- M.U. Come il voltmetro C.A.
- Provalvalvole Prova filamento - Controlli corti - Prova separata singoli elettrodi - Prova isolamento fra filamento e catodo
- Garanzia mesi 12

PREZZO L. 30.000



In vendita presso i migliori rivenditori
e a Milano presso la ditta A. L. I. - Via Lecco, 16

SAREM

• MILANO - VIA A. GROSSICH, 16 - TELEF. 29.63.85

La Radiotecnica

di MARIO FESTA

MILANO - Via Napo Torriani, 3 - Tel. 61.880 (vicino Staz. Centrale)

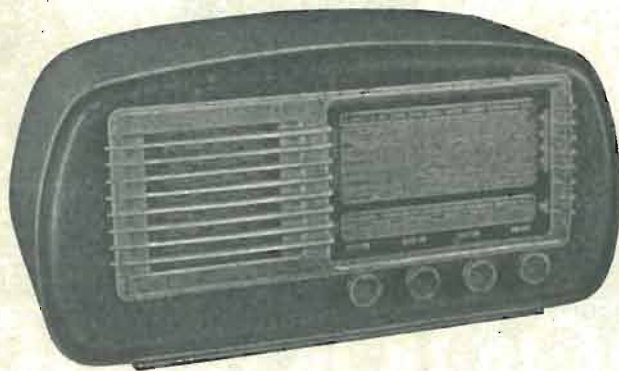
presenta la scatola di montaggio

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





F.I.S.E.L.

FABBRICA ITALIANA STRUMENTI ELETTRICI

MILANO Via Gaetana Agnesi 6, tel. 580.819



Concessionari: **D'OLIMPIO BRUNO**
Via Firenze, 45 - PESCARA

GIROLAMI ULDERICO
Via Paolo Savi 87 - VIAREGGIO



PRODUZIONE 1955

Tester Mod. 905

CARATTERISTICHE:

Sensibilità 20.000 ohm V cc. ca. con M.U.

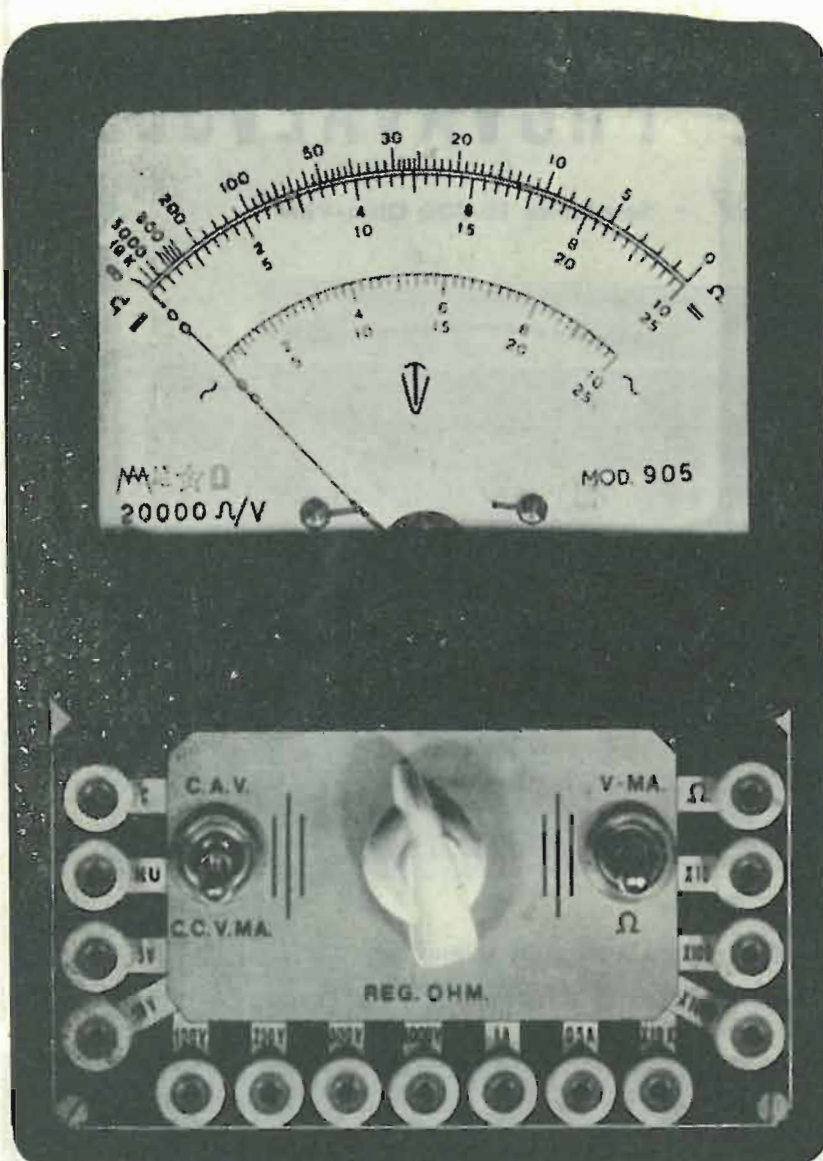
Misure V-cc 5-10-100-250-500-1000
V-ca 5-10-100-250-500-1000
Ampère 0,5-1A

OHM x 10 x 100 x 1000 x 10 k-ohm
da 1 ohm a 10 M-ohm

Precisione V-cc V-ca Ampère 1,5%
OHM 3%

Ampia lettura quadrante mm. 115 con scala a specchio - Pannello in metallo ossidato - Scatola in bakelite - A richiesta viene fornito anche con astuccio in Vinpelle.

Dimensioni 190 x 135 x 60.



- ★ Amperometri ★ Voltmetri da quadro e tascabili
- ★ Microamperometri ★ Forcelle prova batterie
- ★ Ponti di misura ★ Tester universali

Presenza antenna e fono - Antenne a spirale e da quadro - Interruttori - Deviatori - Raccordi - Schermi - Puntali - ecc. ecc.

Sconti speciali ai dilettanti radioriparatori!

Microtester

Mod. TV

Ultrapiatto, massimo spessore mm. 35

CARATTERISTICHE:

Sensibilità 5.000 ohm x V cc. ca.

Misure V-cc 5-100-500-1000
V-ca 5-100-500-1000
Ampère 0,1-1A
OHM x 100 x 10k-ohm
da 10 ohm a 5 M-ohm

Precisione: V-cc V-ca Ampère
2,5% - OHM 4%

Ampia lettura quadrante mm. 63 - Pannello in metallo ossidato - Scatola in Bakelite - A richiesta viene fornito con astuccio in Vinpelle.

Dimensioni: 130 x 80 x 35.

