

ELETTRONICA

LIRE
150

IN QUESTO NUMERO:

NOTIZIE BREVI

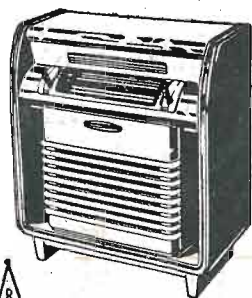
- CONFRONTO FRA TRIODI E TUBI PLURIGRIGLIA NELLA FUNZIONE DI AMPLIFICATORI DI POTENZA A B. F.
- IL TRASFORMATORE INTERVALVOLARE
- MISURA DELLA CONDUTTANZA MUTUA DEI TUBI ELETTRONICI MEDIANTE ELETTRODINAMOMETRI
- BOLLETTINO D'INFORMAZIONI FIVRE
- CRITICHE E COMMENTI

*Nella Rassegna della
Stampa Elettronica*

TRASMETTITORE A O.U.C.
CONTROLLATO A CRI-
STALLO - ANTENNA
OMNIDIREZIONALE
PER M. F. - TETRODO
DI USCITA PER AUDIO-
FREQUENZE



Nel tepore della vostra casa senza darvi pena, un moderno apparecchio **RADIOMARELLI** vi assicura in modo perfetto le migliori audizioni artistiche.



*Vendita anche
in 12 rate*



RADIOMARELLI



MANUALE TASCABILE DEI TUBI ELETTRONICI RICEVENTI F.I.V.R.E.

La FIVRE, in analogia a quanto fanno le principali case estere, ha iniziato la pubblicazione di un manuale tascabile dei dati tecnici delle valvole riceventi. Questo manuale sarà utilissimo a chiunque voglia avere, in forma concisa e chiara, i dati necessari al progetto dei comuni apparati ed all'impiego normale delle valvole. Per ogni tipo di valvola si trovano: l'uso per cui la valvola è stata progettata, le dimensioni d'ingombro, lo schema delle connessioni ai piedini, tutte le caratteristiche elettriche, le condizioni normali di impiego e numerose curve caratteristiche in scale sufficientemente ampie per poter essere direttamente impiegate dai progettisti di apparati. Il manuale è a fogli mobili in modo che l'aggiornamento e la sostituzione dei vecchi fogli possa farsi facilmente. Il prezzo del manuale, comprendente 150 foglietti è di Lire 1000. L'abbonamento annuo è di Lire 300 e dà diritto all'aggiornamento dei foglietti e a quei foglietti che la FIVRE pubblicherà nell'anno. Coloro che desiderano venire in possesso della pubblicazione sono pregati di scrivere a:

F.I.V.R.E.
Ufficio Pubblicazioni Tecniche
PAVIA
Via Fabio Filzi, 1



FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

ANNO III
NUM. 4

ELETTRONICA

APRILE
1948
(pubblic. in Luglio)

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Direttore Tecnico: ING. PROF. G. DILDA

CONSIGLIO TECNICO DI REDAZIONE: Ing. N. Aliotti, R. Bertagnoli, Ing. S. Bertolotti, Dott. M. Bigliani, Prof. Ing. M. Boella, Ing. C. Caveglia, Ing. E. Cristofaro, Ing. C. Egidi, Ing. C. Federspiel, Prof. Ing. A. Ferrari Toniolo, Ing. I. Filippa, Ing. M. Gilardini, Ing. G. Gramaglia, Dott. G. Gregoretti, Dott. N. La Barbera, Ing. M. Lo Piparo, Ing. G. B. Madella, Ing. A. Marullo, Prof. Ing. A. Pinciroli, Dott. O. Sappa, Ing. E. Severini, Ing. G. Torzo, Ing. R. Vaudetti, Arch. E. Venturelli, Ing. G. Vercellini, Ing. G. Villa, Ing. G. Zanarini.

Direttore Responsabile: P. G. PORTINO

SOMMARIO:

	Pagina
Notizie brevi	123
G. Zanarini: Confronto fra triodi e tubi plurigriglia nella funzione di amplificatori di potenza a B. F.	129
G. Tamburelli: Il trasformatore intervalvolare	137
M. Adinolfi: Misura della conduttanza mutua dei tubi elettronici mediante elettrodinometri	143
FIVRE: Bollettino d'informazioni	150
Critiche e commenti:	
G. Dilda: L'ammissione ai Politecnici dei licenziati dagli Istituti industriali	151
Rassegna della stampa radio-elettronica:	
Trasmettitore ad O. U. C. controllato a cristallo	153
Antenna omnidirezionale per M. F.	154
Tetrodo di uscita sperimentale per audiofrequenze	155
Pubblicazioni ricevute	157

INDICE DEGLI INSERZIONISTI: RADIOMARELLI, Milano (1^a cop.) - FIVRE, Milano (2^a cop.) - NOVA, Milano (3^a cop.) - FIMI, Saronno (4^a cop.) - WATT-RADIO, Torino, 146-156 - Off. GALILEO, Firenze, 124 - CORBETTA, Milano, 135 - PHILIPS, Milano, 136 - IREL, Genova, 146 - VOTTERO, Torino, 128 - Off. SAVIGLIANO 152 - GENERAL RADIO, Milano, 159 - ELECTRICAL METERS, Milano, 168 - R. A. I., 160.

REDAZIONE E AMMINISTRAZIONE . TORINO . Corso G. Matteotti 46 . Tel. 42514 (Sede provvisoria)
Conto Corrente Postale n. 2/30126.

Un numero in Italia L. 150 (arretrato L. 200); all'Estero L. 300 (arretrato L. 400)

ABBONAMENTI: Annuo in Italia L. 1500; all'Estero L. 3000; Semestre in Italia L. 800; all'Estero L. 1700

La distribuzione viene curata direttamente dall'Amministrazione della Rivista.

La proprietà degli articoli, fotografie, disegni, è riservata a termine di legge. Gli scritti firmati non impegnano la Direzione
Manoscritti e disegni non si restituiscono

COMUNICATO DELLA DIREZIONE DI "ELETTRONICA"

La Direzione di ELETTRONICA è lieta di comunicare ai suoi affezionati lettori, che in seguito ad accordi definiti con un gruppo finanziario, prossimamente trasferirà la sua sede in locali nuovi ed ampi ove potranno essere raccolti e ampliati tutti i servizi che una pubblicazione tecnica richiede.

In questi locali verrà installato un Laboratorio sperimentale, dotato di strumenti di misura moderni, che consentiranno di effettuare esperimenti, misure, collaudi. Per la prima volta in Italia, il laboratorio, diretto da un Ingegnere, sarà accessibile a tutti coloro che s'interessano agli studi di carattere elettronico. L'intento che si persegue con tale iniziativa è quello di aiutare nei loro studi gli appassionati che non possono usufruire di un laboratorio proprio.

Una biblioteca verrà pure organizzata e messa a disposizione dei lettori.

La Direzione di ELETTRONICA invita i professionisti, i tecnici, i dilettanti a voler collaborare con la Rivista inviando articoli, consigli e suggerimenti. Tutti gli articoli che verranno pubblicati saranno retribuiti, onde ricompensare e stimolare sempre più coloro che con passione si dedicano alla Radio, e che collaborano alla buona riuscita della Rivista.

ELETTRONICA, silenziosamente, ma tenacemente, in questi pochi anni di vita si è imposta, e ora arditamente cerca il suo posto fra le migliori e più quotate consorelle estere.

La Direzione di ELETTRONICA farà tutto il possibile per rendere la pubblicazione sempre più interessante, così da soddisfare con serietà alle diverse esigenze dei suoi lettori. Sono anche allo studio varie iniziative di sicuro interesse che verranno messe in atto al più presto.

Con l'occasione la Direzione ringrazia tutti i suoi Collaboratori che contribuirono con il loro lavoro all'affermazione del periodico, ringrazia gli abbonati, e tutti gli affezionati lettori, invitandoli a voler continuare a sostenerla in modo che ELETTRONICA possa raggiungere quelle mete che i suoi promotori si sono prefissi, nell'interesse dello sviluppo della Radio in Italia.

LA DIREZIONE

NOTIZIE BREVI

RIUNIONI DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA SEZIONE DI TORINO

Nella riunione del 21 maggio scorso il Presidente della Sezione, ing. C. Andreoni ha consegnato agli interessati i seguenti premi:

- « Emanuele Jona » 1937-1938 - al prof. Agostino Dalla Verde
- « Emanuele Jona » 1939-1940 - al prof. Antonio Carrer
- « Angelo Bianchi » 1939-1941 - all'ing. Sergio Bruno Tonio
- « Angelo Bianchi » 1942-1945 - all'ing. Giovanni Battista Madella.

Dopo brevi parole di congratulazioni, l'ing. Andreoni ha espresso il compiacimento della Sezione per il fatto che ben quattro premi siano stati assegnati a soci residenti a Torino.

Aveva successivamente luogo l'assemblea ordinaria della Sezione, ed infine il prof. ing. Andrea Pinciroli teneva una conferenza sul tema « Il Microscopio Elettronico ». La conferenza, illustrata da proiezioni, è stata vivamente applaudita.

Nella riunione del 27 maggio, il dott. Carlevaro, dell'Università di Roma, ha illustrato numerose esperienze riguardanti il cosiddetto *Effetto Lussemburgo*, eseguite per iniziativa del dott. M. Cutolo, con la collaborazione della Stazione radio Vaticana e di alcune stazioni della Marina. La ricezione veniva eseguita a Venezia, ed a Torino presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris. L'esposizione degli interessanti risultati conseguiti ha riscosso i vivi applausi dei presenti.

ATTIVITÀ DELLA R.A.I.

NUOVA STAZIONE A NAPOLI DELLA POTENZA DI 100 kW.

A Napoli, in località Marcianise, la RAI ha iniziato le prove tecniche del nuovo trasmettitore da 100 kW.

Il trasmettitore è stato interamente costruito nei laboratori della RAI in Torino. Progettisti e dirigenti tecnici sono gli ingg. Vaudetti - Cristofaro - Castelnuovo - Bertolotti, i quali hanno dotato il nuovo impianto di tutti gli accorgimenti che la Scienza ha sviluppato in questi ultimi tempi, sì che il trasmettitore di Napoli, sarà uno dei più perfetti d'Italia.

Con questo la RAI fa un nuovo passo in avanti per il rinnovamento ed il potenziamento della sua rete di Radio-diffusione.

IL TEMPO DEI RADIOPROGRAMMI.

Il plastico riprodotto nella fotografia che pubblichiamo figurava nel padiglione della Radio Italiana all'ultima Fiera di Milano.

Destinato ad illustrare in maniera semplice e immediata la distribuzione percentuale dei vari generi di programmi nel tempo radiofonico, il quadro in definitiva sintetizzava efficacemente tutta l'attività della Radio. E la sintesi era tanto più interessante in quanto veniva fatta dal par-

ticolare punto di vista dell'equilibrio che deve regolare la dose dei vari generi. Equilibrio difficilissimo a raggiungere, poichè esso si basa sulla risultante di molteplici fattori a volte in contrasto fra loro e tutti egualmente importanti, quali i differenti gusti del pubblico per i vari generi e gli scopi che la Radio si propone di raggiungere e cioè informare, educare e divertire. Mettere d'accordo le varie preferenze degli ascoltatori verso determinati generi di programmi è già un arduo problema che si presenta ogni giorno a coloro che sono preposti alla organizzazione delle attività radiofoniche. Si rischia, dando maggiore importanza alla commedia nei confronti dell'opera lirica o viceversa, di andare contro i desideri di grandi masse di ascoltatori. Più in generale la preponderanza di programmi parlati rispetto a quelli essenzialmente musicali, o viceversa, può non incontrare il favore di un grande numero di ascoltatori. E come risolvere poi il delicato compito assegnato alla radio di fare da guida, senza peraltro forzare mai la mano, al gusto del pubblico, anzichè di seguirlo? Tutti quesiti che hanno trovato una risposta soddisfacente nelle cifre indicate sul plastico del « Tempo dei radioprogrammi »!

RADIOCRONACA DEL GIRO D'ITALIA.

Il Giro ciclistico d'Italia con la sua rombante e pittoresca carovana è giunto a Milano.

La RAI ha dato il suo contributo di propaganda al popolarissimo sport con la perfetta organizzazione dei suoi servizi di informazione, dei collegamenti e degli impianti tecnici.

Anche quest'anno era al seguito della corsa una vettura attrezzata per le registrazioni.

Precedeva la carovana del Giro una vettura del Servizio Propaganda. La radiocronaca era svolta dai Dottori Bottinelli e Viola.

ATTIVITÀ DEL RADIO CLUB PIEMONTE

Durante il mese di giugno, il Radio Club Piemonte, affiancandosi alla RAI per il « Giugno Radiofonico » ha indetto varie manifestazioni a sfondo pubblicitario onde incrementare la vendita degli apparecchi radio.

Tra le varie iniziative, buon esito hanno avuto: Il Radio Autoraduno Regionale, la Mostra della Radio, e il Concorso Vetrine.

Ai promotori di queste iniziative inviamo i nostri fervidi auguri.

UN PORTO CONTROLLATO DAL RADAR ALLA FIERA DELLE INDUSTRIE BRITANNICHE

LONDRA: Una riproduzione del primo porto del mondo completamente controllato dal radar — il porto di Douglas, nell'Isola di Man — sarà presentata alla Fiera delle Industrie Britanniche durante il prossimo maggio. Tale riproduzione comprenderà un facsimile del controllo radar. Sarà pure proiettato un film che mostra i particolari dettagliati dell'installazione portuale e la riproduzione di uno schermo radar che mostra una nave che entra in porto seguendo le istruzioni della sala di controllo.

Sullo schermo dell'installazione di Douglas appare un quadro completo del porto e delle sue vicinanze, comprese tutte le navi in arrivo.

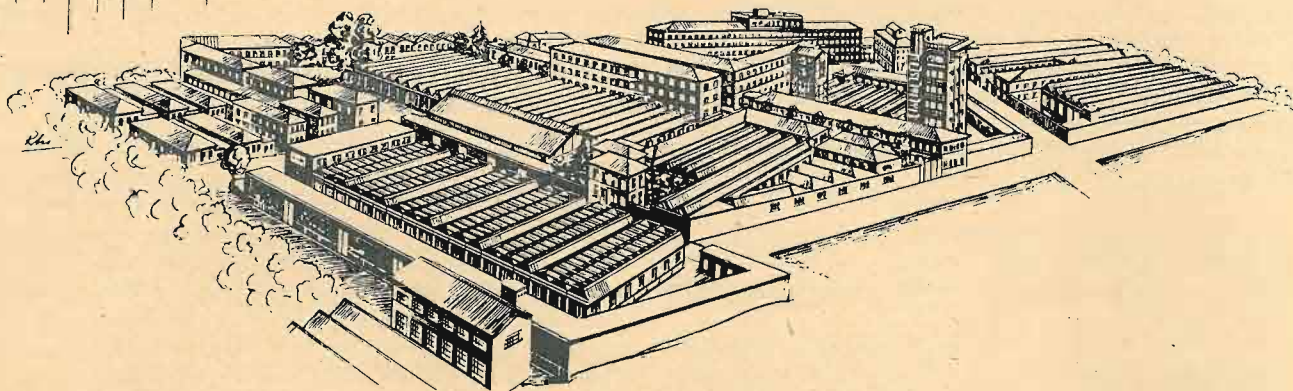
STRUMENTI DI PRECISIONE DA LABORATORIO CLASSE 0,2

Tipo
«FB3». A bobina mobile per c. c.
MICROAMPEROMETRI - MILLI-
VOLTMETRI - MILLIAMPERO-
METRI - VOLTMETRI - AM-
PEROMETRI - OHMMETRI

Tipo
«DpB3». Elettrodinamici per c. c.
e c. a.
AMPEROMETRI - VOLTMETRI
WATTMETRI



Dimensioni mm. 205 x 285 x 125
Ampiezza della scala: mm. 150
Tensione di prova: Volt 2000
Precisione garantita: $\pm 0,2\%$



OFFICINE GALILEO

STABILIMENTO DI FIRENZE • CASELLA POSTALE 454 • TELEFONO 41-345

In tal modo il Sovrintendente del Porto, per mezzo del radio-telefono o di speciali megafoni udibili entro un raggio di due miglia, può inviare messaggi alle navi che si trovano avvolte nella nebbia permettendo in tal modo al capitano di portare la propria nave felicemente in porto.

Diversi altri porti Britannici saranno quanto prima equipaggiati con questo sistema di navigazione portuale, compreso il grande porto di Liverpool il cui equipaggiamento è già in corso di collaudo.

(I. T. Inf.).

GRECIA: Un centro di studi elettronici.

Si è creato in Grecia un centro di Studi elettronici che ha festeggiato nel settembre u. s. il suo primo anniversario. Su 80 allievi iscritti, 35 hanno ottenuto il loro diploma. Il centro ha principalmente per scopo la formazione completa d'ingegneri e tecnici di radiodiffusione.

(U. I. R.).

GRECIA: Importazione di ricevitori e pezzi staccati.

Si apprende che il Governo greco ha accordato una autorizzazione d'importazione pari ad un importo di 50.000 dollari per apparecchi ricevitori e pezzi staccati, valevole da gennaio alla fine aprile 1948. La Camera di Commercio ha ripartito le aliquote fra i diversi importatori

(U. I. R.).

IL PIÙ PICCOLO MOTORE ELETTRICO DEL MONDO

NEW YORK: La U. S. Instrument Corporation di Summit, N. J. è riuscita a costruire un motore elettrico di minuscule dimensioni. Tale motore, che è stato denominato «Electroto», pesa meno di un grammo e misura circa 4,5 mm in lunghezza e diametro. Il motore richiede 1,5 volt e lavora con alta efficienza ad una velocità di 7000 giri al minuto.

(I. T. Inf.).

NUOVO APPARECCHIO RADIO TEDESCO DI MINIME DIMENSIONI

LONDRA: La Ditta tedesca Bernhard Wobbe di Winsen presso Amburgo, sta per immettere sul mercato un nuovo tipo di apparecchio radio di dimensioni molto ridotte. Tale apparecchio misura circa 10 cm in lunghezza e 5 cm in altezza e non supera il mezzo chilogrammo di peso.

(I. T. Inf.).

NUOVO SISTEMA NELLE COMUNICAZIONI RADIOFONICHE

STOCOLMA: La Società Telefonica L. M. Ericsson sta eseguendo esperimenti su un nuovo sistema di comunicazioni mediante onde radio ultracorte e dirigibili, istituito provvisoriamente tra Stoccolma e la vicina città di Soederthalie.

(I. T. Inf.).

La Sede futura dell'U.N.I.T.

Le Conferenze di Atlantic City hanno deciso che la sede dell'Ufficio dell'Unione Internazionale delle Telecomunicazioni rimanga in Svizzera e, su proposta degli Stati Uniti, venga trasferita a Ginevra.

Aprile 1948

BULGARIA: Legge sulla radio.

Il 27 febbraio 1948, l'Assemblea popolare bulgara ha approvato una legge sulla radio, che rimpiazza quella del 1935.

Conformemente a questo nuovo testo legislativo, la radio è un monopolio dello Stato. Questo monopolio si estende:

— alla costruzione e alla manutenzione di stazioni e apparecchi di radiocomunicazioni e radiodiffusione.

— all'emissione e alla ricezione radiotelegrafica e radio-telefonica.

— alla radiodiffusione e alla diffusione su filo di parole, di musica di figure animate o no, secondo la preferenza del pubblico.

(U. I. R.).

STATI UNITI: L'ultimo bilancio del CBS.

La Columbia Broadcasting System ha realizzato, durante l'esercizio finanziario dal 3 gennaio '48, un beneficio netto di 5.920.104 dollari, contro 5.795.896 durante l'esercizio precedente.

Il ricavo lordo è stato di 101.045.647 dollari contro 91.996.822 nel 1946.

(U. I. R.).

GRAN BRETAGNA: Relazione annuale del BBC.

La relazione annuale dei governi della British Broadcasting Corporation, per l'esercizio incominciato nel marzo 1947 è stato recentemente pubblicato. Esso indica che la Corporazione, oltre all'erezione già intrapresa di una stazione FM a Wrotham e di una stazione di televisione a Birmingham, ha esaminato un certo numero di nuove costruzioni che, in seguito alle attuali condizioni, non hanno ancora potuto essere incominciate. Si tratta essenzialmente dell'installazione di una serie di stazioni di televisione e di stazioni FM, di un ingrandimento della Broadcasting House, della fondazione di nuove Case, della Radio in provincia e di un nuovo allestimento radiofonico a Londra, quest'ultimo destinato a far fronte allo slancio della televisione e alla coordinazione delle diverse attività nel futuro radiofonico.

(U. I. R.).

STATI UNITI: Un'inchiesta sulla tassa di licenza.

L'idea di introdurre negli Stati Uniti il sistema della tassa di licenza, che fu già avanzata prima della guerra, viene ad essere oggetto d'inchiesta a cura del National Opinion Research Center, dell'Università di Chicago. Risulta da questa consultazione che il 76% degli ascoltatori preferiscono il sistema commerciale attuale all'introduzione di una tassa annuale di 5 dollari. 9% pensano che il governo dovrebbe controllare la radiodiffusione. 91% dei focalari americani possiedono almeno un apparecchio ricevente, ciò che corrisponde sensibilmente alle statistiche conosciute.

(U. I. R.).

STATI UNITI: La vendita radiofonica nel 1947.

Si è registrata nel 1947 — in seguito ad un recente rapporto della FCC — una vendita radiofonica del 5,6% superiore a quella del 1946, per l'insieme delle reti e sta-

zioni a modulazione d'ampiezza (AM). La FCC non fornisce ancora statistiche precise in dollari ma stima tuttavia a 304.750.000 dollari l'importo globale netto così realizzato nel 1947.

(U. I. R.).

FRANCIA: Tassa di licenza.

Il professor Paolo Rivet, presidente del Consiglio superiore di radiodiffusione francese, fa presente alla stampa le pesanti difficoltà che impediscono lo slancio delle onde francesi, e che esigono di equilibrare il bilancio della radio, specialmente con l'aumento delle tasse radiofoniche. Il montante sarà ormai di 700 franchi all'anno invece di 500.

Questi 250 franchi supplementari assicureranno una entrata di 750 milioni. Ora, il deficit per il 1947 era circa di 800 milioni. La scoperta degli apparecchi non dichiarati prosegue con un ritmo soddisfacente. Essa permette di recuperare ogni anno cento mila ascoltatori clandestini, con una riscossione supplementare di 75 milioni.

A favore dell'aumento della tassa, si considera la riattivazione di certe emissioni regionali che erano state soppresse per misura d'economia.

(U. I. R.).

STATI UNITI: "Via RCA".

La Radio Corporation of America, consacra alle sue attività radiotelegrafiche e radiotelefoniche un opuscolo illustrato a colori riprodotto fotografie e grafici sottolineanti l'estensione attuale dalla sua rete in questi ultimi anni. È così che i circuiti radiotelegrafici attuali della RCA collegano gli Stati Uniti a più di 60 nazioni, il solo servizio di «radiofoto» funzionante oramai fra 17 delle principali capitali del mondo. D'altra parte, la RCA procede allo scambio dei programmi radiofonici, fra gli Stati Uniti e 35 città estere, e assicura delle comunicazioni radio-telefoniche fra gli Stati Uniti e Hawaii, le Filippine e l'Estremo Oriente.

(U. I. R.).

TELEVISIONE SU FILO

La Zenith Radio Corporation si propone di mettere in opera un procedimento televisivo economico, sulla base di un sistema analogo alla radiodistribuzione dei programmi su filo.

Con questo sistema i programmi sono distribuiti sulle linee telefoniche, e l'apparecchio televisivo, viene considerevolmente ridotto.

Il prezzo di un apparecchio televisivo basato su tale principio non oltrepasserà i 50 dollari.

Il lancio sul mercato potrà essere fatto verso la fine del corrente anno.

NUOVI STRUMENTI SCIENTIFICI ALLA FIERA DELLE INDUSTRIE BRITANNICHE

LONDRA: I fabbricanti di strumenti scientifici del Regno Unito presentano alla Fiera delle Industrie Britanniche una esposizione coordinata, destinata a dare una conveniente visione dell'intera industria britannica degli strumenti scientifici. Poiché l'impiego di apparecchi elettronici è cresciuto così notevolmente in questi ultimi anni, è giusto che il principale articolo esposto abbia ad essere di natura elettronica. Questo potrebbe essere definito un

complesso televisivo molteplice. Film cinematografici da 35 mm passano attraverso un apparecchio posto al centro dello stand ed i quadri vengono trasmessi in numerosi altri punti apparendo sugli schermi di tubi a raggi catodici da 20 pollici. Tali tubi sono per sé di notevole interesse e rappresentano una realizzazione nella tecnologia del vuoto. Oltre a questo apparecchio televisivo sono in mostra molti altri strumenti ed apparati elettronici.

Gli strumenti ottici occupano un posto preminente alla Fiera e coprono un vastissimo campo d'applicazione, dai microscopi per gli studiosi e dagli apparecchi ottici di proiezione per scopi educativi fino a tutta una serie di strumenti ottici di misurazione impiegati nell'industria o per la ricerca. Attrezzature spettrografiche comprese quelle a raggi infrarossi — così utili per il controllo dei processi chimici — sono assai bene rappresentate. La tecnica della navigazione ha subito grandi modifiche in seguito all'esperienza del tempo di guerra e sono esposti strumenti che fanno pieno uso dei nuovi metodi per la ricerca della direzione. Vi sono strumenti per la navigazione in mare e in aria, per esaminare il fondo marino, per misurare i terreni e per effettuare ricerche geofisiche nel sottosuolo.

Uno dei risultati dell'accresciuta ampiezza degli impianti industriali, della necessità di fare economia nel lavoro e di impartire uniformità ai prodotti, è la sempre maggiore tendenza verso la misurazione strumentale e il controllo automatico del gas, dei liquidi, delle temperature e delle pressioni. Un'ampia serie di strumenti per attuare questo tipo di controllo viene prodotta dai fabbricanti britannici e moltissimi sono esposti alla Fiera. Anche i fabbricanti di apparecchi da laboratorio hanno esposto una grande varietà di interessanti applicazioni.

(I. T. Inf.).

AMPEROMETRO ULTRA-SENSIBILE

Una Ditta americana, la Radio Corp. of America di Camden, ha prodotto un microamperometro ultra-sensibile, capace di misurare correnti continue dell'ordine di un millesimo di microampere. Il microamperometro, che nonostante la sua elevatissima sensibilità è facilmente trasportabile, può trovare molte applicazioni nel campo chimico, meccanico ed in quello dei raggi X.

(I. T. Inf.).



L'auto-radio-furgone della R.A.I. al seguito del Giro d'Italia, sul passo del Pordoi.

Elettronica, III, 4

Attenzione!

L'Amministrazione di

"ELETTRONICA"

nell'intento di favorire i suoi lettori, a partire da questo numero accetta:

Abbonamenti a 6-12-24-36 numeri

I prezzi sono i seguenti:

per 6 numeri L.	800
» 12 » »	1500
» 24 » »	2800
» 36 » »	4000

All'importo va aggiunta la tassa entrata del 3%.

Per i versamenti usare il Bollettino del c/c postale allegato.

Gli abbonati avranno diritto ad una inserzione gratuita di 25 parole ogni sei mesi. Essi godranno inoltre dello sconto del 5% su tutte le pubblicazioni messe in «Servizio di Libreria» (vedi retro).

Prenotate "ELETTRONICA"

Usando l'unito Bollettino di versamento potrete prenotare il prossimo numero di "Elettronica" al prezzo di L. 140. In tal modo risparmierete e riceverete la Rivista franca di porto al Vostro domicilio.

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino numerato.

<p style="text-align: center; font-weight: bold;">AMMINISTRAZIONE DELLE POSTE E DEI TELEGRAFI Servizio dei Conti Correnti Postali</p> <p style="text-align: center;">Bollettino per un versamento di L.</p> <p style="text-align: center;">(in lettere)</p> <p style="text-align: center;">eseguito da residente in via sul c/c N. 2/30126 intestato a ELETTRONICA corso Oporto 46 . Torino nell'Ufficio dei conti correnti di Firma del versante</p> <p style="text-align: center;">Bollo lineare dell'Ufficio accettante</p> <p style="text-align: center;">Addi (1) 19</p> <p style="text-align: center;">Tassa di L.</p> <p style="text-align: center;">Bollo a data dell'Ufficio accettante</p>	<p style="text-align: center; font-weight: bold;">AMMINISTRAZIONE DELLE POSTE E DEI TELEGRAFI Servizio dei Conti Correnti Postali</p> <p style="text-align: center;">Certificato di Allibramento</p> <p style="text-align: center;">Versamento di Lire</p> <p style="text-align: center;">(in lettere)</p> <p style="text-align: center;">eseguito da residente in via sul c/c N. 2/30126 intestato a ELETTRONICA corso Oporto 46 . Torino Addi (1) 19</p> <p style="text-align: center;">Bollo lineare dell'Ufficio accettante</p> <p style="text-align: center;">N. del bollettario ch 9</p> <p style="text-align: center;">Bollo a data dell'Ufficio accettante</p>
---	---

(1) La data dev'essere quella del giorno in cui si effettua il versamento.

IL CORENTISTA POSTALE PUÒ FARE PAGAMENTI E RISCOSSIONI IN QUALSIASI LOCALITÀ

PER DIVENTARE CORENTISTI NON OCCORRE ALCUN DEPOSITO.
BASTA FARNE DOMANDA PRESSO QUALSIASI UFFICIO POSTALE.
PAGANDO L. 90 PER GLI STAMPATI.

AVVERTENZE

Il versamento in conto corrente è il mezzo più semplice e più economico per effettuare rimesse di denaro a favore di chi abbia un c/c postale.

Chunque, anche se non è correntista, può effettuare versamenti a favore di un correntista. Presso ogni Ufficio postale esiste un elenco generale dei correntisti, che può essere consultato dal pubblico.

Per eseguire il versamento il versante deve compilare in tutte le sue parti, a macchina o a mano, purché con inchiostro, il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non vi siano impressi a stampa) e presentarlo all'Ufficio postale, insieme con l'importo del versamento stesso.

Sulle varie parti del bollettino dovrà essere chiaramente indicata, a cura del versante, l'effettiva data in cui avviene l'operazione.

Non sono ammessi bollettini recanti cancellature, abrasioni o correzioni.

I bollettini di versamento sono di regola spediti, già predisposti, dai correntisti stessi ai propri corrispondenti; ma possono anche essere forniti dagli Uffici postali a chi li richiede per fare versamenti immediati.

A tergo dei certificati di allibramento i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari, cui i certificati anzidetti sono spediti a cura dell'Ufficio conti rispettivo.

L'Ufficio postale deve restituire al versante, quale ricevuta dell'effettuato versamento, l'ultima parte del presente modello, debitamente completata e firmata.

Spazio per la causale del versamento. (La causale è obbligatoria per i versamenti a favore di Enti ed Uffici pubblici).

Decorrenza abbonam.

Nome

Indirizzo

Parte riservata all'Ufficio dei conti correnti.

N.

dell'operazione.

Dopo la presente operazione il credito del conto è di L.

Il Verificatore

DOMENICO VOTTERO TORINO

Corso Vittorio Emanuele, 117 - Tel. 52148

Forniture complete per radiotecnica - Tutto l'occorrenza per impianti sonori - Attrezzatissimo laboratorio per qualsiasi riparazione

Elettronica, III, 4

SERVIZIO DI LIBRERIA

«Elettronica» apre, a favore dei suoi lettori, un servizio di libreria. Gli abbonati alla rivista godranno di uno sconto del 10% sui prezzi di tutti i volumi messi in vendita.

Ecco l'elenco delle opere disponibili attualmente:

- G. DILDA: *Radiotecnica*. Vol. I. Elementi propedeutici. III Ediz. 1946 (vol. di 352 pagine con 214 figure). Prezzo L. 1000
- G. DILDA: *Radiotecnica*. Vol. II. Radiocomunicazioni e Radioapparati. III Ediz. 1945 (vol. di 378 pagine con 247 figure). Prezzo L. 1200
- G. DILDA: *Radoricevitori*. II Ediz. 1947 (Un vol. litografato di 335 pagine con 108 figure). Prezzo L. 1000
- M. DELL'AIRA: *Gli oscillatori elettrici*. Parte I. La stabilità e instabilità degli stati d'equilibrio (Un vol. litografato di 144 pagine, con 96 figure). 1947. Prezzo L. 350
- B. PERONI: *Antenne e propagazione delle onde elettromagnetiche*. (Un vol. litografato di 372 pagine con 119 figure). 1945.
- E. WRATHALL - R. ZAMBRANO: *Teoria calcolo e costruzione dei traslatori per altoparlante*. (Un vol. litografato di 42 pagine con 17 figure). 1945. Prezzo L. 100
- G. SACERDOTE e C. BASILE: *Tubi elettronici e loro applicazioni*. (Un vol. litografato di 324 pagine con 197 figure). 1936. Prezzo L. 500
- P. H. BRANS: *Vade-Mecum dei tubi elettronici 1948*. 7ª edizione, interamente rinnovata, contenente i dati di tutte le valvole costruite fino ad oggi, comprese quelle Russe e quelle Giapponesi. Sono stati aggiunti i dati delle valvole trasmettenti, delle cellule fotoelettriche, dei tubi speciali quali i tubi ad emissione secondaria, i tiratron, i magnetron, i cistron, i contatori di Geiger usati a Bikini. Prezzo L. 2150

PICCOLI ANNUNCI

(Per informazioni rivolgersi alla nostra Amministrazione).

Si vendono i seguenti radiotrasmettitori professionali e per dilettanti:

- BC 610 completo di accessori.
- RCA 350 W completo.
- Marconi Wireless tipo 10 D/10 a 21 valvole - fino a 5 m.

Scrivere a «Elettronica».

CONFRONTO FRA TRIODI E TUBI PLURIGRIGLIA NELLA FUNZIONE DI AMPLIFICATORI DI POTENZA A B.F. (*)

dott. ing. GIUSEPPE ZANARINI

SOMMARIO. Con un corretto impiego della reazione negativa a comando di tensione, le caratteristiche degli usuali tubi di potenza plurigriglia funzionanti come amplificatori a B.F. in classe A ed A', possono essere modificate in misura tale da divenire preferibili a quelle dei migliori triodi, specialmente nelle applicazioni in cui questi sono generalmente ritenuti come i più indicati (amplificatori ad alta fedeltà). Per porre ciò in evidenza, si analizza il comportamento di un tubo generico come amplificatore controreazionato in classe A e si definiscono alcune grandezze caratteristiche che consentono un raffronto immediato tra tubi di tipo comunque diverso. Questo criterio di confronto, applicato ai più noti tubi di potenza europei ed americani, fornisce interessanti risultati compendati in alcune tabelle.

I. Introduzione.

Nel progetto di amplificatori a BF che debbono soddisfare a severe esigenze di fedeltà senza oltrepassare ragionevoli limiti di costo, la scelta dei tubi di potenza assume un'importanza notevolissima. Su questo argomento molto si è discusso in passato e non sempre i pareri sono risultati concordi.

Al primo apparire dei pentodi di potenza che, per taluni aspetti specialmente economici, rappresentarono un notevole progresso tecnico, i cultori della qualità restarono fedeli al vecchio triodo: il pentodo era effettivamente in grado di fornire economicamente una potenza più elevata, ma con notevole distorsione. Tuttavia per diverse cause concomitanti come: la richiesta di potenze sempre più elevate, la crescente importanza del fattore economico, la comparsa del tetrodo a fascio, ecc. i tubi plurigriglia finirono per affermarsi e il loro impiego divenne quasi univale. Successivamente l'introduzione e la pratica applicazione della reazione negativa consolidarono il successo di questi tubi perché, con mezzi semplici e poco costosi, le distorsioni ed altri inconvenienti potevano essere agevolmente attenuati.

Ciò nonostante molti tecnici non hanno del tutto abbandonato la convinzione della superiorità qualitativa del triodo, anzi, parallelamente alla evoluzione verso una più elevata fedeltà, che attualmente s'intravede nel campo elettroacustico, sembra delinearsi anche una tendenza di ritorno a questo tipo di tubo. Negli S.U.A. si costruiscono infatti, amplificatori a B.F. ad alta fedeltà caratterizzati dall'impiego di triodi nello stadio finale e nella letteratura specializzata si notano giudizi, talvolta autorevoli, a favore del triodo. Le argomentazioni concordemente espresse a sostegno di questa tesi si riferiscono essenzialmente al basso valore della resistenza differenziale anodica (inferiore di alcune decine di volte a quella dei tubi plurigriglia) e all'esigua entità delle distorsioni di terzo ordine e di ordine superiore.

Un valore ridotto (inferiore all'unità) del rapporto fra la resistenza anodica del tubo finale e il carico, determina effettivamente, quando quest'ultimo è costituito

(*) Pervenuto alla redazione il 10-X-1947.

da un'altoparlante, una sensibile frenatura delle oscillazioni spurie ed un energico smorzamento delle risonanze del sistema vibrante, specialmente nella gamma delle basse e medie frequenze acustiche. L'indipendenza della tensione erogata dalle notevoli variazioni che il carico subisce col variare della frequenza, elimina l'indesiderato aumento del responso in corrispondenza delle frequenze comprese fra i 2000 ed i 4000 Hz il cui eccesso determina una sgradevole tonalità «metallica». Il basso livello delle distorsioni di ordine superiore al secondo, contribuisce al «raddolcimento» della riproduzione che appare meno «cruda» di quella conseguente all'uso di pentodi o di tetrodi a fascio.

Però tutti questi motivi, se un tempo potevano assumere un'importanza essenziale, perdono oggi gran parte della loro consistenza perché la reazione negativa, il cui impiego va rapidamente estendendosi, consente l'eliminazione economica di tutti gli inconvenienti dei tubi plurigriglia pur mantenendone i pregi fondamentali.

L'obiezione della limitata applicabilità della reazione negativa non è sostenibile e l'esperienza mostra che non esistono limiti definiti per l'entità del grado di controreazione raggiungibile; in ogni caso il limite pratico dipende essenzialmente dagli accorgimenti usati, dai circuiti scelti e dal loro dimensionamento e, nell'attuale fase di sviluppo della tecnica relativa, la competenza del progettista e l'abilità dello sperimentatore giuocano un ruolo essenziale. Non per questo la controreazione deve essere considerata come un pericoloso artificio, bensì come un potente strumento a disposizione del tecnico per il conseguimento di risultati non altrimenti ottenibili. Il rapido progresso in questo campo lascia prevedere che si giungerà alla normalizzazione di circuiti-base, caratterizzati da elevati gradi di reazione negativa, i quali, con elementari precauzioni, potranno essere utilizzati con facilità paragonabile a quella dei classici circuiti senza reazione (1).

Queste considerazioni consentono di accettare il prin-

(1) L'amplificatore di catodo (cathode follower) costituisce un esempio di circuito stabile nonostante l'elevatissimo grado di controreazione. Un altro circuito che consente, senza particolari difficoltà, reazioni negative ingenti è quello dell'amplificatore «MU» (vedi G. ZANARINI: «Elettronica», I, 1946, p. 175).

cipio della generale applicabilità della reazione negativa agli amplificatori a B.F., con la sola restrizione inerente alla necessità di scegliere opportunamente i circuiti in relazione all'entità della reazione medesima.

Ciò posto, il confronto qualitativo fra tubi di potenza di diverso tipo può vantaggiosamente essere stabilito su nuove basi. Invero il confronto, così come viene effettuato di solito limitatamente ai dati di listino, non si presta ad una immediata e corretta determinazione delle differenze tra le possibili prestazioni dei tubi dato che tutti i rispettivi parametri sono generalmente diversi e manca un riferimento comune. Questa difficoltà può essere superata immaginando di controelegionare ognuno dei tubi posti a raffronto in misura tale che un parametro, convenientemente scelto, assuma per tutti il medesimo valore; con ciò il confronto delle rimanenti grandezze mette in evidenza le differenze di prestazione fra tubi diversi.

2. Caratteristiche ideali di un tubo amplificatore di potenza a B.F.

Come si è accennato, le prerogative dei triodi, che ne giustificano la preferenza per l'impiego negli stadi finali dei complessi elettroacustici di qualità, sono essenzialmente due: il basso valore della resistenza differenziale anodica rispetto al carico esterno prescritto e l'esiguo livello delle distorsioni di non linearità, specialmente di ordine superiore. Per contro la convenienza economica dell'uso dei tubi plurigriglia deriva dalla loro elevata sensibilità di potenza, dal rendimento, generalmente superiore a quello dei triodi, e dalla capacità di erogare potenze utili notevoli con valori non eccessivi della tensione di alimentazione anodica.

L'importanza della sensibilità di potenza, intesa come numero di watt che il tubo correttamente caricato eroga quando alla griglia di comando è applicato un volt di segnale, è notevolissima agli effetti della complessità, e quindi del costo, del circuito preamplificatore e dello stadio pilota in particolare. Un tubo finale poco sensibile esige, a parità di potenza di erogazione, una più elevata tensione di comando che lo stadio pilota deve fornire senza apprezzabile distorsione; per soddisfare a questa esigenza è spesso necessario accoppiare i due stadi con un trasformatore in salita di caratteristiche eccellenti e quindi di costo elevato; per ottenere con l'impiego di un triodo la medesima sensibilità complessiva di un amplificatore con un tubo finale plurigriglia è necessario aumentare l'entità della preamplificazione il che comporta, talvolta, l'aggiunta di uno stadio.

Il rendimento di conversione, inteso come rapporto fra la potenza massima che il tubo può erogare e la potenza complessiva assorbita dall'anodo e dalle eventuali griglie ausiliarie nelle condizioni di funzionamento corrispondenti a detta erogazione, influisce ovviamente sul costo di un amplificatore in quanto, a parità di potenza di erogazione, l'alimentatore anodico deve essere in grado di fornire una potenza, in corrente pregiata (raddrizzata e livellata) tanto maggiore quanto minore è l'efficienza dei tubi finali (il cui assorbimento rappresenta generalmente la parte preponderante di quello totale dell'amplificatore).

La tensione di alimentazione anodica, necessaria per ottenere una data potenza utile massima costituisce un

ultimo importante fattore del costo di un amplificatore. Eccezion fatta per casi speciali (piccoli radiorecettori senza trasformatore, apparecchiature alimentate con batterie anodiche, ecc.), tensioni anodiche inferiori a 250 volt non portano vantaggi sostanziali; anzi in molti casi a parità di potenza possono determinare un'aumento di costo. Tensioni anodiche elevate, superiori a 450-500 volt, sono parimenti antieconomiche, per l'elevato costo dei condensatori di livellamento ad alta tensione e per le onerose precauzioni d'isolamento cui diviene necessario ricorrere per mantenere la sicurezza di esercizio; per tensioni superiori al limite accennato è necessario ricorrere a tubi raddrizzatori monoplacca di uso meno comune e perciò di maggior costo. Ulteriori difficoltà costruttive si oppongono, infine, ad una realizzazione economica del trasformatore di uscita che deve presentare un forte isolamento ed una elevata reattanza primaria (il carico esterno ottimo di un tubo, a parità di dissipazione anodica, aumenta all'incirca col quadrato della tensione anodica).

In base alle precedenti considerazioni si può affermare che un tubo di potenza è tanto più indicato per l'impiego in stadi finali a B.F. quanto più le sue caratteristiche soddisfano alle seguenti condizioni:

1. elevato valore del rapporto fra il carico ottimo prescritto e la resistenza differenziale anodica;
2. basso livello di distorsione di non linearità, specialmente di ordine superiore;
3. elevata sensibilità di potenza;
4. elevato rendimento;
5. elevata potenza di erogazione con tensione anodica non superiore a 400 — 450 volt e, nei casi usuali, non inferiore a 250 volt.

I tubi plurigriglia esaminati semplicemente in base ai dati di listino superano, in media, i triodi nei punti 3, 4 e 5, ma sono ad essi inferiori nei punti 1 e 2. Se però si applica a un tubo plurigriglia una reazione negativa a comando di tensione di entità sufficiente, alcuni termini di confronto subiscono profonde modificazioni. Infatti la reazione negativa non altera il valore del carico esterno, la potenza di erogazione massima, il rendimento e la tensione anodica di funzionamento, ma riduce la resistenza interna, la distorsione di non linearità e la sensibilità di potenza del tubo.

Partendo dal presupposto della generale applicabilità della reazione negativa, il confronto fra un triodo e un tubo plurigriglia può essere effettuato direttamente in base ai dati di listino per i punti 4 e 5 e indirettamente, paragonando le caratteristiche che i due tubi assumono quando sono singolarmente controelegionati a misura tale che una di esse risulti identica per ambedue, per i punti 1, 2 e 3.

3. Resistenza interna di un tubo controelegionato.

Nella trattazione che segue ci riferiamo allo schema di principio di figura 1^a che rappresenta uno stadio amplificatore in classe «A» con uscita caricata resistivamente e con reazione negativa di tensione; in esso si presuppone che T sia un trasformatore ideale e che le capacità parassite del circuito siano trascurabili. Useremo inoltre le

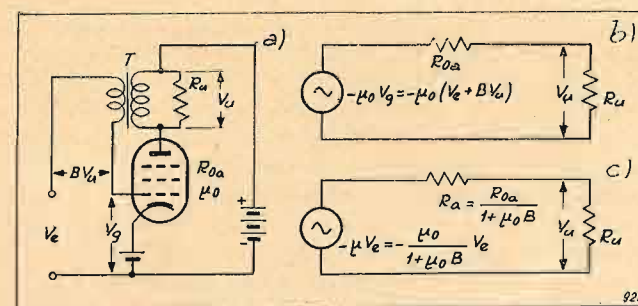


FIG. 1. - a) Schema di principio di uno stadio amplificatore con reazione negativa a comando di tensione: un'aliquota BV_u della tensione di uscita V_u , viene riportata in serie alla tensione di entrata V_c . I parametri intrinseci (dati di listino) del tubo: resistenza interna (differenziale) e coefficiente di amplificazione, sono indicati rispettivamente con R_{0a} e μ_0 . b) Circuito differenziale equivalente dello schema di fig. 1 a): il tubo conserva le caratteristiche intrinseche R_{0a} e μ_0 , ma deve considerarsi comandato dalla tensione $V_c + BV_u$ anziché dalla sola V_c . c) Altro circuito differenziale equivalente dello schema di fig. 1 a): in questo circuito la tensione di comando del tubo è la V_c (come se non esistesse reazione negativa), ma le caratteristiche del tubo appaiono modificate ed in luogo dei valori intrinseci μ_0 , R_{0a} è necessario considerare i valori effettivi $\mu = \mu_0 / (1 + \mu_0 B)$ ed $R_a = R_{0a} / (1 + \mu_0 B)$.

seguenti notazioni:

- μ_0 = coefficiente di amplificazione intrinseco del tubo (indicato nel listino).
- μ = coefficiente di amplificazione effettivo del tubo, che si ottiene nelle condizioni di funzionamento considerate;
- R_{0a} = resistenza differenziale anodica (o interna) intrinseca del tubo.
- R_a = resistenza differenziale anodica effettiva del tubo.
- $S = \mu_0 / R_{0a}$ = pendenza del tubo.
- R_u = valore ohmico del carico esterno ottimo prescritto.
- $K_0 = R_u / R_{0a}$ = coefficiente di adattamento intrinseco del carico esterno alla resistenza interna del tubo.
- $K = R_u / R_a$ = coefficiente di adattamento effettivo.
- V_c = tensione alternativa applicata all'entrata dello stadio.
- V_u = tensione alternativa di uscita misurata ai terminali del carico.
- BV_u = frazione della tensione di uscita applicata alla griglia del tubo in serie alla tensione di entrata (tensione di controelegione).
- $A = V_u / V_c$ = amplificazione effettiva dello stadio.
- $A_0 =$ amplificazione dello stadio per $B = 0$.
- $F = A_0 / A$ = fattore di reazione negativa = diminuzione dell'amplificazione conseguente all'applicazione della reazione negativa.
- D_0 = distorsione di non linearità intrinseca del tubo (per $B = 0$).
- D = distorsione di non linearità effettiva (per $B \neq 0$).
- P_s = sensibilità di potenza effettiva.

In figura 1b è rappresentato il circuito differenziale equivalente allo stadio di figura 1a. Con un semplice procedimento analitico si giunge alla nota relazione:

$$[1] \quad A = -\mu_0 \frac{R_u}{R_{0a} + R_u(1 + \mu_0 \beta)} = -\frac{\mu_0}{1 + \mu_0 \beta} \frac{R_u}{R_{0a} / (1 + \mu_0 \beta) + R_u} = -\mu \frac{R_u}{R_a + R_u}$$

Quest'ultima espressione, che assumiamo come punto di partenza, può essere interpretata dal circuito differenziale di figura 1c che differisce da quello usuale, relativo a stadi non controelegionati, per la sostituzione dei valori intrinseci μ_0 ed R_{0a} del coefficiente di amplificazione e della resistenza interna del tubo, con i valori effettivi $\mu = \mu_0 / (1 + \mu_0 B)$ e $R_a = R_{0a} / (1 + \mu_0 B)$ rispettivamente.

La [1] si può scrivere: $A = -R_u \frac{\mu / R_a}{1 + R_u / R_a}$, ossia, essendo $\mu / R_a = \mu_0 / R_{0a} = S$ e $R_u / R_a = K$:

$$[2] \quad A = -\frac{SR_u}{1 + K}$$

Per $B = 0$ (controelegione nulla) è:

$$A_0 = -\frac{SR_u}{1 + R_u / R_{0a}} = -\frac{SR_u}{1 + K_0}$$

Perciò:

$$[3] \quad F = \frac{A_0}{A} = \frac{1 + K}{1 + K_0}$$

relazione notevole che lega il fattore di controelegione F con i coefficienti di adattamento effettivo ($K = R_u / R_a$) ed intrinseco ($K_0 = R_u / R_{0a}$).

Estrinsecando K e dividendo per K_0 si ottiene:

$$[4] \quad \frac{K}{K_0} = \frac{R_{0a}}{R_a} = F + \frac{F - 1}{K_0}$$

ossia con l'aumentare del fattore di controelegione F il coefficiente di adattamento aumenta più rapidamente di quanto non diminuisca l'amplificazione. Il prodotto fra l'aumento e la diminuzione suddetti rappresenta una valutazione quantitativa dell'efficienza della reazione negativa:

$$[5] \quad \frac{K}{K_0} \cdot \frac{1}{F} = \frac{R_{0a}}{R_a} \cdot \frac{A}{A_0} = 1 + \frac{1}{K_0} \left(1 - \frac{1}{F}\right)$$

A parità di fattore di controelegione F , tale efficacia è dunque tanto maggiore quanto minore è il coefficiente di adattamento intrinseco $K_0 = R_u / R_{0a}$. I pentodi e i tetrodi a fascio, caratterizzati da un K_0 dell'ordine di 0,1 ÷ 0,2, vengono beneficiati dalla reazione negativa in misura alquanto superiore ai triodi, per i quali K_0 è generalmente compreso fra 2 e 4. Ci si può rendere conto di ciò osservando che con l'applicazione di una reazione negativa di fattore F , viene a ridursi di F volte la resistenza risultante dal parallelo del carico R_u con la resistenza interna intrinseca R_{0a} del tubo⁽²⁾. È evidente che rimanendo invariato il carico R_u , la riduzione che dovrà subire R_{0a} sarà tanto maggiore quanto più piccolo è il rapporto $R_u / R_{0a} = K_0$.

La [4] e la [5] sono interpretate rispettivamente dai diagrammi riportati nelle figure 2 e 3 in cui è stato assunto

(2) Infatti:

$$\left[\frac{R_u R_{0a}}{R_u + R_{0a}} \right] : \left[\frac{R_u R_a}{R_u + R_a} \right] = \frac{R_{0a} (R_u + R_a)}{R_a (R_u + R_{0a})} = \frac{1 + R_u / R_a}{1 + R_u / R_{0a}} = \frac{1 + K}{1 + K_0} = F$$

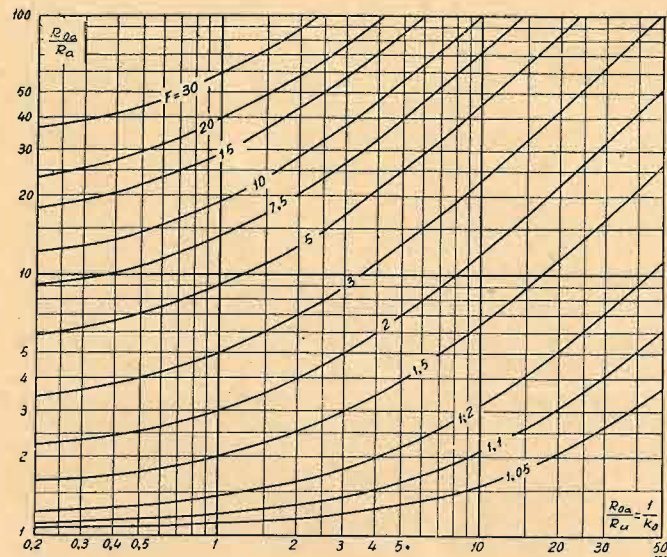


Fig. 2. - Andamento del rapporto R_{0a} / R_a di un tubo controeazionato di tensione, in funzione del fattore di controeazione $F = A_0 / A$ (assunto come parametro delle curve) e dal rapporto $1 / K_0 = R_{0a} / R_u$.

come parametro per ciascuna curva il fattore di controeazione F ; da essi appare immediatamente il rilevante vantaggio che, nei confronti della resistenza interna, deriva dall'applicazione della reazione negativa di tensione ai tubi plurigriglia per i quali R_{0a} / R_u è dell'ordine di 10.

Un esempio numerico può meglio chiarire questo fatto. Per il pentodo americano tipo « 6F6 » si ha $R_{0a} = 78000 \Omega$; $R_u = 7000 \Omega$ (dati di listino); quindi: $K_0 = 0,0897$. Si supponga di applicare al tubo una controeazione di tensione tale che l'amplificazione effettiva diminuisca di quattro volte ($F = 4$) e, applicando la [4]:

$$\frac{R_{0a}}{R_a} = 4 + \frac{4-1}{0,0897} = 37,4$$

ossia la resistenza interna del tubo subisce una riduzione di ben 37,4 volte. Il coefficiente di adattamento del carico, che inizialmente era $K_0 = 0,0898$, diviene: $K = 0,0890 \cdot 37,4 = 3,36$, superiore a quello di ottimi

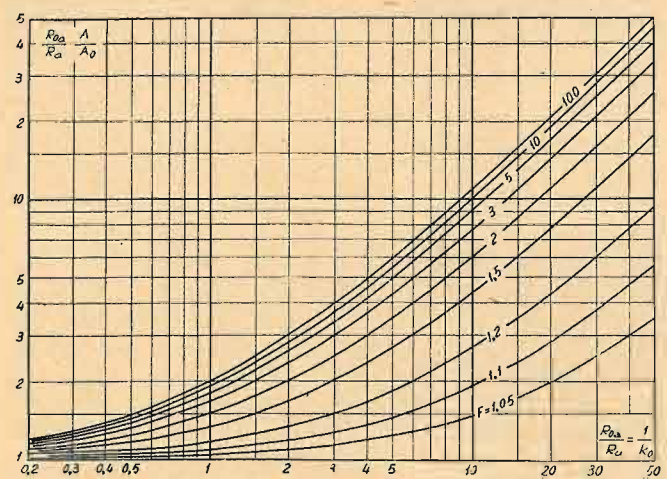


Fig. 3. - Diagramma dimostrativo dell'efficacia della reazione negativa nel ridurre la resistenza interna di un tubo amplificatore. Le curve, in cui si è scelto come parametro il fattore di controeazione F (ossia la diminuzione di amplificazione), mostrano che tale efficacia è massima per i tubi in cui R_{0a} / R_u è elevato (tubi plurigriglia).

triodi (per il triodo 2A3 è $R_{0a} = 800 \Omega$, $R_u = 2500 \Omega$, ossia $K_0 = 2500/800 = 3,13$, valore inferiore al precedente (3)).

Tenendo conto della sensibilità di potenza intrinseca alquanto più elevata dei tubi plurigriglia e del fatto che la controeazione riduce la distorsione di non linearità, s'intravede la possibilità non solo di eliminarne le inferiorità nei confronti dei triodi, ma perfino di renderli ad essi superiori.

4. Concetto di sensibilità di potenza relativa al coefficiente di adattamento del carico.

Assumendo per V_e il valore unitario, la [2] identifica la tensione di uscita V_u misurata ai terminali del carico esterno R_u :

$$V_u (V_e = 1) = -S \frac{R_u}{1+K}$$

La potenza erogata dal tubo in tale condizione vale:

$$P_s = \frac{V_u^2}{R_u} = \frac{S^2 R_u}{(1+K)^2}$$

Avendo posto $V_e = 1$, P_s misura la sensibilità di potenza del tubo in Watt / (volt)² in condizioni di funzionamento caratterizzate da un fattore di reazione negativa $F = (K+1)/(K_0+1)$. Si supponga di prefissare un coefficiente di adattamento formale K' comune a tutti i tubi indipendentemente dalle loro caratteristiche. Ciò diviene possibile se si immagina di applicare ad un generico tubo « X » caratterizzato da un coefficiente di adattamento intrinseco K_{0x} una reazione negativa di entità:

$$F_x = \frac{K'+1}{K_{0x}+1}$$

In tal caso il denominatore del secondo membro della [6] diviene una costante indipendente dalle caratteristiche intrinseche del tubo ed il numeratore $S_x^2 R_u$ risulta proporzionale alla sensibilità di potenza che il tubo presenta nella condizione di adattamento formale K' . Per procedere al confronto di due tubi di tipo qualunque diverso le cui pendenze siano rispettivamente S_1 ed S_2 ed i carichi esterni prescritti R_{u1} ed R_{u2} , è sufficiente eseguire il rapporto:

$$\frac{P_{S1}}{P_{S2}} = \frac{S_1^2 R_{u1}}{S_2^2 R_{u2}}$$

Conseguentemente si propone di denominare la quantità $S^2 R_u$ con « sensibilità di potenza relativa » del tubo considerato.

(3) Se si applicasse al triodo 2A3 il medesimo grado di controeazione ($F=4$) la diminuzione relativa di resistenza interna risulterebbe molto minore; infatti:

$$\frac{R_{0a}}{R_a} = 4 + \frac{4-1}{3,13} = 4,96$$

5. Distorsione di non linearità relativa al coefficiente di adattamento del carico.

Un ragionamento analogo al precedente può essere effettuato nei confronti della distorsione di non linearità. È ben noto che con l'applicazione di una reazione negativa di tensione di entità F , la distorsione di non linearità di un tubo si riduce di F volte (4). Si ha perciò $D = D_0 / F$.

Nella condizione di adattamento formale K' risulta $F_x = (K'+1)/(K_{0x}+1)$ e quindi:

$$D_x = D_{0x} \frac{K_{0x}+1}{K'+1}$$

La (9) consente di paragonare agevolmente le distor-

(4) Questa legge è approssimativa e anche nel caso più favorevole in cui nel circuito non si verificano sfasamenti, non trova esatto riscontro nella realtà. Si constata che la riduzione della distorsione di non linearità è sempre minore di F specialmente in condizioni di funzionamento del tubo prossimo alla massima potenza di erogazione; il divario, che è tanto maggiore quanto più elevata è la distorsione in assenza di reazione negativa, è da imputarsi al fatto che la regola viene dedotta partendo dall'ipotesi semplificativa dell'indipendenza dell'amplificazione del tubo dall'ampiezza istantanea del segnale di comando ad esso applicato: questa ipotesi presuppone un andamento lineare delle caratteristiche del tubo in evidente contrasto con l'esistenza di distorsione. La regola fornisce indicazioni che possono ritenersi esatte in condizioni di funzionamento del tubo lontane dalla saturazione; in prossimità di questa gli scostamenti sono sensibili e divengono enormi in regime saturato.

TAB. I. - Confronto fra tubi in funzionamento singolo (non in controfase).

CATEGORIA	TIPO	TERMINI DI CONFRONTO					DATI DI LISTINO caratter. intrinseche				
		Sensib. di pot. relativa $S^2 R_u$ (mA/V)	Distors. relativa $D_0 \left(\frac{R_u}{R_{0a}+1} \right)$ (%)	Rendim. di conver. (%)	Potenza utile max P_u (W)	Tens. anodica V_{oa} (V)	R_{0a} (kΩ)	R_u (kΩ)	S (mA/V)	D_0 (%)	
TRIODI	EUROPEI	EL3 (1)	296	16,68	0,22	1,1	250	3	7	6,5	5
	AMERIC.	2A3	69	20,6	0,243	3,5	250	0,8	2,5	5,25	5
		10	26,1	15,2	0,209	1,6	425	5	10,2	1,6	5
		45	19,4	18,55	0,202	2	275	1,7	4,6	2,05	5
		50	19,3	17,1	0,185	4,6	450	1,8	4,35	2,1	5
		182B/482B	18	14	0,27	1,35	250	2,5	4,5	2	5
183/483	10,1	16,25	0,36	1,8	250	2	4,5	1,5	5		
PENTODI EUROPEI	EL3	566	11,4	0,45	4,5	250	50	7	9	10	
	EL6	738	11,75	0,41	8,2	250	20	3,5	14,5	10	
	4699	845	11,785	0,45	9	300	28	5	13	10	
F443/N	53,5	11,75	0,457	12	300	20	3,5	3,9	10		
PENTODI AMERIC.	6A4	38,8	10,68	0,3	1,4	180	45,5	8	2,2	9	
	6F6	46,6	9,83	0,295	4,5	285	78	7	2,55	9	
	6F6	43,8	9,15	0,278	3,1	250	80	7	2,5	8,5	
	6G6	53	10,57	0,35	1,1	180	175	10	2,3	10	
	6K6-GT	40,3	12,25	0,316	3,4	250	68	7,6	2,3	11	
25B6-G	62,5	17,1	0,445	7,1	200	18	2,5	5	15		
TETRODI A FASCIO (AMERIC.)	6L6	90	11,1	0,301	6,5	250	22,5	2,5	6	10	
	6L6	114	16,9	0,436	10,8	350	33	4,2	5,2	15	
	6V6	84	6,57	0,318	4,25	250	52	5	4,1	6	
	6Y6-G	131	11,42	0,4	6	200	18,3	2,6	7,1	10	
	25L6-GT	135	12	0,328	2,2	110	10	2	8,2	10	
35L6-GT	84	7,7	0,286	1,5	110	13,8	2,5	5,8	6,5		
(AMERIC.)	tubo (2) sperimentale	226	4,87	0,188	2,4	250	3,33	7,5	5,5	1,5	

(1) Pentodo europeo utilizzato come triodo (griglia-schermo connessa all'anodo).

(2) Tetrodo la cui prima griglia è resa positiva rispetto al catodo in modo da originare una carica spaziale e quindi un catodo virtuale attorno ad essa; la 2ª griglia funge da elettrodo di comando.

— Tensione anodica necessaria per ottenere detta potenza massima.

S , R_u , R_{oa} e D_0 sono i dati di listino.

TAB. 2. - Confronto fra tubi funzionanti in controfase senza corrente di griglia.

CATEGORIA	TIPO	TERMINI DI CONFRONTO					CLASSE DI FUNZIONAMENTO
		Sensib. di pot. relativa $S^2 R_u$ (mA/V)	Distors. relativa $D_0 \left(\frac{R_u}{R_{oa}} + 1 \right)$ (%)	Rendim. di convers. (%)	Potenza utile max. P_u (W)	Tensione anodica V_{oa} (V)	
TRIODI EUROPEI	4683	170	9,6	0,485	15,6	350	AB ₁
	4641	157	17,75	0,517	29	1000	AB ₁
	4641	80	10,15	0,552	68	1500	AB ₁
Triodo americ.	2A3	44	5,9	0,4	15	300	A ₁
PENTODI EUROPEI	EL3	400	3,41	0,495	8,2	250	A
	EL6	525	2,4	0,471	14,5	250	A
	4699	424	2,72	0,517	25,5	300	A ₁
	4654	175	4,67	0,514	25	400	A ₁
	4654	175	5,85	0,602	69	600	AB ₁
	EL50	255	7,66	0,656	84	800	AB ₁
	EL51	294	4,22	0,493	133	750	AB ₁
F443/N	30	3,19	0,474	24	300	A	
TETRODI A FASCIO (AMERIC)	6V6	67	4,3	0,418	13	300	A ₁
	6L6	81	2,21	0,422	18,5	270	A ₁
	6L6	113	4,63	0,6	24,5	360	A ₁

Nella tabella 1 sono riuniti tali dati per i principali tubi di potenza europei ed americani funzionanti singolarmente in classe A. Nella tabella 2 sono invece riportati i dati relativi ad alcuni tubi funzionanti in controfase in classe A ed A'.

Dall'esame delle tabelle si rileva:

1. I tubi plurigriglia sono, in media, superiori ai triodi sotto tutti i punti di vista considerati. Essi presentano un maggiore rendimento e sono in grado di erogare a parità di tensione anodica, potenze più elevate. A parità di condizione di adattamento del carico offrono una maggiore sensibilità di potenza ed una minore distorsione di non linearità.
2. I tetrodi a fascio di tipo americano sono superiori ai pentodi di tipo americano, specialmente nei confronti della sensibilità di potenza relativa.
3. I pentodi ad alta pendenza di tipo europeo si rivelano superiori, e in misura notevole, a tutti gli altri tubi esaminati.
4. I triodi europei superano i triodi, ed anche qualche pentodo, di tipo americano.

L'importanza pratica di questi fatti può essere posta in evidenza con un esempio. Si supponga di dovere procedere alla scelta dei tubi finali per un amplificatore a B.F. ad alta fedeltà cui si richieda una potenza nominale di erogazione di 15 watt. Le esigenze di qualità richiedono un elevato coefficiente di adattamento del carico ($K = R_u / R_a$) ed un esiguo livello di distorsione; le esigenze economiche impongono invece un'alta sensibilità di potenza, un elevato rendimento ed una tensione anodica non eccessiva. Una prima cernita può essere effettuata

prendendo in considerazione i triodi ed i tubi plurigriglia che, montati in controfase, sono atti a fornire la potenza richiesta con tensione di alimentazione anodica inferiore a 400 volt. Tra i tubi idonei i migliori risultano: il triodo europeo « 4683 », il triodo americano « 2A3 », il pentodo europeo « EL6 » ed il tetrodo a fascio americano « 6L6 » le cui caratteristiche intrinseche sono riunite nella tabella 3.

TAB. 3. - Tubi funzionanti in controfase.

TIPO	P_u (W)	D_0 (%)	R_u (kΩ)	$K_0 = R_u / R_{oa}$	Rendim. (%)	V_{oa} (V)	V_c (V) eff.
« 4683 »	15,6	2,3	8	4,7	0,485	350	102
« 2A3 »	15	2,5	3	1,365	0,4	300	87,6
« EL6 »	16	1,7	5	0,1	0,497	265	16,4
« 6L6 »	18,5	2	5	0,106	0,422	270	28,3

Se l'amplificatore deve azionare degli altoparlanti, è necessario adottare un cospicuo valore del coefficiente di adattamento del carico: si supponga di assumere un valore pari a quello intrinseco relativo ad una coppia di triodi « 4683 » ($R_u / R_a = 4,7$), più che soddisfacente per qualsiasi esigenza.

Per i tubi rimanenti si dovrà ricorrere all'applicazione di una controreazione di tensione il cui fattore F è calcolabile con la [3]. La distorsione effettiva si ridurrà in prima approssimazione a $1/F$ di quella intrinseca, mentre la tensione d'ingresso dovrà essere aumentata di F volte. I nuovi dati relativi ai tubi controreazionati sono riuniti nella tabella 4 e mostrano la convenienza d'impiego di una coppia di pentodi tipo « EL6 » sia per l'ampiezza del segnale d'ingresso e per la distorsione effettiva che risultano le minime, sia infine, per il rendimento che è massimo. È interessante rilevare l'enorme valore che assumerebbe il segnale d'ingresso necessario per ottenere la piena potenza impiegando una coppia di triodi 2A3. Con l'impiego di una coppia di « 6L6 » si otterrebbe un livello di distorsione analogo a quello relativo ai pentodi « EL6 » ed una potenza di erogazione leggermente superiore, ma occorrerebbe un segnale d'ingresso notevolmente maggiore. Se si confrontano i dati della tabella 2 relativi ai due tubi appare evidente l'importanza della sensibilità di potenza relativa che ammonta a 525 per il tubo « EL6 » e a 81 per il tubo « 6L6 ».

TABELLA 4.

TIPO	P_u (W)	$D = D_0 / F$ (%)	$K = R_u / R_a$	V_c (V) eff.	Rendim. (%)	Fattore di reaz. negativa F	R_u (kΩ)
« 4683 »	15,6	2,3	4,7	102	0,485	1 (1)	8
« 2A3 »	15	1,036	4,7	211	0,4	2,41	3
« EL6 »	16	0,328	4,7	85	0,497	5,18	5
« 6L6 »	18,5	0,388	4,7	146	0,422	5,15	5

(1) Controreazione nulla.

Un altro confronto interessante, da un punto di vista critico, è quello che può effettuarsi fra un tubo sperimentale americano (l'ultimo della tabella 1) ed un pentodo europeo ad alta pendenza. Il tubo suddetto è un tetrodo la cui prima griglia è posta ad un potenziale positivo rispetto

al catodo in modo da dare luogo ad un catodo virtuale, esterno ad essa, di grande superficie. La seconda griglia costituisce l'elettrodo di comando (per maggiori particolari si veda: W. S. Brian - Experimental Audio Output Tetrode - « Electronics » Agosto 1947, p. 121). L'Autore con questo esperimento si è proposto di attuare un tubo particolarmente adatto per amplificatori ad alta fedeltà, con caratteristiche simili a quelle dei triodi, ma con minore distorsione e più elevata sensibilità di potenza; il tubo, pur avendo un rendimento minore degli usuali tubi plurigriglia, avrebbe offerto notevoli vantaggi nei confronti della distorsione e del coefficiente di adattamento del carico. Le caratteristiche ottenute nel modello sperimentale sono le seguenti:

Potenza massima utile: 2,4 W

Distorsione di non linearità: 1,5 %

Carico esterno ottimo: $R_u = 7,5 kΩ$

Resistenza interna: $R_{oa} = 3,330 kΩ$

Coefficiente di adattamento = 2,27

Rendimento di conversione = 0,188

Tensione d'ingresso per la massima erogazione = 10,6 V eff

Tensione anodica = 250 V

Il pentodo europeo tipo « EL3 » è in grado di erogare 4,5 watt di potenza utile con un assorbimento anodico complessivo di 10 watt. Una erogazione limitata a 2,4 watt è ottenibile, nelle medesime condizioni di alimentazione, applicando alla griglia un segnale di 2,5 volt efficaci; la distorsione di non linearità ammonta, in questo caso, al 3,75 %. Il coefficiente di adattamento intrinseco del carico è pari a $7/50 = 0,14$.

Si supponga di applicare al tubo « EL3 » una controreazione di tensione tale da ridurre la sensibilità di potenza ad un valore eguale a quella intrinseca relativa al tubo sperimentale precedente. Occorre, ovviamente, adottare un fattore di controreazione $F = 10,6/2,5 = 4,24$; le caratteristiche effettive del pentodo « EL3 » divengono:

Potenza di erogazione: 2,4 watt (non massima; la potenza massima rimane pari a 4,5 watt).

Distorsione di non linearità: $3,75/4,24 = 0,885 %$

Resistenza differenziale anodica: $R_a = 50/27,34 =$

$= 1,83 kΩ$ (calcolata con la (4)).

Carico esterno: $R_u = 7 kΩ$

Coefficiente di adattamento del carico: $K = 7/1,83 = 3,83$

Tensione d'ingresso per 2,4 watt di erogazione: 10,6 V eff.

Rendimento di conversione = $2,4/10 = 0,24$ (non massimo; l'efficienza massima risulta pari a $4,5/10 = 0,45$)

Tensione anodica = 250 V.

Il confronto con i dati precedenti mostra con evidenza la netta superiorità del tubo « EL3 » controreazionato in tutte le caratteristiche interessanti l'impiego come tubo finale in amplificatori a B.F. Tale superiorità appare ancora più sensibile se si considera che sostituendo il tubo sperimentale con un pentodo « EL3 » controreazionato l'assorbimento anodico scende da 12,8 a 10 watt mentre si rende disponibile una riserva di potenza utile di circa 2 watt.

7. Conclusione.

La precedente analisi pone in rilievo la possibilità di modificare utilmente le caratteristiche dei tubi plurigriglia, per mezzo della reazione negativa di tensione, in

vista specialmente delle applicazioni inerenti alla tecnica elettroacustica. Anche nei casi in cui la qualità costituisce un importante requisito appare indubbio che, per l'impiego in stadi finali, i triodi non sono affatto i tubi più convenienti; a parità di requisiti interessanti la fedeltà di riproduzione (distorsione di non linearità e coefficiente di adattamento del carico), i triodi appaiono inferiori, in media, ai tubi plurigriglia per quanto riguarda la sensibilità di potenza e il rendimento. Per ragioni di semplicità, l'analisi è stata volutamente limitata al solo stadio finale di un amplificatore, considerato a sè stante; in pratica è assai frequente il caso in cui la reazione negativa viene applicata in modo da comprendere anche uno o più stadi preamplificatori. Preseindendo dalle maggiori difficoltà che in questi casi debbono superarsi per ottenere un corretto funzionamento della controreazione, i vantaggi che da essa derivano sono ancora più sensibili sia per la minore ampiezza di segnale richiesta allo stadio pilota, sia perchè anche le distorsioni di quest'ultimo vengono ad essere attenuate insieme a quelle dello stadio finale. I tubi plurigriglia e tra essi specialmente i pentodi ad alta pendenza, consentono, per la loro elevata sensibilità di potenza, l'applicazione di reazioni negative sufficienti per raggiungere, con mezzi relativamente semplici ed economici, caratteristiche di fedeltà rispondenti alle più severe esigenze.

CORBETTA SERGIO



Via Filippino Lippi, 36
MILANO

Telefono N. 26-86-68

La Ditta CORBETTA SERGIO - Milano, via Filippino Lippi 36; tel. 26-86-68, ha il piacere di annunciare alla sua affezionata clientela, la nuova serie di gruppi:

« ALTA QUALITÀ »

C.S. 21 O.C. da 16 a 52 m. O.M. » 200 a 600 m. (di piccole dimens.)	C.S. 41 O.C. da 13 a 27 m. O.C. » 27 a 56 m. O.C. » 55 a 170 m. O.M. » 200 a 600 m.
C.S. 31 O.C. da 13 a 27 m. O.C. » 27 a 56 m. O.M. » 200 a 600 m.	C.S. 42 O.C. da 12,5 a 21 m. O.C. » 21 a 34 m. O.C. » 34 a 54 m. O.M. » 200 a 600 m.
C.S. 32 O.C. da 12,5 a 40 m. O.C. » 40 a 130 m. O.M. » 200 a 600 m.	C.S. 43 O.C. da 13 a 27 m. O.C. » 27 a 56 m. O.M. » 195 a 350 m. O.M. » 335 a 590 m.

L'uso di materiale ceramico e fenolico, compensatori ad aria, nuclei ferromagnetici, l'impregnatura delle bobine con colle speciali A.F.; un accurato controllo durante le varie fasi di lavorazione, ed un severo collaudo finale, assicurano alla serie « ALTA QUALITÀ », eccezionali caratteristiche di stabilità e rendimento.

LA TECNICA PHILIPS NEL MONDO

PHILIPS



Nei laboratori della PHILIPS, scienziati, ingegneri e maestranze continuano le indagini e gli studi per apportare il più vasto contributo ai progressi industriali e domestici. Studi ed esperienze hanno così portato la tecnica PHILIPS ad un alto grado di perfezionamento in ogni campo, così da assicurare prodotti di qualità indiscussa e pregiata.

ELETRONICA - LAMPADE - APPARECCHI RICEVENTI - VALVOLE RADIO - APPARECCHIATURE DI MISURA - APPARECCHI E TUBI A RAGGI X - GENERATORI R. F. - TRASMITTENTI - SALDATRICI - RADIATORI DI ESSICCAZIONE A RAGGI INFRAROSSI - LAMPADE A SCARICA IN GAS A VAPORI DI SODIO, DI MERCURIO E TUBOLARI FLUORESCENTI - AMPLIFICATORI - RADDRIZZATORI DI CORRENTE APPARECCHI ELETTRONICI INDUSTRIALI - FILTRI MAGNETICI.

IL TRASFORMATORE INTERVALVOLARE (*)

allievo ing., per. ind. GIOVANNI TAMBURELLI
TORINO

SOMMARIO. Si studia il trasformatore intervalvolare per mezzo di semplici circuiti equivalenti che permettono l'interpretazione del suo funzionamento, il tracciamento teorico delle curve di frequenza e l'esame dell'effetto e del proporzionamento delle varie grandezze. La verifica sperimentale conferma i risultati teorici ottenuti.

1. Considerazioni generali.

Nel trasformatore intervalvolare le capacità distribuite hanno una notevole influenza, e dovendone tener conto esse rendono generalmente complessa la trattazione analitica. Si è qui ovviato a questo inconveniente considerando nei vari campi di frequenza, solo quelle grandezze la cui importanza appare predominante nel funzionamento del trasformatore.

Nel trasformatore vi sono capacità distribuite tra le spire primarie, tra le spire secondarie e tra gli avvolgimenti primario e secondario; inoltre la capacità d'ingresso del tubo successivo al trasformatore è derivata sul secondario e la capacità d'uscita del tubo precedente è derivata sul primario; infine alle precedenti si sommano le capacità dei vari conduttori di connessione. Si è tenuto conto dell'effetto di tutte queste capacità sostituendovi due condensatori, di cui uno in parallelo col primario e l'altro disposto tra i morsetti del secondario. Questa semplificazione non tiene direttamente conto della capacità distribuita tra i due avvolgimenti, tuttavia le verifiche sperimentali che seguono dimostrano come ciò non comporti una notevole inesattezza.

Le induttanze primaria e secondaria sono considerate costanti al variare della frequenza secondo l'uso comune; questa semplificazione può dar luogo ad una scarsa approssimazione alle basse frequenze dove ha importanza l'induttanza dovuta al ferro ed è notevole la variazione di quest'ultima al variare della frequenza.

Le altre semplificazioni adottate appaiono dalla seguente indicazione dei simboli impiegati (v. fig. 1):

$n = N_2/N_1$: rapporto di trasformazione.

R_a : resistenza differenziale anodica.

R_p : resistenza dell'avvolgimento primario.

$R_1 = R_a + R_p$.

R_2 : resistenza dell'avvolgimento secondario.

$R_2' = R_2/n^2$.

$R = R_1 + R_2/n^2$.

L_1 : induttanza complessiva del primario.

L_2 : induttanza complessiva del secondario.

L_p : induttanza primaria dovuta ai flussi dispersi.

L_s : induttanza secondaria dovuta ai flussi dispersi.

$L_s' = L_s/n^2$.

$L = L_p + L_s/n^2$.

C_1 : capacità primaria.

C_2 : capacità secondaria.

$C_2' = n^2 C_2$.

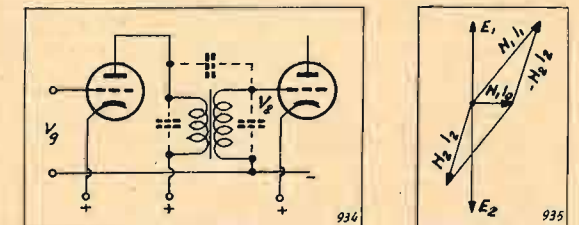


FIG. 1. - Circuito d'impiego del trasformatore intervalvolare.
FIG. 2. - Diagramma vettoriale del trasformatore considerato come costituito dalle sole induttanze dovute al ferro senza perdite.

$$C = C_1 + C_2'$$

μ : coefficiente di amplificazione del tubo.

V_g : ampiezza della tensione alternativa di griglia.

V_1 : tensione primaria ai capi del trasformatore.

V_2 : tensione secondaria e di uscita.

I_1 : corrente primaria.

I_2 : corrente secondaria.

$\omega_0' = 1/\sqrt{CL_1}$: prima pulsazione di risonanza di tensione.

$\omega_0 = 1/\sqrt{C_2'L}$: seconda pulsazione di risonanza di corrente.

ω_0'' : seconda pulsazione di risonanza di tensione.

Si considera inizialmente il trasformatore come costituito dalle sole induttanze dovute al ferro senza perdite, con le altre grandezze esterne ad esso, quindi R_2 e L_s si considerano parte del circuito di carico. Il diagramma vettoriale di questo trasformatore ideale è indicato in figura 2. Da esso si deduce la relazione vettoriale:

$$N_1 I_1 = N_1 I_0 - N_2 I_2$$

$$I_1 = I_0 - \frac{N_2}{N_1} I_2 = I_0 - n I_2$$

dove I_0 è la corrente assorbita a vuoto a parità di tensione primaria.

Il termine $n I_2$ di cui aumenta la corrente primaria sotto carico si può idealmente considerare dovuto alla presenza di un circuito in parallelo col primario. L'impedenza Z_2' di questo circuito in valore assoluto deve essere uguale a:

$$Z_2' = \frac{E_1}{n I_2} = \frac{E_2}{n^2 I_2} = \frac{Z_2}{n^2}$$

dove Z_2 è l'impedenza tra i morsetti del secondario del trasformatore ideale. Riguardo all'argomento della Z_2' dal diagramma si deduce che $-n I_2$ ha rispetto a E_1 la stessa fase di $n I_2$ rispetto a E_2 , e per soddisfare questa

(*) Pervenuto alla redazione il 13-XI-1947 e in seconda revisione il 6-XII-1947.

ulteriore condizione occorre che per la resistenza, l'induttanza e la capacità della Z_2' siano verificate le relazioni:

$$R_2' = R_2/n^2 \quad L_2' = L_2/n^2 \quad C_2' = C_2 n^2.$$

Sostituendo al circuito secondario il circuito equivalente così trovato si ottiene lo schema di figura 3.

La corrente nI_2 che attraversa il condensatore C_2' produce ai suoi capi la tensione:

$$V_2' = \frac{nI_2}{\omega C_2'} = \frac{nI_2}{\omega n^2 C_2} = \frac{V_2}{n}$$

quindi la tensione di uscita si ritrova divisa per n ai capi del condensatore C_2' .

2. Circuiti equivalenti semplificati.

Si studia il trasformatore separatamente alle basse e alle elevate frequenze acustiche. Ciò permette di introdurre nel circuito di figura 3 ulteriori importanti semplificazioni.

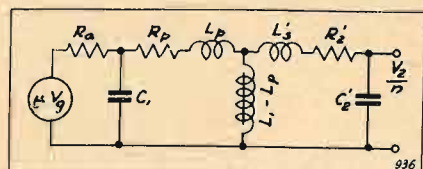


Fig. 3. - Circuito equivalente al trasformatore con gli elementi del secondario riportati al primario.

Alle basse frequenze L_p e L_s' presentano reattanze trascurabili in confronto a quelle di C_2' e $L_1 - L_p$ che si considera uguale a L_1 ; parimenti R_p e R_2' per lo scopo prefisso, hanno un'azione generalmente trascurabile rispetto a quella di R_a . Quindi lo schema può essere semplificato in quello di figura 4a, oppure in quello di figura 4b dove tutti gli elementi del circuito anodico sono disposti in parallelo.

Alle alte frequenze l'assorbimento di $L_1 - L_p$ diventa trascurabile rispetto a quello di C_1 e C_2' . Inoltre nel ramo di C_2' si manifesta un fenomeno di risonanza in serie dovuto a C_2' ed L con un aumento dell'assorbimento molto più rapido di quello di C_1 , cosicché quest'ultimo, dato anche il relativamente piccolo valore di R_a (1) si può trascurare (se R_a fosse nullo l'assorbimento di C_1 non avrebbe alcun effetto su V_2). Da queste semplificazioni consegue il circuito di figura 5.

Quindi nelle due bande estreme delle frequenze acustiche il circuito del trasformatore intervalvolare è rappresen-

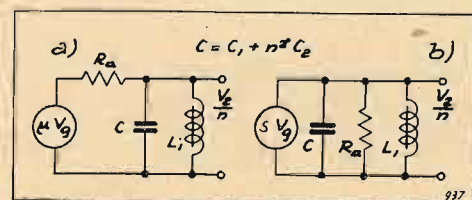


Fig. 4. - Circuito equivalente al trasformatore alle basse frequenze. a) con resistenza anodica in serie; b) con resistenza anodica in parallelo;

(1) Il tubo per i motivi che appariranno più innanzi è generalmente un triodo.

tabile con due circuiti oscillatori distinti. Il primo, indicato in figura 4b, è un circuito oscillatorio con elementi in parallelo alimentato a corrente costante. Il secondo, indicato in figura 5, è un circuito oscillatorio con elementi in serie alimentato a tensione costante.

3. Comportamento alle basse frequenze.

Per quanto soprascritto la curva di frequenza in questo campo è data dalla curva di risonanza del circuito oscillatorio di figura 4b. Appare quindi manifesta l'esistenza di una prima frequenza di risonanza (f_0') del trasformatore, il suo valore è all'incirca compreso tra 400 e 800 Hz. Avendo per fine l'uniformità dell'amplificazione occorre che la risonanza sia attenuata il più possibile. In proposito si esamina l'effetto del valore della resistenza R_a .

Al crescere di R_a cresce la selettività della curva di risonanza, non solo ma se R_a assume un valore sufficientemente elevato il circuito oscillatorio di figura 5 che interviene alle alte frequenze diventa aperiodico. In tal caso la curva di frequenza per l'intera banda acustica si può ritenere sensibilmente coincidente con la curva di risonanza del circuito oscillatorio di figura 4b.

Al diminuire di R_a e quindi di R aumenta la selettività del circuito di figura 5 e diminuisce quella del circuito di figura 4b senza però che quest'ultimo possa diventare aperiodico. Infatti mentre il circuito di figura 5 può diventare aperiodico per la tensione V_2 e non per la corrente, dualmente quello di figura 4b può diventare aperiodico per la corrente assorbita da C e non per la tensione V_2 (2).

Tuttavia scegliendo un valore di R_a sufficientemente basso è possibile rendere la presenza della prima risonanza praticamente inapparente; occorre a tal uopo che per:

$$[1] \quad \omega L_1 = a R_a > R_a$$

sia ancora:

$$[2] \quad \frac{1}{\omega C} = b \omega L_1 \gg \omega L_1$$

dove a e b sono due numeri sufficientemente elevati. Infatti (v. fig. 4a) se la disuguaglianza [1] si verifica prima che l'effetto di C si faccia sentire (ossia mentre è ancora verificata la [2]) tutta la tensione μV_g viene ad essere praticamente applicata a L_1 ed ogni ulteriore aumento di impedenza dovuto a C non è praticamente più in grado

(2) Il circuito oscillatorio con elementi in serie presenta un massimo per la corrente per qualunque valore della resistenza, perchè esiste sempre un minimo della sua impedenza quando la reattanza complessiva si annulla (cioè per $\omega L = 1/\omega C$); può invece non presentare un massimo per la tensione ai capi del condensatore, perchè, essendo quest'ultima data dal prodotto $I \cdot 1/\omega C$, per una resistenza sufficientemente elevata l'aumento di I al crescere della frequenza antecedente al suo massimo diventa così ridotto da essere reso inapparente dalla diminuzione di $1/\omega C$. Dualmente il circuito oscillatorio con elementi in parallelo presenta un massimo per la tensione per qualunque valore della resistenza, perchè si ha sempre un massimo della sua impedenza quando la reattanza complessiva diventa infinita (cioè per $\omega L = 1/\omega C$); può invece non presentare un massimo per la corrente assorbita dal condensatore, perchè, essendo quest'ultima data dal prodotto $\omega C V$, per una resistenza sufficientemente ridotta la diminuzione di V susseguente al suo massimo diventa così ridotta da essere resa inapparente dall'aumento di ωC .

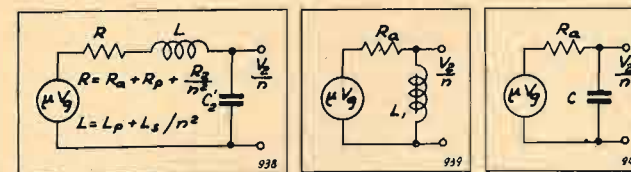


Fig. 5. - Circuito equivalente al trasformatore alle alte frequenze. Fig. 6. - Circuito equivalente al trasformatore inferiormente alla prima frequenza di risonanza se è soddisfatta la [3]. Fig. 7. - Circuito equivalente al trasformatore dopo la prima frequenza di risonanza per un breve intervallo di frequenza se è soddisfatta la [3].

di aumentare la V_2/n . Ciò fino alla prima frequenza di risonanza in cui si ha (fig. 4b):

$$V_2/n = S V_g R_a = \mu V_g.$$

Il tratto discendente della curva di risonanza è meno pendente di quello in salita quindi a maggior ragione oltre la prima frequenza di risonanza f_0' si avrà un intervallo di amplificazione uniforme.

Allora per $f < f_0'$ si può trascurare C e il circuito di figura 4a si può ridurre a quello di figura 6; per $f > f_0'$, dualmente, lo stesso circuito si può ridurre a quello di figura 7. Però secondo questo criterio l'amplificazione al crescere della frequenza dovrebbe diminuire, dapprima lentamente in modo da continuare il tratto a riproduzione sensibilmente uniforme e poi rapidamente, invece nella maggior parte dei casi la diminuzione rimane del tutto insensibile causa la presenza della seconda risonanza, e quindi il tratto a riproduzione uniforme si raccorda con la curva di risonanza del circuito di figura 5 (3).

Riassumendo, in funzionamento regolare la prima risonanza non deve apparire e ciò si ottiene scegliendo per un dato trasformatore un valore di R_a che verifichi contemporaneamente le [1] e [2], ossia come si ricava:

$$[3] \quad R_a \leq \frac{\omega_0' L_1}{a \sqrt{b}}$$

Se è verificata la [3], si può, considerato il circuito di figura 6, scrivere la nota espressione dell'attenuazione alle basse frequenze. Si ha:

$$A = \frac{V_2}{V_g} = \frac{\mu n}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_a}{\omega L_1}\right)^2}} = \frac{\mu n}{\sqrt{1 + 1/\eta^2}} \quad \text{dove} \quad \eta = \frac{\omega L_1}{R_a}$$

ed essendo in amplificazione uniforme $A = \mu n = A_0$, si ha:

$$[4] \quad \frac{A}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + 1/\eta^2}}$$

La [4] è tracciata in figura 8. Se si ammette un'attenuazione pari a 0,707 ad una data pulsazione ω_1 si deve fare: $\omega_1 L_1 = R_a$.

(3) Ossia dopo f_0' generalmente non appare un minimo relativo dell'amplificazione.

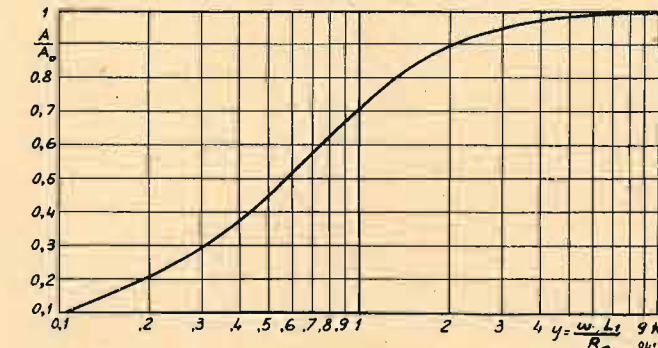


Fig. 8. - Andamento dell'attenuazione alle basse frequenze calcolato con la [4].

La [3], che decide l'applicabilità della [4], contiene l'indeterminatezza dei valori dei numeri a e b ovviamente entro certi limiti arbitrari. Sulla scorta di risultati sperimentali appare generalmente accettabile, conservando una buona approssimazione per la [4], un valore del prodotto $a \sqrt{b} = 5$ che si può far corrispondere ai valori $a = \sqrt{5}$ e $b = 5$ da sostituire nel ragionamento che ha portato alla [3]. La [3] quindi diventa:

$$[3'] \quad R_a = \frac{\omega_0' L_1}{5} = \frac{1}{5} \sqrt{\frac{L_1}{C}}$$

dove L_1 va misurata a 100 Hz.

4. Comportamento alle alte frequenze.

La curva di frequenza in questo campo è data dalla curva di risonanza della tensione V_2/n ai capi di C_2' nel circuito oscillatorio di figura 5. I valori di R_a dei tubi impiegati ad alimentare i trasformatori generalmente non rendono aperiodica tale tensione. Quindi normalmente è manifesta la seconda frequenza di risonanza (f_0'').

In riferimento al circuito considerato si può ricavare l'andamento dell'amplificazione. Si ha:

$$A = \frac{V_2}{V_g} = \frac{\mu n}{\omega C_2' \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_2'}\right)^2}} = \frac{\epsilon \mu n}{\sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + \epsilon^2 \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1\right)^2}}$$

dove $\omega_0 = 1/LC_2'$ pulsazione di risonanza della corrente, e $\epsilon = \omega_0 L/R$ coefficiente di risonanza. Essendo $A_0 = \mu n$ si ottiene:

$$\frac{A}{A_0} = \frac{\epsilon}{\sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + \epsilon^2 \left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1\right)^2}}$$

e ponendo inoltre $\frac{\omega}{\omega_0} = x$ e $\frac{1}{\epsilon} = \delta$:

$$[5] \quad \frac{A}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{x^2 \delta^2 + (x^2 - 1)^2}}$$

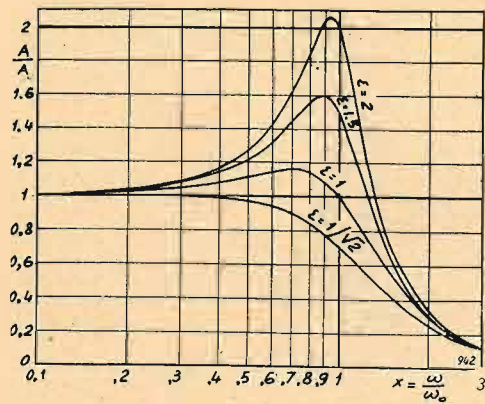


Fig. 9. - Andamento dell'attenuazione alle elevate frequenze, per diversi valori di ϵ , calcolato con la [5].

Con la [5] si sono calcolate alcune curve di risonanza per diversi valori di ϵ , esse sono rappresentate in figura 9.

Dalla [5] si ricava la pulsazione di risonanza della tensione V_2 (4):

$$[6] \quad \omega_0'' = \omega_0 \sqrt{1 - 1/(2\epsilon^2)}$$

per la quale si ha:

$$[7] \quad \frac{A_{max}}{A_0} = \frac{\epsilon}{\sqrt{1 - 1/(4\epsilon^2)}}$$

Generalmente il termine $1/(2\epsilon^2)$ è trascurabile rispetto a 1 nei circuiti oscillatori comuni, ma così non è in questo caso perchè ϵ ha un valore molto basso quasi sempre minore di 2.

Dalla [6] si deduce che ω_0'' diminuisce al diminuire di ϵ fino ad assumere il valore zero per:

$$[8] \quad \epsilon_{cr} = 1/\sqrt{2};$$

questo è il valore del coefficiente di risonanza critico, per il quale e al disotto del quale il circuito diventa aperiodico (5).

Non si può però avere $\omega_0'' = 0$, perchè appena ω_0'' assume un valore compreso nel campo di frequenze in cui vale il circuito di figura 4 essa non può più manifestarsi.

(4) Si tratta di trovare il massimo della [5] ossia il minimo del radicando; derivando rispetto a x si ha:

$$2x\delta^2 + 4x(x^2 - 1) = 0$$

questa equazione ha due soluzioni $x=0$ e $x = \sqrt{1 - \frac{\delta^2}{2}} = \sqrt{1 - \frac{1}{2\epsilon^2}}$, la prima è il minimo relativo che si ha all'origine della curva di risonanza e la seconda è il massimo cercato.

(5) Per $\epsilon = \epsilon_{cr}$ la [5] diventa:

$$\frac{A}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^4/\omega_0^4}} = \frac{1}{\sqrt{1 + x^4}}$$

che è una funzione decrescente a partire da $\omega = 0$ in cui si ha $A/A_0 = 1$; inoltre per $\omega = \omega_0$ si ha:

$$\frac{A}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Siccome però generalmente ciò avviene per $\omega''/\omega_0 = \sqrt{1 - 1/(2\epsilon^2)} \leq 1/5 \div 1/10$ la [8] dedotta ponendo $\omega_0'' = 0$ si può ritenere la condizione approssimata da realizzare per eliminare la seconda frequenza di risonanza.

La seconda frequenza di risonanza è causa di disuniformità di amplificazione, tuttavia essa viene eliminata aumentando R_a in modo da avere $\epsilon \leq \epsilon_{cr}$ si esalta generalmente troppo la prima frequenza di risonanza. La R_a deve essere quindi preferibilmente determinata solo in base alle esigenze alle basse frequenze.

Invece agendo sulla R_2 è possibile eliminare la seconda risonanza senza esaltare la prima, basta dare a R_2 un valore tale per cui sia:

$$[9] \quad \epsilon = \omega_0 L/R \leq 1/\sqrt{2}.$$

Però, come appare dalla figura 9, si ottiene una migliore uniformità non facendo scomparire del tutto la f_0'' bensì lasciando che si pronunci lievemente. All'uopo si può p. es. scegliere la curva per $\epsilon = 1$; allora il valore da assegnare a R_2 risulta (6):

$$R_2 = n^2 (\omega_0 L - R_1) = n^2 (\sqrt{L/C_2'} - R_1).$$

Questo metodo è impiegato p. es. in un trasformatore intervalvolare Philips, esso ha l'avvolgimento secondario costituito con filo di elevata resistività; la resistenza di

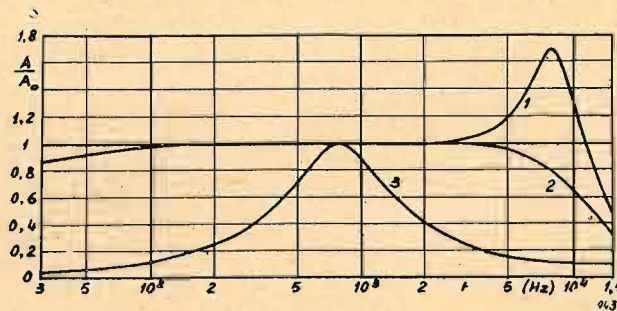


Fig. 10. - Curve di frequenza nelle varie condizioni: 1, curva regolare con R_a piuttosto piccolo; 2, curva con lo stesso valore di R_a , ma con R_2 tale da far scomparire la f_0'' ; 3, curva con R_a troppo elevata.

tale avvolgimento è di 55 KΩ e il rapporto di trasformazione è pari a 3. Nella figura 10 sono riportati esempi di curve di frequenza nelle varie condizioni.

5. Risultati conclusivi della teoria.

Il circuito del trasformatore intervalvolare può essere rappresentato da due circuiti oscillatori distinti: uno con elementi in parallelo alimentato a corrente costante, valevole alle basse frequenze; l'altro con elementi in serie alimentato a tensione costante, valevole alle alte frequenze (fig. 4b e 5). Il trasformatore ha quindi due frequenze di risonanza caratteristiche (f_0' , f_0'').

La condizione da soddisfare per eliminare pratica-

(6) Invece secondo la [9] si ha;

$$[10] \quad R_2 \geq n^2 (\sqrt{2} \omega_0 L - R_1)$$

mente la distinta presenza della f_0' è all'incirca la seguente:

$$[3'] \quad R_a < \frac{\omega_0' L_1}{5}.$$

Se questa condizione è soddisfatta, il circuito alle basse frequenze si può ritenere costituito da una resistenza e da un'induttanza (fig. 6) e l'attenuazione è data da:

$$[4] \quad \frac{A}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + 1/y^2}} \quad \text{dove } y = \frac{\omega L_1}{R_a}$$

Mentre alle alte frequenze si ha:

$$[5] \quad \frac{A}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{x^2 \delta^2 + (x^2 - 1)^2}}$$

$$\text{dove: } x = \frac{\omega}{\omega_0}, \quad \delta = \frac{1}{\epsilon} = \frac{R}{\omega_0 L}$$

e la condizione da soddisfare per eliminare la f_0'' è data da:

$$R_s \geq n^2 (\omega_0 L - R_1)$$

tuttavia se R_a ha un valore molto elevato in modo da rendere largamente insoddisfatta la [3'], il primo circuito oscillatorio si può ritenere valevole per l'intera banda acustica.

6. Verifica sperimentale.

I precedenti risultati sono stati verificati con alcuni rilievi sperimentali effettuati su tre trasformatori di tipo diverso. Essi sono:

- A: trasformatore di tipo comune, $n = 5$, $L_1 = 17,1H$ (7), $R_p = 750\Omega$, $R_2 = 4500\Omega$
- B: trasformatore Philips, $n = 3$, $L_1 = 65H$, $R_p = 3000\Omega$, $R_2 = 55000\Omega$
- C: trasformatore Ferranti, $n = 3,5$, $L_1 = 225H$, $R_p = 2500\Omega$, $R_2 = 35000\Omega$

Come capacità di ingresso si è posto un condensatore da 50 pF.

I circuiti delle figure 4 e 5 hanno avuto una prima conferma misurando le variazioni delle due frequenze di risonanza al variare di R_a .

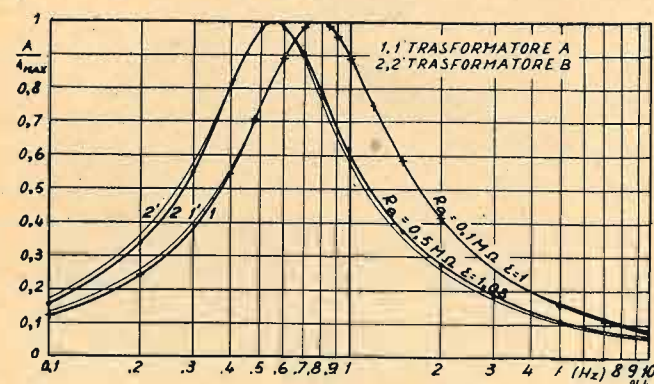


Fig. 11. - Confronto tra curve sperimentali, 1 e 2, e teoriche, 1' e 2', di due trasformatori con R_a molto elevata.

(7) Le induttanze sono state misurate a 100 Hz.

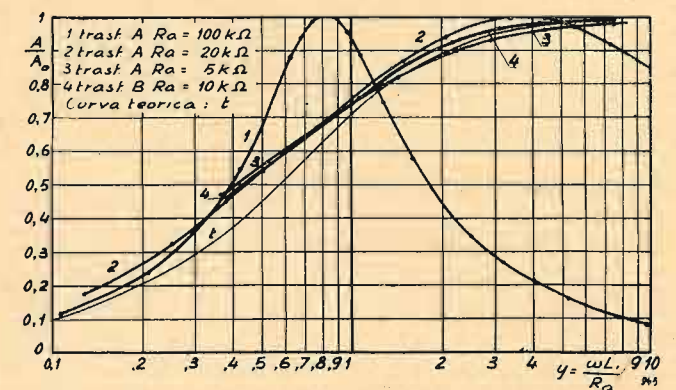


Fig. 12. Confronto alle basse frequenze tra la curva teorica t data dalla [4] e le curve sperimentali 1, 2, 3, 4 di due trasformatori per diversi valori di R_a .

Secondo il circuito di figura 4b la prima frequenza di risonanza (f_0') non deve dipendere da R_a . Sperimentalmente si è verificato che col trasformatore A variando R_a da 70 KΩ a 500 KΩ la f_0' è rimasta sensibilmente immutata a 770 Hz.

Secondo il circuito di figura 5 la seconda frequenza di risonanza (f_0'') dipende invece da R_a (8). Col trasformatore A variando R_a da 2 KΩ a 0,5 KΩ la f_0'' è passata da 7500 Hz a 8800 Hz. Risultati del tutto analoghi hanno dato gli altri due trasformatori.

Si è verificato la validità del circuito di figura 4 con R_a molto elevata, per l'intera banda acustica. Tracciate per i trasformatori A e B le curve sperimentali rappresentate nella figura 11, esse sono state, nella stessa figura, confrontate con le curve teoriche aventi un eguale ϵ ricavato per $A = 0,707 A_{max}$. Come si vede la coincidenza è notevole e per il trasformatore A è addirittura perfetta per quasi l'intero ramo discendente della curva di risonanza.

La [4] è stata verificata confrontandola con le curve sperimentali 3 e 4 della figura 12 per le quali è soddisfatta la [3']. La coincidenza con la curva teorica, pure indicata in figura, è buona intorno alla frequenza di 100 Hz per la quale si sono misurate le induttanze; è scarsa invece a frequenze minori dove l'induttanza è maggiore di quella misurata e quindi l'amplificazione risulta più grande di quella calcolata. La curva 2 della stessa figura non soddisfa invece alla [3'] in quanto è per essa $\omega_0' L_1/R_a = 4$, perciò comincia ad apparire distinta la f_0' e quindi la [4] non è più valevole; tutto ciò è ancora più manifesto per la curva 1 che è la stessa della figura 11 e per la quale è $\omega_0' L_1/R_a = 0,8$.

Alimentando i tre trasformatori attraverso ad una $R_a = 5K\Omega$ l'amplificazione nell'intervallo di riproduzione uniforme è risultata inferiore al valore μ_n indicato nella teoria rispettivamente del 6, 2, 3 %.

I risultati della verifica del circuito di figura 5 e quindi della [5] e seguenti sono indicati in figura 13. Le curve 1 e 2 sono state rilevate rispettivamente coi trasformatori C ed A e da esse sono stati dedotti i valori di ϵ con la [7] e di ω_0 (9) con la [6]; le 1' e 2' sono le corrispondenti curve teoriche tracciate con la [5] per lo stesso valore di ϵ .

Impiegando la [10] si è determinato il valore di R neces-

(8) E precisamente la f_0'' cresce al diminuire di R_a .

(9) Il valore di ω_0 è necessario per calcolare i valori di x .

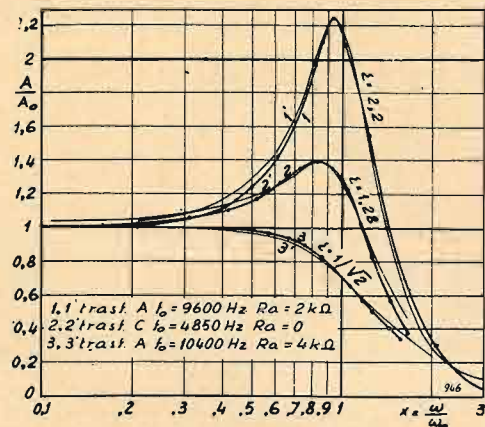


Fig. 13. - Confronto alle alte frequenze tra le curve sperimentali 1, 2, 3 di due trasformatori per diversi valori di R_a , con le curve teoriche 1', 2', 3' calcolate con la [5] con ϵ e f_0 dedotti con la [7] e la [6].

sario per eliminare la seconda frequenza di risonanza del trasformatore A, esso è risultato pari a 5 K Ω ed è stato realizzato agendo sul valore di R_a ⁽¹⁰⁾. Con questo valore di R è stata sperimentalmente ricavata la curva 3. Questa curva si è confrontata con la curva teorica 3' tracciata per $\epsilon = \epsilon_{cr} = 0,707$; le due curve si incontrano necessariamente per $A/A_0 = 0,707$ ⁽¹¹⁾, tuttavia anche per la parte rimanente la loro coincidenza è notevole.

7. Conclusione.

I risultati sperimentali hanno confermato le deduzioni teoriche in modo sorprendente, se si pensa alle notevoli semplificazioni che si sono dovute fare per trasformare un complesso circuito a costanti distribuite e concentrate in semplici circuiti a sole costanti concentrate.

Le verifiche sperimentali sono state effettuate nel Laboratorio di Radiotecnica dell'Istituto Tecnico Industriale di Torino.

⁽¹⁰⁾ Si è scelta $R_a = 4\text{K}\Omega$ essendo $R_p + R_2' = 1\text{K}\Omega$.
⁽¹¹⁾ Perché la ω_0 è stata dedotta per tale punto.

BIBLIOGRAFIA

1. PODLIASKY: *Sur les transformateurs intermediaires et la reproduction sans distortion*. «Onde Electrique», Marzo 1929, p. 111.
- J. M. THOMSON: *Audio frequency transformers*. «Proc. I. R. E.», agosto 1927, p. 679.
- G. KOCHLER: *The design of transformers for audio-frequency amplifiers with preassigned characteristics*. «Proc. I. R. E.», dicembre 1928, p. 1742.
- E. T. WRATHALL: *Audio-frequency transformers*. «The Wireless Engineer», giugno, luglio e agosto 1937, p. 293, 363 e 414.
- C. H. HULTBERG: *Progetto economico per trasformatori B. F.* «Electronics», settembre e ottobre 1934, p. 286 e 310.
- G. MONTI GUARNIERI: *I parametri magnetici nel calcolo di reattori e trasformatori per audio-frequenza*. «Alta Frequenza», XVI, n. 1, febbraio 1947, p. 3.

MISURA DELLA CONDUTTANZA MUTUA DEI TUBI ELETTRONICI MEDIANTE ELETTRODINAMOMETRI (*)

dott. ing. MARIO ADINOLFI
 I.I.V.R.E. Sala Prove Speciali - PAVIA

SOMMARIO. Si descrive un metodo per la misura della conduttanza mutua di tubi riceventi facente uso di un elettrodinamometro, e se ne discutono le cause di errore. Si indica un metodo per tracciare la scala o per tarare uno strumento con la scala già tracciata. Si studia infine come l'errore possa essere ridotto al minimo in un punto qualunque della scala stessa.

1. Premesse.

Per il controllo d'officina della conduttanza mutua dei tubi riceventi, in luogo dei metodi a ponte, si impiegano di preferenza strumenti elettrodinamici; ciò perché i vari tipi di ponti richiedono un tempo assolutamente sproporzionato rispetto ai pochi secondi necessari a prendere conoscenza, in sede di collaudo di produzione, di tutte le altre grandezze che interessano. Anche se l'uso dei ponti può essere reso più spedito eseguendone l'azzeramento con un tubo oscillografico ⁽¹⁾ o con altri dispositivi ottici, la relativa attrezzatura è sempre piuttosto complessa per un impiego corrente d'officina; inoltre i ponti conducono sempre a determinazioni indirette, mentre tutte le altre grandezze vengono determinate mediante lettura diretta. Gli strumenti elettrodinamici, con una maggiore semplicità costruttiva, permettono di eseguire la lettura diretta dei valori della conduttanza mutua e quindi danno le indicazioni volute in un tempo molto breve, consentendo così di inserire agevolmente la misura di una delle principali grandezze caratteristiche di un tubo elettronico nel complesso dei controlli eseguiti sul totale della produzione. Essi però possono facilmente dar luogo ad errori, se non sono perfettamente tarati e razionalmente impiegati, come qui ci proponiamo di indicare.

2. Principi teorici su cui è basata la misura.

Analogamente a quanto avviene nei sistemi a ponte, oltre alle tensioni di alimentazione che individuano la condizione di funzionamento alla quale si intende effettuare la misura, viene applicata tra griglia e catodo del tubo una tensione alternativa, che per ora supponiamo sinusoidale, dell'ordine di 0,5 V. Nel circuito anodico, alla componente continua di corrente I_{oa} , si sovrappone una componente alternativa pure sinusoidale, data da:

$$[1] \quad I_a = S V_g$$

I_a = valore efficace della corrente alternativa anodica (mA);
 S = conduttanza mutua media del tubo in prova (mA/V) (tanto più prossima alla conduttanza mutua differenziale quanto più piccolo è V_g);
 V_g = valore efficace della tensione alternativa (V).

(*) Pervenuto alla Redazione il 1°-XII-1947; revisione ultimata il 5-IV-1948.

(1) W. GRAEFUNDE: «Telefunken Mitteilungen», XXI, settembre 1940, p. 55.

Con V_g costante esiste quindi una proporzionalità diretta tra I_a ed S ed un semplice milliamperometro per c. a. potrà essere impiegato per la misura della conduttanza mutua graduando direttamente la sua scala in mA/V oppure in $\mu\text{A/V}$; naturalmente si dovrà separare la componente alternativa da quella continua della corrente anodica. Con tubi aventi una pendenza dell'ordine di 1,5 mA/V e con $V_g = 0,5\text{V}$, la I_a è dell'ordine di 0,75 mA. Se si esclude l'impiego di uno strumento a raddrizzatore per le sue note fonti di errore, una corrente alternativa così debole può essere misurata con sufficiente precisione soltanto con un milliamperometro elettrodinamico ad eccitazione indipendente. Infatti è noto che se le bobine fissa (o di campo) e mobile di uno strumento elettrodinamico senza ferro sono attraversate da due correnti alternative sinusoidali di valore efficace rispettivamente uguale a I_c ed I_a , la coppia media che sollecita l'equipaggio mobile è ⁽²⁾:

$$[2] \quad C_m = \frac{dM_a}{d\alpha} I_c I_a \cos \varphi$$

M_a = coefficiente di mutua induzione delle due bobine nella posizione di equilibrio, funzione di α ;
 α = angolo tra i piani delle due bobine (fig. 1) nella posizione di equilibrio;
 φ = angolo di sfasamento tra le due correnti.

Imponendo la condizione $\cos \varphi = 1$ si avrà:

$$[2'] \quad C_m = \frac{dM_a}{d\alpha} I_c I_a$$

(2) Con riferimento alla fig. 1, se L_1 ed L_2 sono le induttanze delle due bobine ed i_c e i_a i valori istantanei delle correnti, l'energia del sistema nella posizione di equilibrio è

$$W = \frac{1}{2} L_1 i_c^2 + \frac{1}{2} L_2 i_a^2 + M_a i_c i_a$$

Se C è il valore istantaneo della coppia motrice, una variazione dW dell'energia del sistema renderà disponibile il lavoro $C d\alpha$, per cui:

$$C = \frac{dW}{d\alpha} = \frac{dM_a}{d\alpha} i_c i_a$$

la coppia media nel periodo T sarà allora:

$$C_m = \frac{1}{T} \frac{dM_a}{d\alpha} \int_0^T i_c i_a dt$$

che per correnti sinusoidali dà appunto la [2].

EM

ELETRICAL METERS

STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA
 MODELLI DEPOSITATI

MILANO - VIA BREMBO N. 3

MISURATORE UNIVERSALE TASCABILE

MODELLO 945

IL PIÙ PICCOLO STRUMENTO PER RADIO RIPARATORI E PER USO INDUSTRIALE

Ampio quadrante con 4 scale in 3 colori. Complesso in bakelite. Contatti in lega speciale di metalli nobili.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Assorbimento: 1000 Ω /Volt

Precisione $\pm 1\%$ in continua
 $\pm 2\%$ in alternata

Volt 1-5-10-50-250-500
 mA 1-10-100-500 } alternata e continua

0 - 1000 } Ω (due portate)
 0 - 100 000 }

0 - 5 M Ω alimentazione c. a. } sull'annesso pettine
 Capacità 2 portate ,, ,, } di riferimento

Pila interna - Regolazione di messa a zero - *Strumento schermato* - Peso gr. 350 - Ingombro 94x92x36 mm.

Si forniscono a parte shunt sino a 20 A. e resistenze addizionali sino a 2000 Volt.



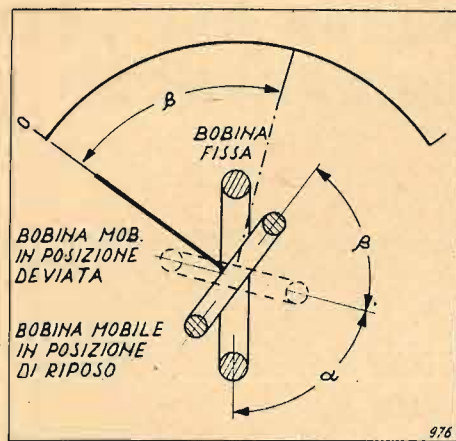


FIG. 1. - Struttura schematica di un elettrodinamometro.

Se K è la costante della molla, l'angolo di deviazione β dell'equipaggio mobile risulta:

$$[3] \quad \beta = KC_m = K \frac{dM_a}{d\alpha} I_c I_a$$

Tenendo ora I_c costante sarà:

$$[4] \quad \beta = f(I_a)$$

L'angolo di deviazione β risulta funzione e non semplicemente proporzionale ad I_a in quanto anche $dM_a/d\alpha$ dipende da α e quindi da β (3).

La condizione posta $\cos\varphi = 1$ riesce ora particolarmente utile, perchè la tracciatura può eseguirsi agevolmente in corrente continua. Sappiamo infatti che nella [3] possiamo sostituire due correnti continue di valore pari ai valori efficaci I_c ed I_a delle correnti sinusoidali. In questo caso però il valore di β dovrà intendersi come la media di due indicazioni a morsetti invertiti per annullare l'errore dovuto a campi magnetici esterni, quale il campo magnetico terrestre.

La accennata proporzionalità tra S ed I_a ci consentirà di scrivere infine:

$$[4'] \quad \beta = f_1(S)$$

ed il milliamperometro si ridurrà a misuratore di mutua conduttanza con la semplice modificazione della numerazione della scala.

3. Realizzazione pratica del dispositivo di misura.

I criteri sopra esposti possono trovare pratica attuazione secondo il circuito di figura 2, che permette di ottenere:

— la costanza di V_g quando sia realizzata la costanza di I_a ;

(3) Si noti che non è praticamente possibile dare l'espressione della funzione in quanto non si conosce l'andamento di M_a al variare di α . Per campi di eccitazioni uniforme, quali quelli generati da bobine molto lunghe, si ha $M_a = M_0 \cos\alpha$ essendo M_0 il coefficiente di mutua induzione quando le bobine sono sovrapposte e con gli assi magnetici nello stesso senso. Per campi magnetici generati da bobine piuttosto corte, nell'interno delle quali direzione ed intensità del campo sono variabili da punto a punto, M_a non è di facile calcolo e perciò la scala del milliamperometro dovrà essere tracciata unicamente in modo sperimentale.

- la concordanza di fase tra I_c ed I_a ($\cos\varphi = 1$) perchè entrambe in fase con V_g ;
- l'esclusione della componente continua I_{oa} della corrente anodica dalla misura, perchè essa, sotto l'azione del campo di eccitazione alternato, produce sull'equipaggio mobile una coppia che, nell'intero periodo, ha valore medio nullo; perciò se l'equipaggio mobile ha un periodo di oscillazione proprio molto maggiore del periodo del campo eccitatore, la lettura non è disturbata da oscillazioni intorno alla posizione di equilibrio.

La corrente I_c è ottenuta alimentando direttamente, o a mezzo di opportuno trasformatore, la bobina di campo con la tensione di rete ed è mantenuta costante dal reostato R_3 . Il suo controllo si esegue con lo stesso elettrodinamometro quando si portino i commutatori a e b nella posizione 2; si viene così a trasformare lo strumento in un amperometro a c. a. in cui il complesso formato dalla bo-

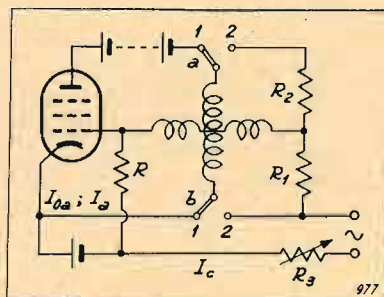


FIG. 2. - Schema di inserzione di un elettrodinamometro per la misura della conduttanza mutua S . Commutatori a e b in 1: misura di S ; commutatori a e b in 2: controllo della corrente di campo.

bobina mobile e dalla R_2 , in parallelo con la R_1 , è messo in serie alla bobina di campo. A mezzo di taratura in corrente continua si registrerà il valore della deviazione che l'equipaggio mobile subisce quando lo strumento (e quindi la bobina di campo) è attraversato dalla I_c . Tale valore sarà una delle grandezze caratteristiche dello strumento, alla quale ci si dovrà periodicamente riportare a mezzo della R_3 per annullare gli effetti di possibili variazioni della tensione di alimentazione.

Nelle condizioni del circuito di figura 2, osservando che $V_g = RI_c$ e tenendo conto della [1] e della [2'], si ha:

$$[5] \quad C_m = \frac{dM_a}{d\alpha} I_c S V_g = \frac{dM_a}{d\alpha} S R I_c^2$$

4. Errori e mezzi per ridurli.

Si è finora supposto che le grandezze alternative presenti siano sinusoidali. È facile convincersi che la [5] vale ancora se la I è deformata (4).

(4) Infatti V_g e I_a risultano di uguale forma ed in fase fra loro perchè, se V_g è sufficientemente piccola, viene sempre interessato un tratto rettilineo della caratteristica. Eseguendo l'analisi armonica della I_c e della I_a sarà ancora applicabile la [2] per i valori efficaci delle singole armoniche di ordine 1, 2, ... n e gli angoli $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ saranno tutti uguali a zero; saranno pure uguali a zero i prodotti «incrociati» cioè eseguiti tra armoniche a frequenza diversa. Sarà pertanto ancora applicabile la [1] e perverremo così a tante coppie medie di ordine 1, 2, ... n :

$$C_{m1} = \frac{dM_a}{d\alpha} S R I_{c1}^2; \quad C_{m2} = \frac{dM_a}{d\alpha} S R I_{c2}^2; \quad \dots; \quad C_{mn} = \frac{dM_a}{d\alpha} S R I_{cn}^2$$

La [5] permette un'altra considerazione. Ogni variazione relativa $\Delta I_c/I_c$, dovuta a variazioni della tensione di alimentazione, porta a variazioni relative $\Delta C_m/C_m$ cioè ad errori $\Delta\beta/\beta$ di valore doppio (5). È opportuno quindi che la tensione di alimentazione sia convenientemente stabilizzata.

Altra causa di errore può essere la mutua azione della componente costante anodica I_{oa} del tubo in prova (che attraversa anch'essa l'equipaggio mobile) con la componente orizzontale I_t del campo magnetico terrestre. Da tale azione nasce una coppia supplementare

$$C_t = H_t S N I_{oa} \cos\gamma$$

essendo N ed S il numero di spire e l'area dell'equipaggio mobile e γ l'azimut del suo piano. La C_t dipende quindi dalla orientazione dello strumento, oltre che dal valore di β e gli errori percentuali che ne risultano non sono trascurabili. Si riportano a titolo di esempio i rapporti percentuali tra la deviazione β_t prodotta dalla C_t e la β prodotta da una valvola 6K7 ($S = 1,45 \text{ mA/V}$; $I_{oa} = 7 \text{ mA}$) in otto posizioni dello strumento ruotate di 45° l'una dall'altra, con un equipaggio mobile di 12 cm^2 e 900 spire:

posizione	$100\beta_t/\beta$	posizione	$100\beta_t/\beta$
1 ^a	+ 2,05	5 ^a	- 1,52
2 ^a	+ 1,08	6 ^a	- 2,05
3 ^a	+ 0,54	7 ^a	- 1,08
4 ^a	- 0,54	8 ^a	+ 1,08

Il prospetto mostra che vi sono due orientamenti dell'equipaggio mobile che danno luogo ad errori di $\pm 2\%$ circa. Tali errori possono essere eliminati:

- eseguendo due misure di S con equipaggio mobile a morsetti invertiti e facendone la media;
- separando la I_{oa} dalla I_a con un opportuno filtro;
- proteggendo lo strumento con uno schermo magnetico.

Può ancora essere causa di errore la f.e.m. indotta nell'equipaggio mobile dal campo alternativo di eccitazione; essa può produrre attraverso il circuito anodico una corrente alternativa e quindi una coppia supplementare. Il caso non è infrequente nei ponti a c.a. che usano appunto l'elettrodinamometro ad eccitazione indipendente quale strumento di zero: la f.e.m. che si induce, si chiude attraverso i bracci del ponte e ne impedisce l'azzerramento. Tuttavia siamo qui in presenza di forti resistenze

essendo $I_{c1}, I_{c2}, \dots, I_{cn}$ i valori efficaci delle componenti armoniche della corrente di campo. La coppia media totale sarà:

$$C_m = C_{m1} + C_{m2} + \dots + C_{mn} \frac{dM_a}{d\alpha} R S (I_{c1}^2 + I_{c2}^2 + \dots + I_{cn}^2)$$

Ora, per un noto teorema, una grandezza alternativa ha valore efficace:

$$I_c = \sqrt{I_{c1}^2 + I_{c2}^2 + \dots + I_{cn}^2}$$

Per cui è nuovamente valida la [5].

(5) Infatti:

$$\frac{\Delta C_m}{C_m} = \frac{\frac{dM_a}{d\alpha} R S [(I_c^2 + \Delta I_c^2) - I_c^2]}{\frac{dM_a}{d\alpha} R S I_c^2} = 2 \frac{\Delta I_c}{I_c} + \left(\frac{\Delta I_c}{I_c}\right)^2 \approx 2 \frac{\Delta I_c}{I_c}$$

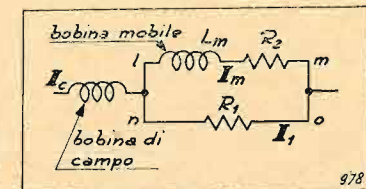


FIG. 3. - Collegamento delle bobine nel controllo della corrente di campo (commutatori a e b di fig. 2 nella posizione 2).

che riducono gli effetti delle f.e.m. indotte; ad esempio con una 6Q7 (resistenza interna di $130\,000 \Omega$) la f.e.m. indotta, da alcune misure eseguite su un elettrodinamometro impiegato per tali misure, risulta dell'ordine di $4 \cdot 10^{-3}$ $\approx 3 \cdot 10^{-8} \text{ A}$ cioè assolutamente trascurabile.

Fino ad ora non abbiamo parlato dell'effetto della frequenza ed è ovvio che, se non interviene l'effetto delle capacità, la frequenza non ha alcuna influenza nella misura. Nell'operazione di controllo però, per il particolare collegamento dell'equipaggio mobile (che ha una certa induttanza) una variazione della frequenza nella sorgente di alimentazione (rete a 50 Hz), può determinare una diversa ripartizione della I_c nei due rami lm ed no in parallelo ed un diverso angolo di sfasamento tra la corrente I_m che attraversa la bobina mobile e la I_c ; si avranno in definitiva, a parità di I_c , coppie variabili al variare della frequenza.

Detta C_{mc} la coppia media che sollecita l'equipaggio mobile con i commutatori nella posizione di controllo, sarà:

$$C_{mc} = \frac{dM_a}{d\alpha} I_c I_m \cos\varphi_c$$

essendo φ_c l'angolo di sfasamento tra I_c ed I_m . Sviluppando tale espressione si perviene all'espressione (6).

$$C_{mc} = \frac{dM_a}{d\alpha} I_c^2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1}{1 + \left(\frac{2\pi f L_m}{R_1 + R_2}\right)^2}$$

Con opportuni valori di R_1 ed R_2 , il termine $\left(\frac{2\pi f L_m}{R_1 + R_2}\right)^2$ si può rendere trascurabile rispetto all'unità. Infatti assumendo per esempio $R_1 = 5 \Omega$, $R_2 = 1600 \Omega$, $L_m = 3,5 \cdot 10^{-3} \text{ H}$, per $f = 50 \text{ Hz}$ si ha:

$$\left(\frac{2\pi f L_m}{R_1 + R_2}\right)^2 = \left(\frac{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 3,5 \cdot 10^{-3}}{5 + 1600}\right)^2 = 0,472 \cdot 10^{-6}$$

(6) Siano Z_m , Z_1 e Z rispettivamente le impedenze del ramo lm , del ramo no e dell'insieme dei due rami in parallelo. Dalla definizione di prodotto scalare di due vettori otteniamo:

$$I_c I_m \cos\varphi_c = I_c \times I_m = I_c \times I_c \frac{Z}{Z_m} = I_c \times I_c \frac{Z_1}{Z_1 + Z_m}$$

Ora è noto che se $a + jb$ è il numero complesso che rappresenta il rapporto $Z_1/(Z_1 + Z_m)$, si ha: $I_c \times I_c (a + jb) = a I_c^2$. Sostituendo a Z_1 e Z_m i rispettivi valori R_1 e $R_2 + j\omega L_m$ avremo:

$$a = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1}{1 + \left(\frac{2\pi f L_m}{R_1 + R_2}\right)^2}$$

Anche la forma d'onda non ha effetto nella operazione di controllo di I_c . Infatti per le armoniche 3^a e 5^a, che di solito possono essere presenti nella tensione di rete, il termine sopra calcolato diventa rispettivamente 9 e 25 volte più grande, ma rimane sempre trascurabile rispetto all'unità.

5. Tracciatura della scala e taratura di uno strumento. Riduzione dell'errore in un punto qualunque della scala.

Si voglia ora procedere alla tracciatura sperimentale della scala cioè ricavare i valori assunti nella [4] da β quando S venga fatto variare ad esempio tra 0 e 2 mA/V. Stabilito R ed I_c basterà calcolare con la [1] i valori assunti da I_a nello stesso intervallo; si realizzerà quindi il dispositivo di figura 4a nel quale alle I_a ed I_c sono sostituiti

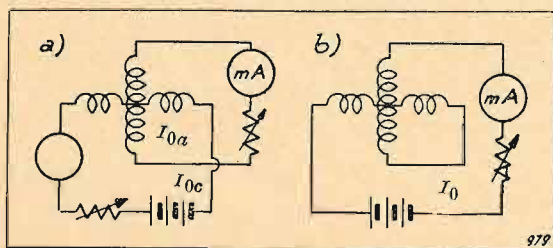


Fig. 4. - Taratura dell'elettrodinamometro: a) con due milliamperometri; b) con un solo milliamperometro.

tuite le corrispondenti correnti continue I_{oa} ed I_{oc} , come si è indicato in precedenza. Mantenendo I_{oc} costante si farà variare I_{oa} e si registreranno i valori corrispondenti di β .

In luogo di usare due milliamperometri, l'operazione può essere più comodamente eseguita con un solo strumento, collegando in serie le bobine dell'elettrodinamometro (fig. 4b). In questo caso infatti le deviazioni dell'equipaggio mobile non mutano se in luogo delle I_{oa} ed I_{oc} le bobine sono attraversate entrambe dalla

$$[6] \quad I_o = \sqrt{I_{oa} I_{oc}}$$

Ricordando la [1] e la $V_g = RI_c$ ed essendo $I_a = I_{oa}$ ed $I_c = I_{oc}$ si ha

$$[7] \quad I_o = I_{oc} \sqrt{RS} \quad (7)$$

Si può osservare che la dipendenza della sensibilità dello strumento dalla corrente di alimentazione I_c , se da un lato costituisce un inconveniente, in quanto obbliga a stabilizzare la tensione di rete, permette d'altro lato di correggere in modo assai semplice la sensibilità stessa, almeno in corrispondenza di un punto della scala, quando se ne manifesta la necessità. Se ad esempio, in sede di collaudo, si deve misurare la conduttanza mutua di un gran numero di tubi appartenenti tutti allo stesso tipo, è opportuno verificare in precedenza la sensibilità dello strumento

(7) Nella [7] occorre esprimere R ed S in Ω e A/V oppure $K\Omega$ e mA/V od anche in $M\Omega$ e $\mu A/V$ in modo che il prodotto senza dimensioni RS non risulti modificato cambiando le unità.

mento in corrispondenza del valore nominale di conduttanza previsto per quel tipo di tubo, e regolare la corrente I_c in modo che, per quel valore, l'errore sia praticamente nullo.

6. Conclusione.

Gli elettrodinamometri, opportunamente inseriti, consentono una rapida misura della conduttanza mutua in sede di collaudo di produzione. Essi possono essere alimentati dalla tensione di rete, purchè stabilizzata, sono insensibili a variazioni di forma d'onda ed a variazioni di frequenza. Risentono invece, a meno di opportune precauzioni, dell'azione di campi magnetici esterni quale quello terrestre, che può dare errori percentuali di alcune unità. Infine i loro equipaggi mobili debbono essere sensibili all'azione di correnti dell'ordine del milliampère; l'assenza del ferro richiede quindi l'uso di sospensioni piuttosto delicate.

Ringrazio vivamente il Prof. Rinaldo Sartori per il cortese interessamento prestato alla compilazione del presente lavoro.



INDUSTRIE RADIO ELETTRICHE LIGURI
GENOVA

GENOVA MILANO
Via XX Settembre, 31/9 Piazza Gobetti, 14
Telef. 52.271 Telef. 290.630

Altoparlanti magnetodinamici di piccolo diametro in "Alnico 5".
Magneti in lega "Alnico 5".
Valvole per usi professionali speciali ad onde ultra corte.
Cambiadischi automatico con pick-up a quarzo.
Puntine speciali per l'audizione di 2500 e 10.000 dischi.
Resistenze chimiche.

- Commutatori multipli di alta classe
- Perforatori a mano per telai
- Trasformatori di alimentazione



Elettronica, III, 4



FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO II - N. 11
Aprile 1948

1. - La serie miniatura.

È stato deciso di costruire anche in Italia le valvole della serie « Miniatura », caratterizzate da dimensioni di ingombro estremamente ridotte (fig. 1 a e b).

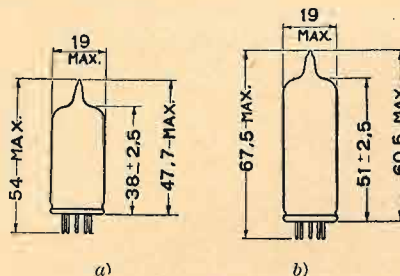


FIG. 1a e 1b. - Dimensioni di ingombro delle valvole miniatura.

Queste valvole sono del tipo « tutto vetro » con fondello piano e senza zoccolo. I reofori, che escono dal fondello con passanti a tenuta di vuoto, sono sufficientemente rigidi e robusti per poter essere usati come piedini di collegamento. Essi sono disposti in posizione simmetrica lungo la circonferenza, a distanza angolare l'uno dall'altro di 45°, e sono sempre in numero di sette, così che il maggiore intervallo (di 90°) tra il piedino 1 e il piedino 7 fornisce il mezzo per individuare l'orientamento e la successione dei piedini stessi (fig. 2). Per queste valvole si dovrà usare un portavalvole con 7 boccole, perchè in tal modo verrà sempre impedita l'inserzione scorretta.

Le valvole della serie miniatura, in grazia del piccolo ingombro e della speciale costruzione, presentano capacità e induttanze residue in serie agli elettrodi estremamente ridotte. Esse sono quindi specialmente adatte per

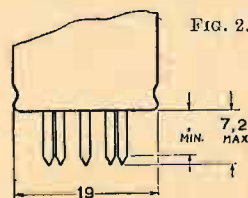


FIG. 2. - Dimensioni e orientamento dei piedini delle valvole miniatura.

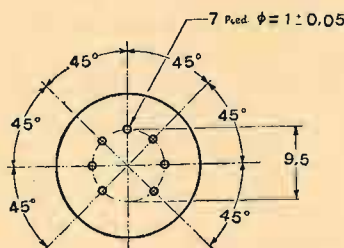


FIG. 3. - Disposizioni degli elettrodi nei piedini delle 6BE6 e 12BE6.

i ricevitori portatili, i ricevitori per automobile e gli apparati per onde ultracorte; la loro produzione è attualmente prevista esclusivamente per questi casi, risultando essere, allo stato attuale del mercato e della tecnica costruttiva, assolutamente inadatte alla costruzione dei ricevitori ordinari.

La serie comprende:

convertitori a 5 griglie	6BE6-12BE6
pentodi amplific. A.F. e M.F.	6BA6-12BA6
triodi amplific. di B.F. con doppio diodo rivelatore	6AT6-12AT6
amplific. di potenza a fascio	6AQ5-35B5-50B5
doppio diodo raddrizzatore	6X4
diodo raddrizzatore	35W4

Daremo in questa pubblicazione i dati delle suindicate valvole e iniziamo con le:

2. - 6BE6 e 12BE6.

Sono eptodi convertitori progettati per assolvere contemporaneamente la funzione di mescolatore e oscillatore in apparecchi supereterodina.

Le dimensioni di ingombro sono rappresentate in fig. 1a e i collegamenti ai piedini sono rappresentati in figura 3.

Le due valvole sono strutturalmente identiche tranne nel circuito di accensione per il quale valgono i seguenti dati:

tipo	6BE6	12BE6
tensione di accensione	6,3	12,6 V
corrente di accensione	0,3	0,15 A

Condizioni normali di funzionamento.

CAPACITÀ INTERELETTRODICHE (senza schermo esterno).

griglia numero 3 - tutti gli altri elettrodi	7,2 pF
anodo - tutti gli altri elettrodi	8,6 pF
griglia N° 3 - anodo (max)	0,3 pF
griglia N° 1 - griglia N° 3 (max)	0,15 pF
griglia N° 1 - anodo	0,05 pF
griglia N° 1 - tutti gli altri elettrodi meno il catodo	2,7 pF
griglia N° 1 - catodo	2,8 pF
griglia N° 1 - tutti gli altri elettrodi	5,5 pF
catodo - tutti gli altri elettrodi meno la griglia 1	15 pF

LIMITI MASSIMI DI FUNZIONAMENTO.

Massima tensione anodica	300 V
Massima tensione di schermo (G_{2-4})	100 V
Massima tensione di alimentazione di schermo	300 V
Massima tensione di griglia (G_3)	0 V
Massima dissipazione anodica	1 W
Massima dissipazione di schermo	1 W

Corrente catodica totale 14 mA
 Massima tensione continua tra filamento e catodo 90 V

CONDIZIONI NORMALI DI IMPIEGO COME CONVERTITORE DI FREQUENZA CON ECCITAZIONE SEPARATA (1).

Tensione anodica	100	250 V
Tensione di schermo	100	100 V
Tensione della griglia 3	-1,5	-1,5 V
Resistenza di fuga sulla griglia 1	20 000	20 000 Ω
Resistenza anodica	0,5	1 MΩ
Transconduttanza di convers. (G_c)	455	475 μA/V
G_c per $V_{g3} = -30$ volt	4	4 μA/V
Corrente anodica	2,8	3 mA
Corrente di schermo	7,3	7,1 mA
Corrente della griglia oscill.	0,5	0,5 mA
Corrente catodica totale	10,6	10,6 mA
Oscillatore	Transconduttanza (2)	7250 μA/V
	Corrente anodica (2)	25 mA
	Coefficiente amplificazione (2)	20

(1) Le caratteristiche indicate nel funzionamento con eccitazione separata corrispondono molto da vicino a quelle con autoeccitazione quando la griglia 3 funziona con zero volt di polarizzazione.

(2) I valori sono approssimati e si riferiscono alle seguenti condizioni: griglia n. 1 e 3 a tensione zero, griglie n. 2 e 4 connesse all'anodo e alla tensione di 100 volt.

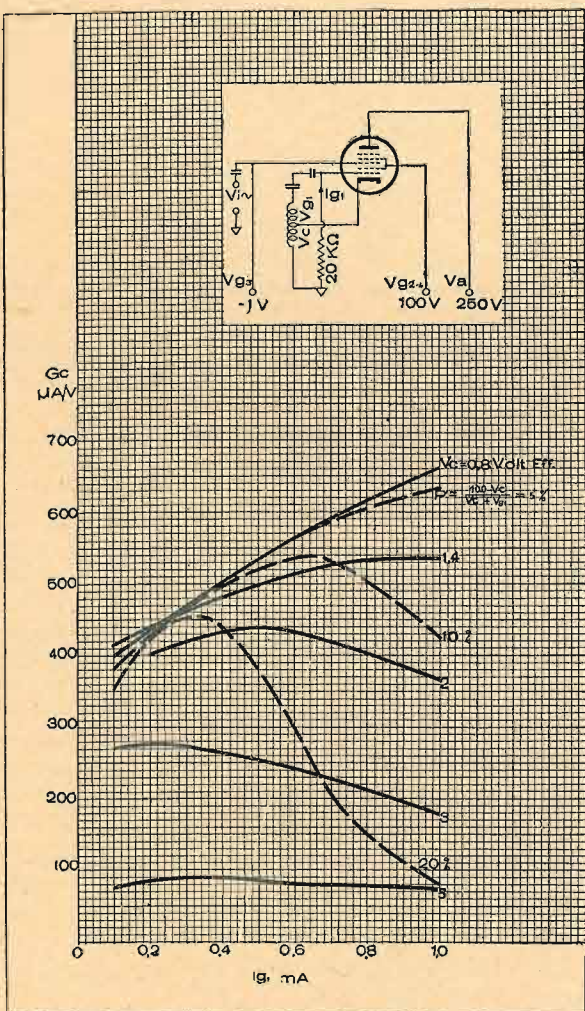


FIG. 5. - Caratteristiche G_c funzione di I_{g1} per diversi valori di V_{g3} e P .

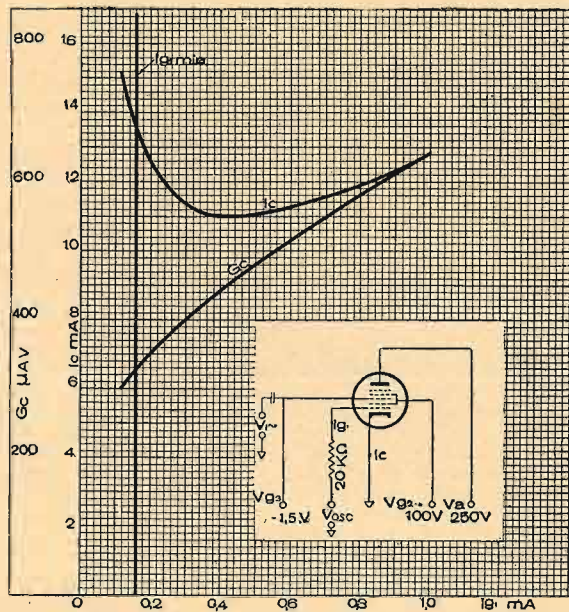


FIG. 4. - Caratteristiche $I_c - G_c$ funzione di I_{g1} per le valvole 6BE6 e 12BE6.

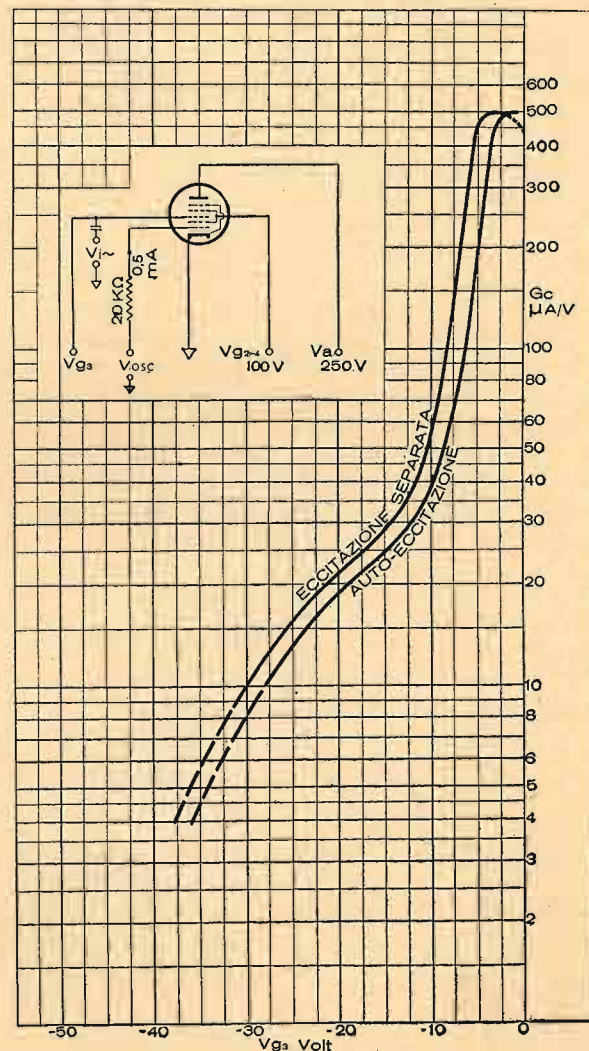


FIG. 6. - Caratteristiche di G_c funzione di V_{g3} con autoeccitazione ed eccitazione separata per le valvole 6BE6 e 12BE6.

3. - Collaudo delle valvole raddrizzatrici.

Continuando nella nostra illustrazione delle prove di collaudo, prenderemo ora in esame le prove che vengono eseguite sulle valvole raddrizzatrici.

Tali prove sono:

- misura della corrente di funzionamento,
- misura della corrente di emissione,
- misura della corrente di perdita fra filamento e catodo,
- misura della corrente di accensione,
- misura della corrente inversa,
- misura della caduta di tensione.

Descriveremo ora singolarmente le modalità di esecuzione di ognuna delle prove e gli scopi che si raggiungono con ciascuna di esse.

a) MISURA DELLA CORRENTE DI FUNZIONAMENTO.

La prova ha lo scopo di accertarsi che la valvola è in grado di funzionare nelle condizioni per le quali essa è stata prevista.

Si realizza inserendo la valvola nel circuito di un tipico raddrizzatore, in cui si ottengono sollecitazioni alquanto più severe di quelle corrispondenti ai dati di funzionamento pubblicati nei listini. Il filamento delle valvole viene acceso in corrente continua o corrente alternata alla tensione di listino. Vengono quindi applicate tra le placche (se si tratta di un doppio diodo) due tensioni in opposizione di fase ricavate da un trasformatore con presa intermedia collegata al catodo attraverso il carico: l'alimentazione del trasformatore è fatta a mezzo di « variac » (autotrasformatore a rapporto variabile con continuità sotto carico) per aggiustare la tensione al valore richiesto. È opportuno che il trasformatore abbia caduta di tensione interna ridotta per evitare che la tensione di alimentazione vari notevolmente da valvola a valvola, dato che le correnti di funzionamento sono in generale diverse. Durante la misura, tra catodo e filamento si ha l'intera tensione raddrizzata, essendo quest'ultimo collegato al polo negativo del circuito a c.c. Lo schema dell'intero circuito è riportato in figura 7.

Il carico è costituito dalla resistenza R_c diversa per i diversi tipi di valvola; il condensatore C_f serve a spianare la tensione di uscita. Il collegamento AB viene omesso e il punto C è collegato direttamente al punto D quando si misura la corrente di funzionamento di valvole a riscaldamento diretto; si abolisce inoltre il collegamento EF in caso di valvole monoplacca (diodi semplici).

Il dato di collaudo, che si ricava da questa prova, è

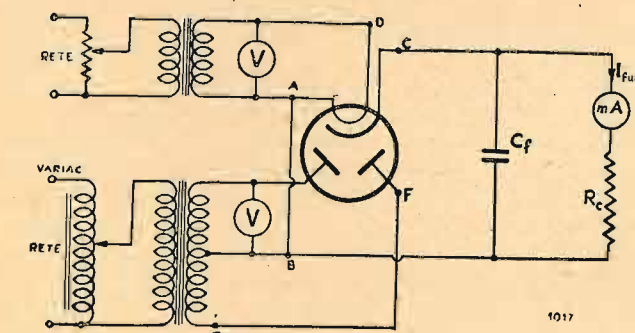


FIG. 7. - Schema per la misura della corrente di funzionamento delle raddrizzatrici.

il valore della corrente indicata dallo strumento mA. La prova si eseguisce sul totale della produzione e conduce a scartare le valvole che hanno corrente di funzionamento inferiore o superiore a certi limiti prestabiliti per ogni tipo.

b) MISURA DELLA CORRENTE DI EMISSIONE.

È una misura convenzionale, che serve a fornire una indicazione della potenzialità e della durata probabile del catodo. Si eseguisce forzando il catodo ad emettere una corrente continua notevolmente superiore a quella normale e prossima alla massima punta di corrente indicata nei listini. In queste condizioni può aver luogo nell'interno della valvola uno sviluppo di gas, il quale falserebbe eventuali altre misure che si eseguissero immediatamente dopo la prova di emissione. Effettivamente il gas viene riassorbito dopo qualche minuto di riposo, se la valvola non è difettosa; ma evidentemente non è possibile in sede di

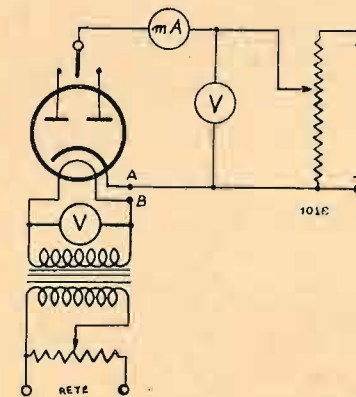


FIG. 8. - Schema per la misura della corrente di emissione.

collaudo attendere il tempo necessario perché la valvola riprenda le sue caratteristiche; perciò, per non rallentare il collaudo, la prova di emissione viene ordinariamente eseguita per ultima.

La prova si eseguisce accendendo il filamento con c.c. o c.a. a tensione normale. Si applica quindi tra il catodo (o il filamento) e ognuna delle placche una tensione continua di valore opportuno, prelevata da un partitore di tensione. Anche qui è necessario che il sistema di alimentazione dia luogo a tensioni di uscita poco variabili con valvole che assorbono correnti diverse; si impiegano quindi partitori a bassa resistenza che assorbono una corrente circa dieci volte maggiore di quella media di emissione della valvola. Il circuito è rappresentato in figura 8. I punti A e B vengono collegati fra loro in caso di valvole a riscaldamento diretto.

La prova viene eseguita sul totale della produzione e conduce a scartare le valvole con corrente di emissione inferiore a un limite stabilito. Su una percentuale della produzione si eseguono anche misure di emissione con tensione di accensione ridotta.

c) MISURA DELLA CORRENTE DI PERDITA TRA FILAMENTO E CATODO.

Ha lo scopo di accertarsi della bontà dell'isolamento tra filamento e catodo, specialmente importante nei casi in cui tra questi due elettrodi viene applicata l'intera

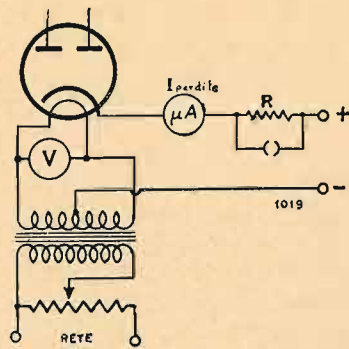


FIG. 9 - Schema per la misura della corrente di perdita tra filamento a catodo.

tensione raddrizzata (cioè quando il filamento e il negativo della tensione continua sono a massa).

La misura si esegue su tutte le valvole con catodo eccetto che sulla 83V (o 5V4 G) che ha il catodo collegato internamente al filamento. La prova viene eseguita unicamente col catodo positivo rispetto al filamento, perché tale è, come si è accennato, la effettiva condizione in funzionamento normale. La valvola viene accesa in c.c. o in c.a. alla tensione prescritta, che si controlla con grande cura perché le perdite aumentano in modo molto rapido colla temperatura del filamento. Tra catodo e filamento viene applicata la tensione di prova, dell'ordine della tensione raddrizzata in normale funzionamento. La resistenza R (fig. 9) viene a proteggere il microamperometro in caso di cedimento dell'isolamento in prova. È opportuno che essa abbia il minimo valore possibile perché, se troppo elevata, falserebbe la misura; molto spesso è cortocircuitata durante la lettura. La corrente di perdita non deve superare un limite prefissato.

d) MISURA DELLA CORRENTE DI ACCENSIONE.

Si misura su tutte le valvole la corrente assorbita dal filamento con la tensione di accensione nominale. La misura ha particolare importanza per le valvole a 25 e 35 Volt (25Z6-35Z4), in vista della frequente disposizione dei loro filamenti in serie con quelli di altre valvole. In simili casi infatti si richiede alla valvola la sua normale prestazione non sotto la tensione ma sotto la corrente di accensione di listino. Si esegue in c.c. perché gli strumenti per corrente alternata avrebbero resistenza interna o assorbimenti eccessivi. La corrente di filamento sotto tensione normale deve essere contenuta nei limiti prescritti.

e) MISURA DELLA CORRENTE INVERSA.

Serve ad accertare che sotto il bombardamento degli elettroni primari, che costituiscono la corrente di normale

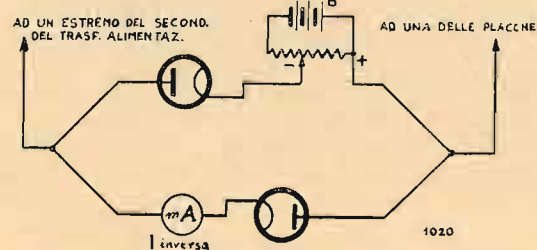


FIG. 10. - Schema per la misura della corrente inversa di placca.

funzionamento, non vengono emessi dalla placca elettroni secondari verso il catodo; questi infatti farebbero perdere alla valvola le sue proprietà raddrizzatrici e faciliterebbero l'innescio di archi di ritorno. Viene eseguita solo in percentuale collo stesso circuito impiegato nella misura della corrente di funzionamento. Sul circuito di placca viene però inserito un opportuno dispositivo (fig. 10) atto a separare la corrente diretta da quella inversa, costituito da due diodi, ognuno dei quali permetta la circolazione di corrente solo in un senso. La batteria B serve a dare una controtensione che neutralizza la corrente che si stabilirebbe nel circuito dei due diodi per effetto della velocità propria degli elettroni emessi dai catodi e che falserebbe naturalmente la misura.

f) MISURA DELLA CADUTA DI TENSIONE.

Ha lo scopo di controllare che la caduta di tensione interna non superi determinati valori oltre i quali la valvola non potrebbe dissipare la potenza assorbita. Si esegue su una percentuale in modo analogo a quello usato per la prova di emissione, ma per un valore di corrente pari a quello di funzionamento, usando lo stesso schema di figura 8. Il valore della caduta di tensione interna, letto sul voltmetro, non deve superare i limiti di collaudo prefissati.

4. - Sostituzione di valvole a 2,5 con quelle a 6,3 Volt.

Nel bollettino N° 9 abbiamo trattato l'argomento considerando il caso in cui il centro del secondario a 2,5 volt fosse accessibile. Se il secondario a 2,5 volt non ha il centro accessibile basta collegare in serie a questo, come indicato

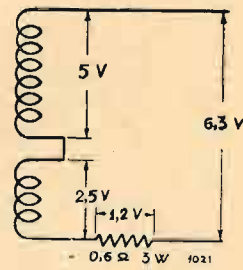


FIG. 11. - Schema per la sostituzione di valvole a 2,5 volt con valvole a 6,3 volt quando il secondario 2,5 volt non ha il centro accessibile.

in fig. 11, una resistenza che produca una caduta di tensione di 1,2 volt. Il valore della resistenza indicato in figura è per una corrente totale di 2 A, caso più comune.

5. - Comunicazioni.

Ricordiamo ai nostri affezionati lettori che uno dei principali compiti di questo bollettino è quello di aiutare tutti i radiotecnici nel loro quotidiano lavoro. Preghiamo perciò gli interessati di scriverci sottoponendoci quesiti, fornendoci e chiedendoci dati di eventuali speciali impieghi di valvole e segnalandoci giudizi e consigli su questa pubblicazione. Saremo sempre lieti di rispondere e di risolvere, nei limiti delle nostre capacità, i problemi che ci verranno proposti.

Ufficio Pubblicazioni Tecniche
FIVRE - PAVIA

CRITICHE E COMMENTI

L'AMMISSIONE AI POLITECNICI DEI LICENZIATI DAGLI ISTITUTI INDUSTRIALI

Da molte parti ed ormai già da parecchio tempo, si sta dibattendo la questione dell'ammissione ai Politecnici dei periti, licenziati dagli Istituti tecnici industriali. Il problema è molto importante e vasto e non si esaurisce in una breve nota. Desidero quindi esporre solo alcune idee che vado rimuginando da molto tempo e che sono state oggetto di discussione sia con i colleghi dell'Istituto industriale, sia con quelli del Politecnico, sia infine con altri professori ed Uomini della Scuola o estranei ad essa.

Mi sembra che il problema si possa esaminare principalmente da tre punti di vista e cioè da quello dell'Istituto industriale, da quello del Politecnico ed infine da quello del Liceo.

Si obietta che l'ammissione dei periti industriali al Politecnico potrebbe travisare l'indirizzo degli studi che si svolgono negli Istituti industriali. Tale indirizzo che è ora volto a preparare dei buoni collaboratori da affiancare agli ingegneri con studi che hanno carattere di conclusione e non di preparazione, deve essere mantenuto e, se mai, accentuato. Se invece gli studi daranno diritto all'ammissione al Politecnico essi finiranno necessariamente col evolversi per adeguarsi al nuovo scopo.

Condivido l'idea che non bisogna travisare l'indirizzo degli studi negli Istituti industriali ed è perciò che penso inopportuna l'ammissione di tutti indistintamente gli allievi che vengono licenziati da tali istituti. Ciò non esclude peraltro l'opportunità che, una piccola percentuale degli allievi più dotati, venga ammessa ai Politecnici, a ben maggiore diritto e con preparazione e formazione mentale migliore per lo meno degli elementi più scadenti promossi dai Licei.

Io non credo alle proprietà taumaturgiche attribuite da taluno al latino nella formazione mentale dell'individuo e penso che tutte le materie per le quali occorra far lavorare l'intelligenza e il raziocinio, la matematica come il latino, la geometria e la filosofia, la fisica e il tedesco, costituiscono terreni che possono riuscire altrettanto fertili per aprire l'intelletto ai giovani. Penso inoltre che, secondo le attitudini di ciascuno, l'una materia può riuscire più adatta dell'altra. E come all'Istituto così al Liceo vi è chi riesce bene in matematica e male in italiano e viceversa.

Ma anche volendo, per assurdo, ammettere che gli studi classici siano più adatti alla preparazione dell'allievo al Politecnico, degli studi tecnici, nessuno potrà negare che molta parte ha la capacità, l'intelligenza, l'attitudine di ogni singolo individuo. Di conseguenza l'escludere i migliori allievi che escono dagli Istituti industriali mi sembra una vera ingiustizia che non torna ad onore delle attuali disposizioni scolastiche e che non può essere messa d'accordo con il principio, affermato da ogni parte, che occorre far proseguire negli studi solamente i meritevoli.

Non voglio qui discutere del metodo da eseguire per

scegliere coloro che possono essere ammessi al Politecnico. Potrà trattarsi di un esame integrativo su materie prevalentemente umanistiche o di richiedere una media dei voti sufficientemente alta, o di un altro mezzo ancora. Ciò sarà da studiare in sede di attuazione.

Esaminiamo il problema dal punto di vista del Politecnico. Se in esso si vuole perseguire una maggiore serietà e severità di studi non vedo come il Politecnico possa essere contrario ad una tale ammissione limitata e controllata. Io penso che anzi da esso dovrebbe partire l'iniziativa di negare una ammissione incondizionata dei licenziati dal Liceo. In tal modo si potrebbe far corrispondere all'ammissione dei migliori provenienti dall'Istituto, almeno un eguale numero di esclusioni di allievi provenienti dal Liceo. Con ciò la popolazione scolastica del Politecnico rimarrebbe numericamente inalterata ma risulterebbe migliorata in qualità. Io penso perfino che sarebbe opportuno aumentare il numero delle esclusioni rispetto a quello delle ammissioni giungendo così a ridurre la popolazione scolastica del Politecnico.

Per non venir frainteso intendo precisare che nel mio pensiero si prevede sempre che la percentuale maggiore degli allievi ammessi al Politecnico provenga dal Liceo come avverrebbe appunto se, per esempio, dall'Istituto fosse accettato il 5 ÷ 10 % degli allievi da esso licenziati e se fossero esclusi il 15 ÷ 20 % degli allievi provenienti dal Liceo. Naturalmente questo non deve essere un principio rigido bensì basato sul merito dei candidati.

Neanche per questo quesito voglio soffermarmi sul mezzo da adottare per ottenere tali esclusioni che potrebbe basarsi o su un esame integrativo prevalentemente tecnico (matematica, fisica, disegno), o sulle votazioni ottenute al Liceo soprattutto nelle materie tecnico-scientifiche, o su un altro metodo ancora.

Infine esaminiamo il problema dal punto di vista del Liceo. L'obiezione che si fa all'ammissione dei periti al Politecnico, nei quali i provenienti dal Liceo vedono degli indesiderati concorrenti, è la seguente: mentre l'Istituto Industriale porta a compimento il suo ciclo di studi e dà infine un titolo, così non è per il Liceo nel quale gli studi hanno carattere propedeutico. Come si può allora pretendere di escludere dalla prosecuzione degli studi elementi che, avendo ottenuto la promozione, non hanno tuttavia compiuto il loro ciclo di studi?

L'obiezione regge fino ad un certo punto perché il Liceo non apre unicamente le porte del Politecnico bensì di tutti i rami degli studi superiori. Se un individuo ha attitudine per le materie letterarie, per quelle giuridiche o per quelle economiche o commerciali non è opportuno che, per ragioni diverse da quelle delle proprie attitudini, scelga la carriera dell'ingegnere, o viceversa.

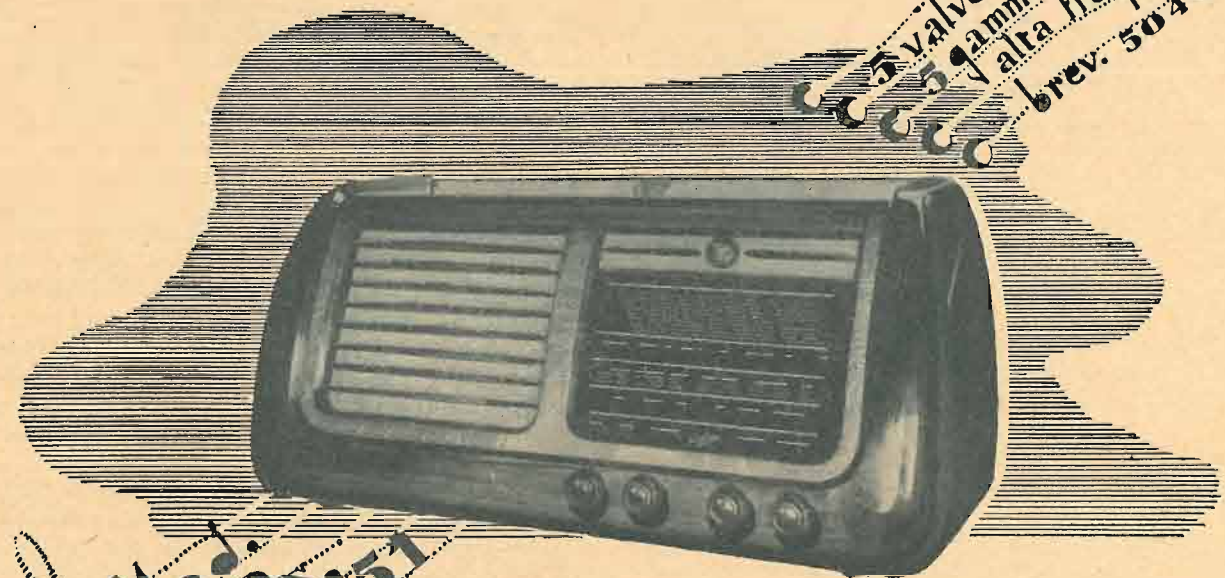
Ma è un'altra la risposta che io vorrei dare all'obiezione di cui sopra. Essa ha carattere più generale e va inquadrata nella riforma di struttura della Scuola di cui tanto si parla.

Il concetto che lo studio diventi obbligatorio fino ad una certa età del giovane è sano e da tutti riconosciuto. Se esso

(Continua a pag. 156)

Ricordi

5 valvole 4 A
3 gamme onda 7-500m
4 alta frequenza
brev. 5040



Mod. 9551

Radio
Savigliano
TORINO

SOCIETA NAZIONALE DELLE OFFICINE DI SAVIGLIANO
Fondata nel 1880 - Capitale vers. L. 300 000.000 - Stabil. a Torino ed a Savigliano - Direz. Torino - C. Mortara, 4

RASSEGNA DELLA STAMPA RADIO-ELETTRONICA

McMURDO SILVER: Trasmittitore ad O. U. C. controllato a cristallo. (Putting XTAL Control to Work) « Radio News », XXXIX, n. 2. febbraio 1948, p. 60 con 3 figure.

Viene descritto un semplice trasmettitore ad O.U.C. per le bande di 144, 148 e 235, 240 MHz (2m e 1,25m) controllato a quarzo. Il circuito oscillatore è del tipo triplicatore a tetrodo (Tri-Tet) ed usa un tubo miniatura 6A Q5(6V6).

Il cristallo di quarzo può essere scelto con frequenza compresa tra 12 e 12,333 MHz in modo che con una moltiplicazione di frequenza per 12 (3×2^2) si ottiene la emissione su circa 144/148MHz. Con un cristallo risonante fra 13 e 13,333 MHz e con una moltiplicazione di frequenza per 18 ($3^2 \times 2$) si ottiene la emissione su circa 235/240 MHz.

La figura 1 mostra lo schema del trasmettitore. Il circuito generatore, come già si disse, è del tipo tri-tet. Il quarzo è inserito tra il lato a R.F. del circuito di sintonia catodico e la griglia di comando del tubo 6A Q5. In serie al quarzo, per facilitare l'operazione di sintonia, viene inserita la lampada spia S_1 . Essa è in grado di sopportare $60 \div 100$ mA ed ha inoltre lo scopo di proteggere

il quarzo allorchè per una errata manovra il circuito rimanga senza carico.

Il circuito anodico dell'oscillatore è accordato sulla terza armonica della frequenza del quarzo per mezzo di C_2, L_2 ed il lato a R.F. di questo circuito è connesso a resistenza capacità alla griglia del secondo tubo del tipo 6C4 che funziona da duplicatore. Il terzo tubo, connesso come il precedente, è accordato sulla placca mediante un circuito a costanti distribuite il quale è accoppiato per mutua induzione alla linea facente capo al circuito delle griglie del tubo finale (doppio tetrodo a fascio tipo 832).

Sui circuiti catodici dei tubi 6C4 sono inserite delle lampade spia (60 mA) per facilitare le operazioni di sintonia dei singoli stadi come si dirà oltre.

Il centro elettrico della linea di griglia del tubo finale è connessa a massa con un resistore di 22 Kohm. In serie allo stesso ed allo scopo di misurare la corrente di griglia può essere inserito un milliamperometro (punto X). La corrente di griglia in condizioni normali è di circa $1 \div 2$ mA.

Le placche del tubo 832 sono connesse ad una linea accordata sulla frequenza di lavoro mediante il condensatore C_5 ; accoppiato induttivamente a questa linea vi è il cappio di antenna; quest'ultima sarà del tipo a dipolo.

Il tubo finale funziona con una tensione anodica di 300V; in serie a questo circuito è connesso il secondario del trasformatore di modulazione T_2 . Nel circuito di questo trasformatore è inserita la lampada spia S_4 analoga a quella del quarzo, che indica approssimativamente il regolare funzionamento dello stadio finale. Si può sostituire vantaggiosamente questa lampada con un milliamperometro da 100 mA.

Il modulatore consiste di due tubi 6A Q5 in un circuito controfase di classe A che pilotato da un microfono a carbone può erogare una potenza di $13 \div 15$ W di B.F. sufficienti per modulare di placca e griglia schermo al 100% il tubo 832.

La tensione continua per il microfono non è data da una batteria a secco, ma, come si vede dallo schema, è prelevata mediante un resistore di caduta sul circuito catodico dei tubi modulatori.

Le operazioni di messa a punto procedono nel seguente modo. Si comincerà anzitutto a sintonizzare il circuito oscillatorio catodico del primo tubo. La sintonia sarà effettuata per la massima luminosità della lampada posta in serie al quarzo. Verrà poi sintonizzato il circuito C_2, L_2 per la massima luminosità della lampada spia sul catodo del tubo V_2 . Durante questa operazione (sarà bene che le operazioni di sintonia vengano effettuate a luce ambiente moderata) si osserverà una lieve diminuzione di luminosità della lampada in serie al quarzo. La terza operazione consiste nella sintonia del circuito oscillatorio C_3, L_3 . La sintonia esatta si ottiene per la massima luminosità della lampada spia catodica di V_3 .

La messa a punto del circuito finale sarà bene venga

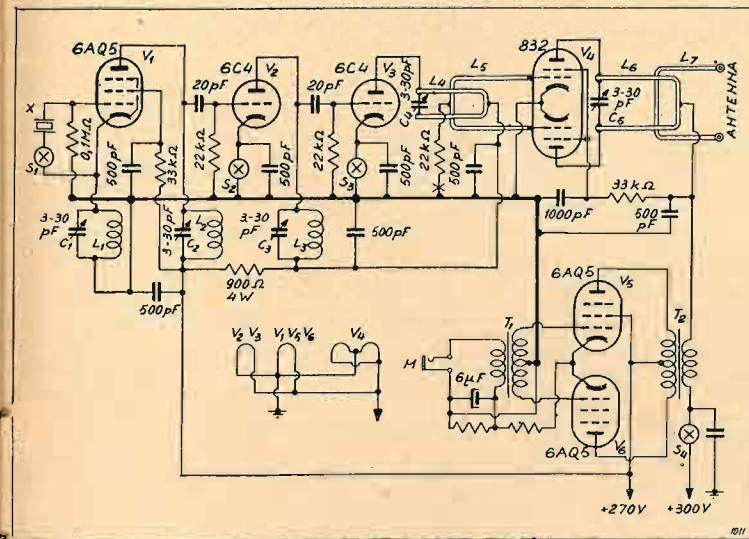


FIG. 1. - Schema elettrico del trasmettitore.
 L_1 = 23 spire filo rame smalto diam. 0,5; diam. supp. 10 mm.
 L_2 = 10 spire filo rame nudo, diam. 1,3 mm.; diam. supp. 16 mm. lungh. avvolgimento 24 mm.
 L_3 = 4 spire filo rame nudo diam. 1,3 mm. avvolte in aria con diametro int. 16 mm. lungh. avvolgimento 16 mm.
 L_4 = linea lunga 32 mm., larghezza tra i centri del conduttore 19 mm. filo diam. 1,6 mm. rame.
 L_5 = linea lunga 54 mm.; distanza 25,4 mm. tra gli assi del conduttore di rame stagnato del diam. di 1,6 mm.
 L_6 = (144 MHz) linea lunga 76 mm.; distanza 22 mm., conduttore di rame stagnato del diam. di 1,6 mm.
 L_7 = (235 MHz) linea lunga 44 mm., spaziata 22 mm., conduttore di rame stagnato del diam. di 1,6 mm.
 L_8 = (144 MHz) linea lunga 60 mm., spaziata 25,4 mm., conduttore rame stagnato del diam. di 1,6 mm.
 L_9 = (235 MHz) linea lungh. 93 mm., spaziata 25,4 mm., conduttore rame stagnato del diam. di 1,6 mm.

effettuata con un ondometro ad assorbimento per le frequenze considerate oppure mediante un sistema di fili di Lecher.

La potenza della portante irradiata si aggira sugli 8 ÷ 10W a R.F. per la banda dei 2m e di 5 ÷ 7W per la banda di 1,25 m.

La distanza coperta durante le prove effettuate con questo trasmettitore e con l'uso di un sistema di dipoli direttivi è stata di 70 ÷ 75 km.

R. Z.

J. T. DIXON: **Antenna omnidirezionale per M.F.** (All-way F. M. antenna) « Radio Craft », XIX, n. 6, marzo 1948, p. 68, con 1 figura.

L'antenna presentata dall'autore è idonea alla ricezione circolare delle emittenti a modulazione di frequenza. Essa è stata calcolata per ricevere la banda degli 88 ÷ 108

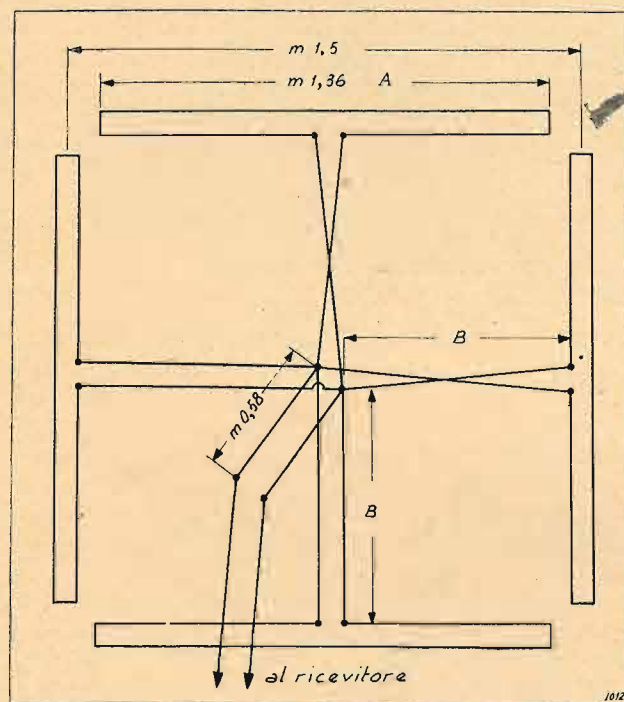


Fig. 1. - Struttura dell'antenna omnidirezionale per M.F.

MHz. L'antenna consiste di quattro dipoli chiusi (folded dipole) disposti secondo un quadrato il cui lato è di 1,5 m. Questi quattro dipoli sono alimentati ciascuno da una linea di impedenza caratteristica di 300 ohm; questa impedenza viene trasformata in 150 ohm da un tratto di linea lungo 58 cm un estremo della quale è connesso ai quattro dipoli alimentati in parallelo, mentre l'altro capo è connesso alla linea di discesa di 300 ohm predetta che può essere di qualsiasi lunghezza (fig. 1).

Mentre la direzionalità di questa antenna nel piano orizzontale è di 360° quella nel piano verticale è di 90°.

Le formule seguenti consentono di calcolare le dimensioni di questa antenna, similare per altre bande:

$$A = 0,45 \lambda; \quad B = 0,25 \lambda; \quad C = 0,193 \lambda.$$

R. Z.

T. GOOTEE: **Commutatore elettronico trasmissione-ricezione.** (Electronic switching for the Ham antenna) « Radio News », XXXIX, n. 1, gennaio 1948, p. 50, con 6 figure.

L'uso di una singola antenna, sia per la trasmissione sia per la ricezione, comporta l'adozione di un commutatore per il passaggio dell'antenna dal trasmettitore al ricevitore. Questa commutazione può essere effettuata in diversi modi. Uno di questi consiste in un commutatore per R. F. manovrato a mano dall'operatore; un altro modo consiste nell'inserire un adatto relè sul circuito di antenna in maniera tale da consentire il comando a distanza. Questi metodi presentano l'inconveniente di richiedere l'intervento dell'operatore di solito impegnato in altre manovre di modo che la commutazione in oggetto può venire anche dimenticata creando seri inconvenienti. Il sistema a relè è inoltre poco economico.

Durante la recente guerra è stato adottato un sistema del tutto automatico consistente nell'uso di un tubo a scarica nel gas. Esso fu usato principalmente per le apparecchiature radar per il passaggio repentino trasmissione-ricezione. Questo sistema consiste nel connettere sulle linee di alimentazione delle antenne, in un punto tale da non alterare l'impedenza di linea, il tubo interruttore a scarica (fig. 1).

Durante la trasmissione la tensione di uscita del trasmettitore innesca il tubo a gas creando in esso una scarica che ne riduce la resistenza interna e la rende approssimativamente uguale a quella di un corto circuito metallico. Durante la ricezione, venendo a mancare la tensione di uscita del trasmettitore, il tubo a gas si comporta come una resistenza di valore elevatissimo; il ricevitore funziona perciò correttamente.

La scelta del tubo interruttore dipende dalla potenza trasmessa nonché dalla impedenza di linea. La tensione massima di uscita dal trasmettitore è data da:

$$V_{max.} = \sqrt{P \cdot Z}$$

(P = potenza erogata Z = impedenza di linea).

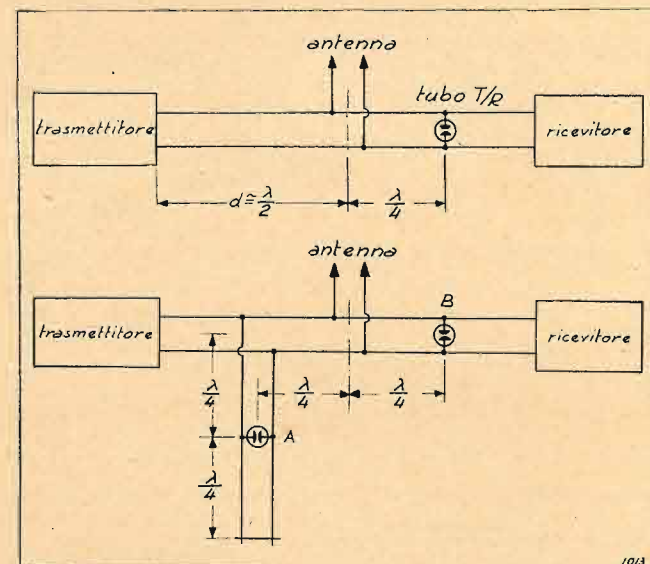


Fig. 1. - (sopra) Circuito base per l'impiego di un tubo T/R a gas. (sotto) Circuito a due tubi T/R. Esso consente di aumentare l'impedenza riflessa dalla linea durante la ricezione; la sensibilità effettiva del ricevitore risulta aumentata.

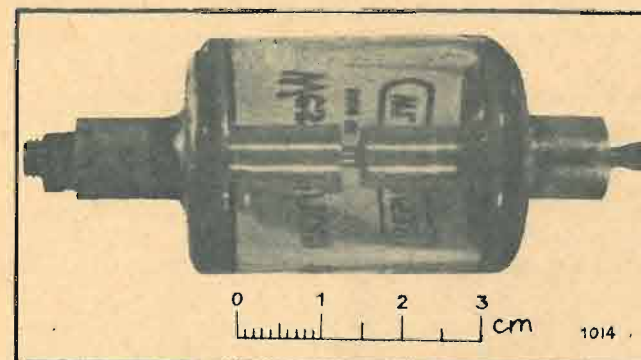


Fig. 2. - Il tubo T/R tipo 1B32/532A usato largamente nei radar, può essere ora usato nei sistemi d'antenna per dilettanti.

La scelta del tubo, perciò, deve essere fatta in modo tale che la minima tensione di innesco sia inferiore alla tensione a R.F. massima precedentemente calcolata.

Per piccoli trasmettitori può venire sovente impiegata una comune lampada al neon o all'argon.

Allorché al circuito è richiesta una alta conduzione possono essere usati diodi del tipo a vapori di mercurio 866 od 866 Jr. Essi sono usati a catodo freddo (1). In questo modo il potenziale di innesco è molto basso (10 V) e la corrente di scarica può essere relativamente intensa (1 A) senza danneggiare il tubo.

Nella tabella allegata sono raccolti i principali tipi di tubi interruttori T/R e di essi vengono fornite le caratteristiche di impiego nonché le ore di vita per servizio continuativo.

R. Z.

Tipi di tubi T/R a gas	Tensione d'innesco Volt	Da usarsi in circuiti di potenza			Ore di funzionam.
		bassa	media	alta	
721-A, 721-B, 2J-B51	200-400		*	*	300
724-A, 724-B	90-150	*	*		200
702-B	300-500		*		300
1B21, 1B21A	sopra 500			*	200-300
1B25, 1B25A	90-100	*	*		400
1B32/532A	250-1000		*	*	600
1B43	100-250	*			200-400
1B24	variabile	*	*	*	200-800
1B27	idem	*	*	*	200-800

W. S. BRIAN: **Tetrodo di uscita sperimentale per audiofrequenze.** (Experimental Audio Output Tetrode) « Electronics », XX, n. 8, agosto 1947, p. 121-123, con 4 figure e una tabella.

L'A. dopo alcune considerazioni sull'amplificazione di potenza a B.F., tendenti a dimostrare che i triodi sono in

(1) I due reofori catodici vengono riuniti costituendo così un unico conduttore.

molti casi preferibili ai tubi plurigriglia per la minore distorsione di non linearità che con essi può essere ottenuta descrive un nuovo tubo, attuato in via sperimentale, caratterizzato da un livello di distorsione eccezionalmente basso.

Questo tubo, la cui struttura è rappresentata in figura 1, è un tetrodo la cui prima griglia è resa positiva rispetto al catodo in guisa da contrastare la carica spaziale e da produrre una nube di elettroni in corrispondenza della sua superficie. Tale nube agisce come un catodo virtuale

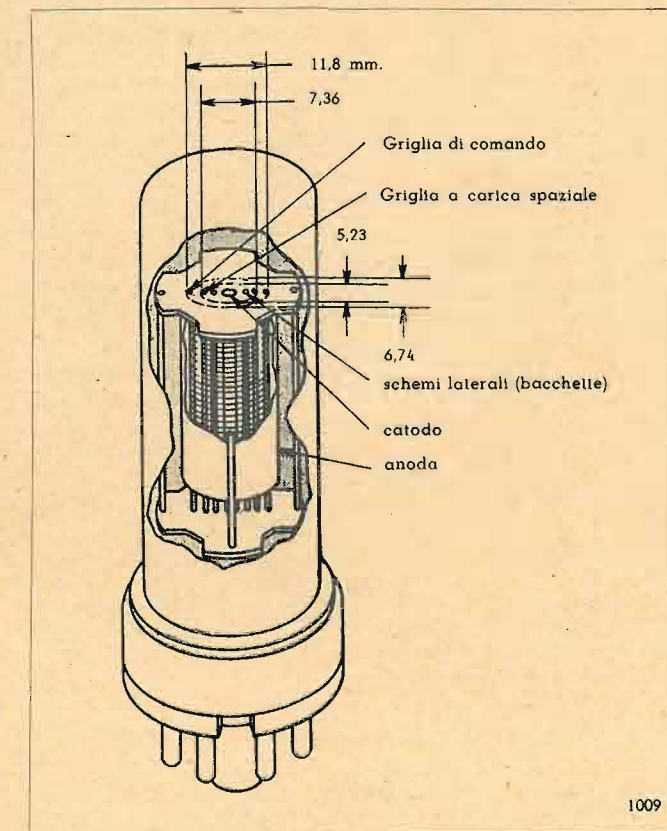


Fig. 1. - Struttura e dimensioni del tetrodo sperimentale con griglia a carica spaziale.

e il tubo, la cui seconda griglia rappresenta l'elettrodo di comando, si comporta come un triodo con catodo a grande area e limitata temperatura. La prima griglia è perciò una griglia a carica spaziale; per ridurre la corrente che fluisce in essa, fra il catodo e la griglia stessa vengono disposte due bacchette schermanti conduttrici che possono essere connesse o al catodo o alla seconda griglia. Tali bacchette determinano una contrazione del fascio di elettroni in corrispondenza delle bacchette laterali di sostegno della griglia a carica spaziale, la cui corrente risulta così ridotta a circa 2/3. La distanza fra la griglia a carica spaziale e il catodo è scelta in modo da ottenere il miglior compromesso fra un basso valore della corrente di detta griglia e un elevato valore della transconduttanza anodica.

La figura 2 mostra le caratteristiche di un tubo, attuato in base ai predetti criteri, la cui griglia a carica spaziale viene alimentata da 250 volt attraverso ad un resistore da 10kΩ. In tali condizioni si ha: $V_{og1} = 70V$, $I_{og1} = 18mA$, $V_{oa} = 250V$, $I_{oa} = 33mA$, V_{og2} (griglia comando) = -15V.

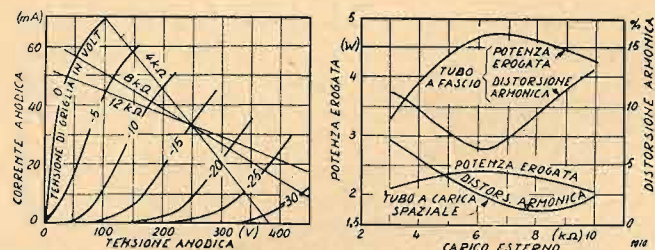


FIG. 2. - a) Caratteristiche anodiche del tetrodo con griglia a carica spaziale. b) Confronto fra le caratteristiche di distorsione e di potenza in funzione del carico esterno, del tubo con griglia a carica spaziale e di un tipico tetrodo a fascio (6V6).

Il tubo eroga 2,4 watt su carico di 7500 ohm con distorsione totale inferiore all'1,5%. Variando il carico fra 5000 e 12 000 ohm la distorsione non oltrepassa il 5%.

Il basso livello di distorsione di questo tubo dipende da varie cause. Una forte diminuzione delle armoniche pari è dovuta alla ridotta influenza della tensione anodica sulla corrente catodica ed alla minore corrente anodica in corrispondenza di elevati valori negativi della tensione di comando, specialmente allorché le bacchette schermanti sono connesse alla griglia di comando. Ciò equivale a rendere più rettilinea la caratteristica mutua del tubo per il quale viene accresciuta la pendenza in corrispondenza delle tensioni più negative della griglia di comando. Una

TAB. I: CONFRONTO FRA IL TETRODO A CARICA SPAZIALE E UN TETRODO A FASCIO.

TERMINI DI CONFRONTO	TETRODO SPERIM. CON GRIGLIA A CARICA SPAZIALE	TIPICO TETRODO A FASCIO (6V6)
<i>Filamento riscald.</i>		
V	6,3	6,3
A	0,7	0,45
W	4,6	2,8
<i>Griglia ausiliaria</i>		
V	250	250
mA	18	4,5
W	4,5	1,3
<i>Griglia controllo</i>		
Tensione di polarizz.	-15 volt	-12,5 volt
Tensione di segnale	15 volt (punta)	12,5 volt (punta)
<i>Anodo</i>		
V	250	250
A	33	45
W	8,3	11,3
Distorsione	1,5 %	8 %
Watt Erogati	2,4	4,5
Rendimento totale	13,8 %	29,2 %
(¹) Rendim. anodico	18,75 %	35,7 %

(¹) Per rendimento totale s'intende: $\frac{\text{potenza utile erogata}}{\text{potenza complessiva assorbita}} \cdot 100$

Il rendimento anodico si ottiene non computando nella potenza complessiva quella assorbita dal filamento riscaldatore.

riduzione delle armoniche dispari viene infine ottenuta evitando di derivare un condensatore fra la griglia a carica spaziale e la massa. Quest'ultimo accorgimento determina anche un leggero aumento della potenza di uscita ed una maggiore indipendenza del funzionamento del tubo dal valore del carico anodico.

In figura 2 b sono visibili le curve di potenza e di distorsione del tetrodo con griglia a carica spaziale e quelle relative ad un tipico tetrodo a fascio (6V6): nella tabella I sono compendiate le principali caratteristiche relative ai due tubi.

L'A. conclude che la bassa distorsione che caratterizza il tetrodo con griglia a carica spaziale ne rende raccomandabile l'impiego in amplificatori ad alta fedeltà. G. Z.

L'AMMISSIONE AI POLITECNICI DEI LICENZIATI DAGLI ISTITUTI INDUSTRIALI

(continuazione da pag. 151)

non ha ancora potuto trovare pratica applicazione ciò è da attribuire a difficoltà tecniche ed economiche. Io ritengo però che tale principio debba essere integrato nel senso che, oltre questo limite, debbono poter proseguire negli studi schiere di giovani sempre più selezionate in base alle capacità ed attitudini di ciascuno.

Anche questo ritengo sia un concetto da tutti condiviso. Mi sembra perciò che per raggiungere questo scopo occorra far corrispondere in ogni caso ad ogni *breve ciclo di studi* (tre o quattro anni), una conclusione, sia pure parziale, di essi, assegnando il relativo diploma o licenza a cui corrisponda un titolo ben precisato. In sostanza io ritengo che, dopo ogni breve ciclo di studi la promozione dovrebbe costituire la « licenza » da quel ciclo ma non dovrebbe dare contemporaneamente diritto all'ammissione a quello successivo.

Perciò ogni ciclo dovrebbe concludersi classificando i giovani promossi in due categorie: quelli che hanno superato gli studi in maniera sufficiente per poter loro assegnare il titolo cui quel ciclo di studi dà diritto e quelli invece che hanno dimostrato doti adatte per proseguire secondo un *determinato indirizzo* che, mano a mano, risulterà sempre meglio delineato.

Ecco che, in base a questo criterio, anche alla fine del Liceo gli studi dovrebbero avere una loro conclusione e dare diritto ad un titolo. Non voglio dilungarmi sui vantaggi che, a mio modo di vedere, ne dovrebbero derivare da tutto ciò. Non ultimo fra essi quello di contribuire ad estirpare la piaga di fare dello studio una questione di dignità personale invece che di attitudine e di interesse per le discipline coltivate, per cui ora ogni arricchito si sente in dovere di far conseguire ai suoi figli una laurea anche se essi non sono affatto portati per lo studio.

GIUSEPPE DILDA



PUBBLICAZIONI RICEVUTE

PRESENTAZIONI

Frequency Modulation. Volume I. Pubblicato da « R. C. A. Review », genn. 1948. Un vol. di X-515 pag. rilegato in tela.

In questo volume, che è il settimo della serie dei Libri tecnici R.C.A., sono stati raccolti, a cura di A. N. Goldsmith, A. F. Van Dyck, R. S. Burnap, E. T. Diekey e G. M. K. Baker, i principali articoli pubblicati nel periodo che va dal 1936 al 1947 sull'argomento della modulazione di frequenza. Gli articoli sono stati tratti, oltre che dalla « R.C.A. Review », anche dalle altre seguenti riviste: « Proceeding of the Institute of Radio Engineers », « Electronics », « Jour. of the Soc. of Motion Picture Engineers », « Communications », « F. M. and Television ».

Gli articoli riprodotti integralmente sono 24; di altri 21 articoli sono riportati solamente i sommari. Essi sono suddivisi in quattro capitoli riguardanti rispettivamente le generalità, la trasmissione, la ricezione, e questioni varie. Il volume si conclude con una bibliografia sull'argomento (sono citati solamente lavori americani) e con un'appendice comprendente 8 sommari di articoli che trattano della dislocazione più conveniente e del campo creato dalle stazioni a M.F.

Il volume, pur non costituendo, per la sua stessa natura, una trattazione sistematica dell'argomento, rappresenta una raccolta molto utile per lo studio del problema della modulazione di frequenza.

G. D.

E. FROMY: *Mesures en radiotechnique*. « Dunod », Paris, 1948, volume di 660 pagine con 475 figure. Prezzo 2280 franchi.

In considerazione della crescente importanza presa dalle misure in materia radiotecnica, l'autore ha concepito quest'opera ad uso degli alunni della Scuola superiore di elettricità e di tutti i radiotecnici, che ivi troveranno trattati l'insieme dei problemi speciali relativi alle misure, alle frequenze acustiche e radio, sino alle onde metriche.

Il libro tratta i seguenti argomenti: Generalità. Circuiti di misura. Misure a bassa frequenza. Misure sui tubi ad alto vuoto. Misura di impedenza ad alta frequenza. Misure diverse in alta frequenza. Misure di frequenza. Misure ad altissime frequenze. Misure sui trasmettitori. Misura di campi elettromagnetici. Misure sui ricevitori.

RIVISTE

(I sommari non sono completi ma contengono prevalentemente gli articoli attinenti alla radiotecnica).

Revista Electrotecnica. XXXIII, n. 1, gennaio 1947.

La telefonia transoceanica su cavo (E. Soleri), p. 1; La rappresentazione vettoriale ed il calcolo simbolico in elettrotecnica (A. L. Charlet), p. 17; Il blocco automatico sulla linea Parigi Tours (A. L. Charlet), p. 30; Storia del trasformatore (L. Goodbar), p. 32.

Revista Electrotecnica. XXXIII, n. 2, febbraio 1947.

Distribuzione di elettricità nelle zone rurali (R. Martinez de Vedia), p. 51; La riforma della meccanica quanti-

stica (G. Knie), p. 62; Sessant'anni di esperienza nell'industria elettrica (H. Siddley), p. 69; Produzione e vendita dell'energia elettrica nella Repubblica Argentina durante il primo semestre 1946, p. 75.

Revista Electrotecnica. XXXIII, n. 3, marzo 1947.

Individuazione cavi e localizzazione dei guasti col metodo dell'induzione elettromagnetica (A. L. Charlet), p. 99; Ventilatori, teoria, progetto e costruzione (E. Richheimer), p. 104; Storia del radar, p. 115; Centratore e localizzatore per Roentgenoterapia (F. Baclesse), p. 129; Regolamentazione per linee elettriche esterne in generale. Progetto di norme per linee sotterranee (A.A.E.T.), p. 131.

Revista Electrotecnica. XXXIII, n. 4, aprile 1947.

La energia nucleare e la sua possibile utilizzazione industriale (F. Cernuschi), p. 145; I radioelettrici francesi (J. M. Guinot), p. 150; Rigidità dielettrica dell'aria rispetto a impulsi di tensione e rispetto a onde di 60Hz (P. L. Bellaschi y W. J. Teague), p. 153; Storia del radar, p. 163.

Revista Electrotecnica. XXXIII, n. 5, maggio 1947.

Riusertione rapida monofase di trasmissione di energia a tensione elevata (E. Maury), p. 193; Ventilatori: teoria progetto e costruzione (E. Richheimer), p. 211; La turbina a gas a flusso assiale per propulsione a reazione, p. 220.

Revista Electrotecnica. XXXIII, n. 6, giugno 1947.

L'ossidazione anodica dell'alluminio e le sue applicazioni (E. Gautheret), p. 239; Ventilatori: teoria progetto e costruzione (E. Richheimer), p. 253; L'amplidina. Un moderno dispositivo di regolazione elettrica, p. 265.

Revista Electrotecnica. XXXIII, n. 7, luglio 1947.

Evoluzione della tecnica dei gruppi turbo-alternatori nelle centrali elettriche (L. Vadot), p. 285; Miglioramento nell'equipaggiamento elettrico di locomotori (A.A.E.T.), p. 309; Motore a c.e. con variazione di velocità nel rapporto 8:1 (E. W. Moore), p. 318; Questionario sull'illuminazione (S. McCandless e L. Goodbar), p. 321.

Revista Electrotecnica. XXXIII, n. 8, agosto 1947.

Amplificatore a resistenza e capacità in regime transitorio (R. Tozzini), p. 331; Progressi nelle centrali termiche nordamericane (F. Liceni), p. 343; I veicoli elettrici ad accumulatori in Francia (M. Bouchon), p. 354; Protezioni contro gli squilibri nelle reti di distribuzione trifase (E. A. Buston), p. 365.

Revista Electrotecnica. XXXIII, n. 9, settembre 1947.

Sistema di telefonia a corrente portante (G. Sinay), p. 375; Ventilatori: teoria, progetto e costruzione (E. Richheimer), p. 391; Iconoscopio, supericonoscopio e orticon (M. Leblanc), p. 402; Il microscopio elettronico svizzero (G. Induni), p. 404.

Revista Electrotecnica. XXXIII, n. 10, ottobre 1947.

Studio generale delle macchine a induzione statiche e rotanti per mezzo del diagramma circolare di Blondel (*J. Froidevaux*), p. 419; Abaco per il calcolo delle linee aeree e sotterranee in una rete a bassa tensione (*J. Parizy*), p. 439; Osservazioni elementari sul calcolo simbolico (*F. H. Raymond*), p. 445; Antenne per onde ultra corte, p. 449.

Revista Electrotecnica. XXXIII, n. 11, novembre 1947.

Tendenze nella costruzione di centrali elettriche nord-americane e inglesi (*F. Liceni*), p. 463; Studio generale delle macchine a induzione statiche e rotanti per mezzo del diagramma circolare di Blondel (*J. Froidevaux*), p. 475; Calcolo razionale dei filtri in cascata (*P. Coulombe*), p. 487.

Revista Electrotecnica. XXXIII, n. 12, dicembre 1947.

Alcuni problemi tecnici delle centrali idroelettriche moderne (*L. Vadot*), p. 509; La stampigliatura di garanzia (*T. F. Lych*), p. 523; Studio generale delle macchine a induzione statiche e rotanti per mezzo del diagramma circolare di Blondel (*J. Froidevaux*), p. 528; Rodolfo Diesel (*E. Mallol*), p. 541; Contributo allo studio del fattore umano nelle sottostazioni elettriche (*C. Baudet*), p. 543.

Revista Telegrafica. XXXV, n. 412, gennaio 1947.

Circuiti di accoppiamento dell'antenna per trasmettitori (*M. J. Kobilsky*), p. 17; La ionosfera (*J. M. Alvarez*), p. 24; Metodi moderni di insegnamento. Esami automatici (*P. J. Noireux*), p. 28; Rappresentazione fisica delle antenne rombiche e a V (*W. van B. Roberts*), p. 31; Oscillatore compatto ad alto rendimento per la gamma di 2 m. (*J. H. Owens*), p. 34; Trasmettitore per 440V (*A. Dal Molin*), p. 36; Dispositivo di sicurezza per trasmettitori, p. 38; Interruttore automatico di emissione, p. 40.

Revista Telegrafica. XXXV, n. 413, febbraio 1947.

Alcune questioni pratiche sui trasmettitori per telefonia e telegrafia (*E. N. Packmann*), p. 74; Scelta della frequenza per comunicazioni con onde ionosferiche (*J. M. R. Onativa*), p. 87; Considerazioni sullo zero assoluto (*H. Piraux*), p. 93; Le onde stazionarie ed i loro effetti (*G. G.*), p. 97; Comunicazioni su 300 MHz, p. 99; Oscillatore per la banda di due metri (*J. H. Owens*), p. 102; Trasmettitore e oscillatore pilota per 220 V, c.c. (*E. I. Dasso*), p. 105.

Revista Telegrafica. XXXV, n. 414, marzo 1947.

Alcune questioni pratiche sui trasmettitori per telefonia e telegrafia (*E. N. Packmann*), p. 143; Loran (*Video*), p. 152; Reattanze elettroniche (*M. J. Kobilski*), p. 156; Metodi di prova per dielettrici solidi, p. 159; Considerazioni sullo zero assoluto (*H. Piraux*), p. 163; Il perfezionamento dei tiratron a vapore di mercurio per modulazione nei radar (*B. Knight* e *L. Herrert*), p. 165; Il rivelatore a rapporto semplifica il progetto dei ricevitori per modu-

lazione di frequenza (*S. W. Suley*), p. 168; Trasmettitori per frequenze elevate, p. 170; La lettera μ ha troppi significati! (*Cathode Ray*), p. 172.

General Radio Experimenter. XXI, n. 8, gennaio 1947.

Ancora sulle induttanze a nucleo di ferro. Parte II (la prima parte è stata pubblicata nel n. 7) (*P. K. McElroy*), p. 2.

General Radio Experimenter. XXI, n. 9, febbraio 1947.

Un indicatore di frequenza per la gamma 1.6 MHz - 150 MHz (*C. A. Cady*), p. 1.

General Radio Experimenter. XXI, n. 10, marzo 1947.

Ricevitore di ricerca per contromisure radar (*D. B. Sinclair*), p. 1; Perfezionamenti in un ondometro di precisione, p. 6.

General Radio Experimenter. XXI, n. 11, aprile 1947.

Un ponte di capacità per vasta gamma di frequenza (*R. F. Field* e *I. G. Easton*), p. 1.

General Radio Experimenter. XXI, n. 12, maggio 1947.

Errori dovuti alle connessioni nelle misure di capacità (*R. F. Field*), p. 1; La protezione dei variac contro i sovraccarichi (*G. Smiley*), p. 4; Taratura di strumenti con il variac, p. 5.

General Radio Experimenter. XXII, n. 1, giugno 1947.

Miglioramento della precisione dei condensatori campione (*R. I. Field*), p. 1.

General Radio Experimenter. XXII, n. 2 e 3, luglio-agosto 1947.

Un contatore per misure di radioattività (*A. C. Bousquet*), p. 1; Le nuove unità elettriche (*R. F. Field*), p. 7.

General Radio Experimenter. XXII n. 4, sett. 1947.

Un indicatore di frequenza per trasmettitori televisivi, p. 2.

General Radio Experimenter. XXI, n. 5, ottobre 1947.

Un apparecchio di controllo per trasmissioni a modulazione di frequenza (*C. A. Cady*), p. 1.

General Radio Experimenter. XXII, n. 6, nov. 1947.

Un oscillatore ad ampia gamma per frequenze acustiche ed ultracustiche (*C. A. Cady*), p. 1; Cadute di tensione nei variac (*G. Smiley*), p. 5; Un circuito per misure di cadute di tensione (*G. Smiley*), p. 6.

General Radio Experimenter. XXII, n. 7, dic. 1947.

Nuove serie di variac (*G. Smiley*), p. 1; Misure di distorsione e rumore di fondo ad audio-frequenza (*A. E. Thiesen*), p. 5.

TIPOGRAFIA L. RATTERO, VIA MODENA 40 / TORINO

General radio

QUANTO OCCORRE PER LA RADIO

GENERAL RADIO

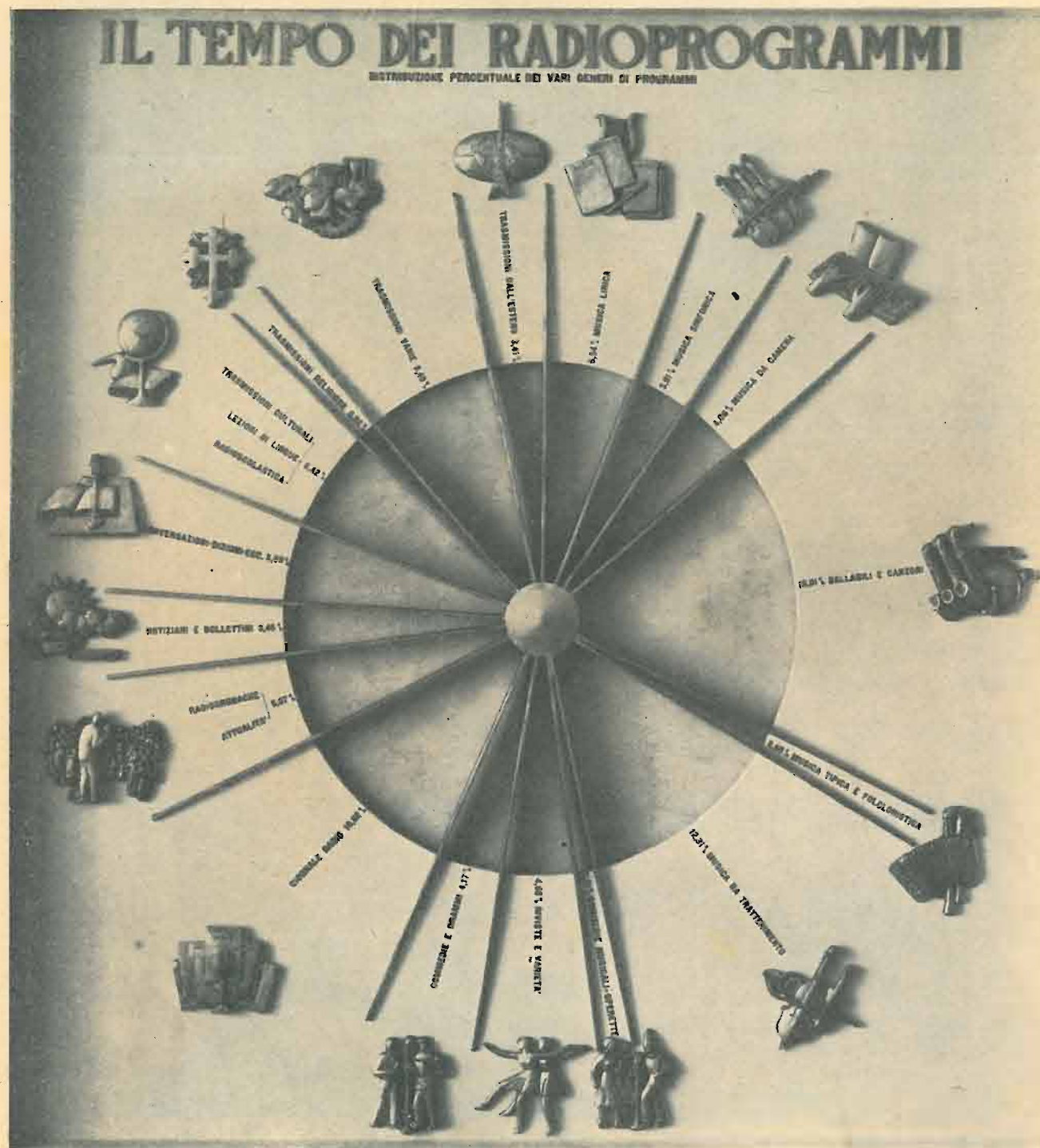
V. BIANCA DI SAVOIA N°2 - MILANO - TELEF. 578.835

BONETTO

ELETTRONICA R 11

Commissionaria della S. A. FIVRE

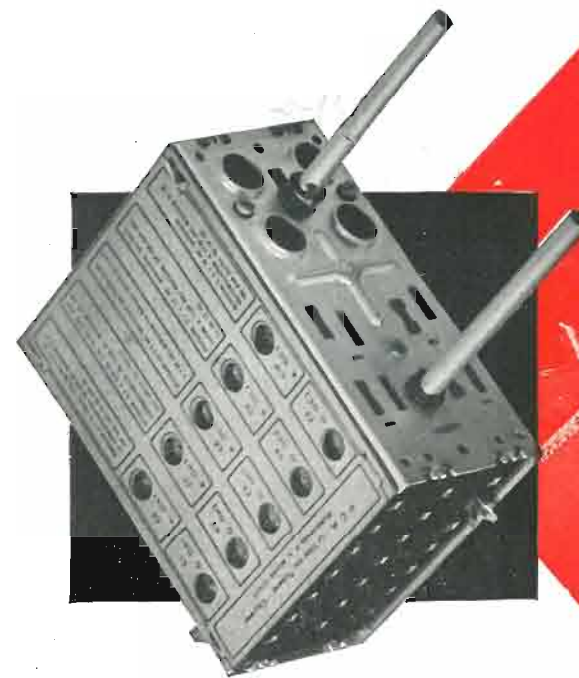
RADIO - ITALIANA



Quadro schematico della suddivisione dei programmi radiodiffusi.

NON FATE ESPERIMENTI

ma seguite la nostra esperienza...



ADOTTATE IL **P1**

- L'esperienza è la chiave del successo. La Nova ha fatto l'esperienza anche per Voi studiando per due anni il gruppo P1 e costruendolo, ormai da altri due anni, ininterrottamente in serie crescente.

- Il gruppo P1 è il primo gruppo di alta frequenza a permeabilità variabile costruito nel mondo. La Nova ne ha prodotti oltre 50.000 e si avvicina rapidamente ai 100.000 gruppi all'anno. Questa regolarità di produzione, questa specializzazione, l'uso che ne viene fatto da parte di importantissime fabbriche per apparecchi di classe sono la miglior garanzia per Voi. Non fate esperimenti ma accogliete e seguite la nostra esperienza.

NOVA

Radioapparecchiature precise

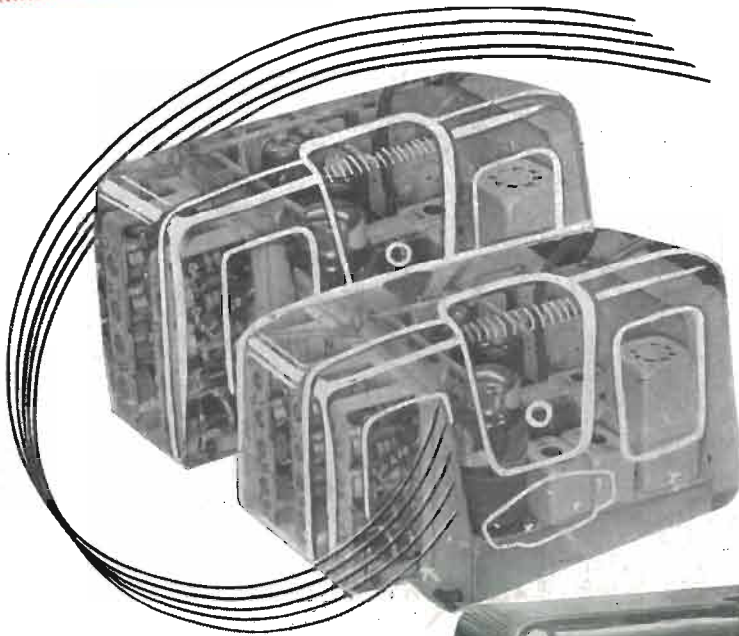
MILANO

P. LE LUIGI CADORNA, 11 - TEL. 12.204

RAPPRESENTANZE IN TUTTA ITALIA

100%
1971

2 IN 1



2 GRUPPI D'ALTA FREQUENZA
SEPARATI E DISTINTI

2 CONDENSATORI VARIABILI
MULTIPLI INDIPENDENTI

2 SINTOGRAMMI ECC.

2 RADIORICEVITORI IN **1**

MOD. 589

LABORATORIO RIPARAZIONI
VIA SALVINI 1 • MILANO



Supereterodina 5 valvole piú
occhio magico - 4 gamme d'onda
normali (lunghe, medie, corte
cortissime) - 5 sottogamme d'onde
corte a banda allargata.

SOC. AN.
FIMI
SARONNO - MILANO