

SETTEMBRE-OTTOBRE 1952 - Anno 1 - Num. 5

SUPPLEMENTO AL RADIODIFFUSORE - SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO

# ELETTRONICA

E TELEVISIONE ITALIANA

EDIZIONI RADIO ITALIANA

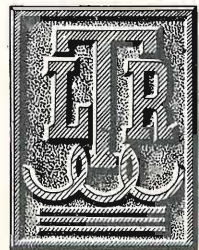


LIRE 300

## IN QUESTO NUMERO

La radiodiffusione a onde metriche in Germania - Distorsimetro analizzatore - Principi elementari dei sistemi di conteggio impiegati nelle calcolatrici elettriche - Amplificatori ad audio frequenza con controreazione - Il telescopio elettronico - Bollettino d'informazioni F.I.V.R.E. - LIBRI E PUBBLICAZIONI - NOTIZIARIO





# LABORATORIO RADIOTECNICO

DI E. ACERBE

TORINO

VIA MASSENA, 42-44  
TELEFONO 42.234

TELEVISORI DELLE MIGLIORI MARCHE NAZIONALI ED ESTERE  
GELOSO \* UNDA RADIO \* SART \* PHILMORE

MANUTENZIONE E ASSISTENZA  
GARANTITA DA UN MODERNO  
LABORATORIO DI RIPARAZIONE  
ADIBITO ALLA SOLA TELEVISIONE

CAMBIADISCHI E GIRADISCHI AUTOMATICI E NORMALI  
A DUE E TRE VELOCITÀ

W. M. TRI-O-MATIC \* DAGE \* BSR \* PHILIPS

INCISORI A NASTRO E FILO

REVERE \* WEBSTER \* GELOSO

IL MEGLIO NELLE NOVITÀ TECNICHE

# Ing. S. BELOTTI & C.S.A.

MILANO

PIAZZA TRENTO, 8

Telegr. { *Ingbelotti*  
          { *Milano*

Telef. { 5.20.51  
          { 5.20.52  
          { 5.20.53  
          { 5.20.20

GENOVA

Via G. D'Annunzio, 1/7  
Telef. 52.309

ROMA

Via del Tritone, 201  
Telef. 61.709

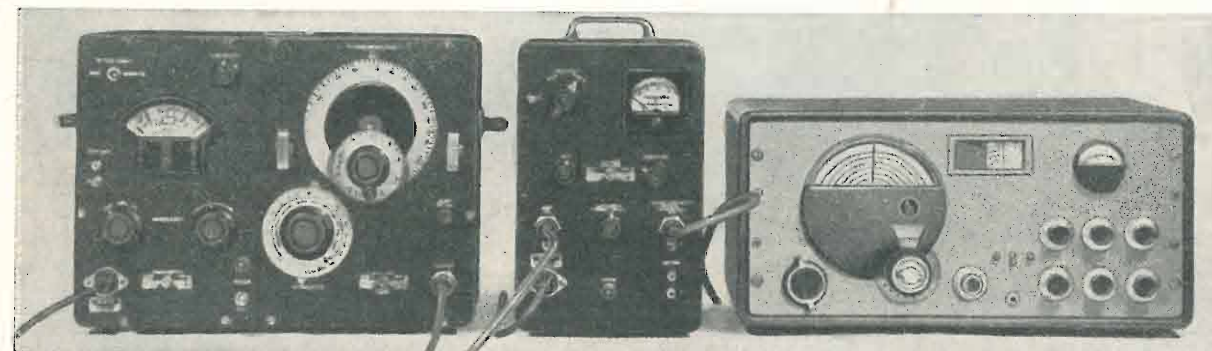
NAPOLI

Via Medina, 61  
Telef. 23.279

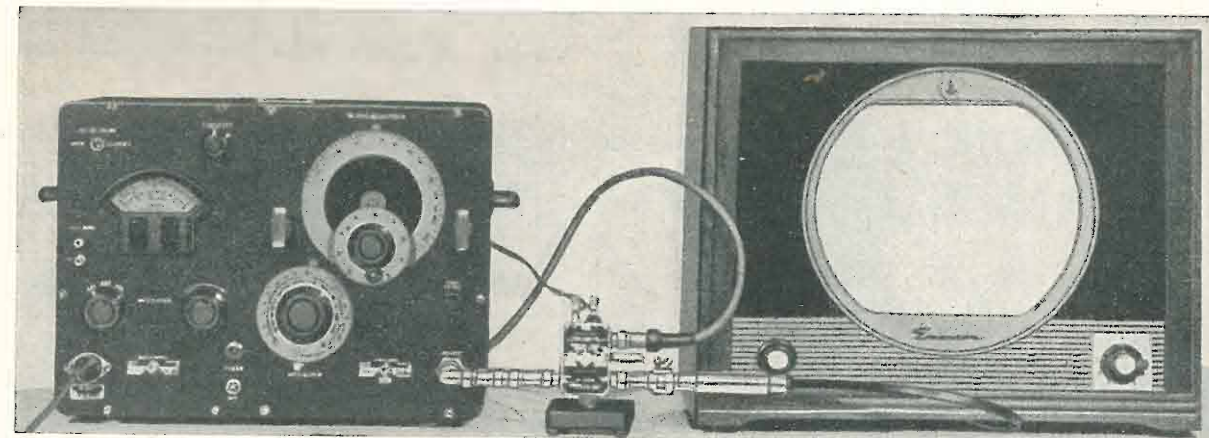
## GENERATORE DI SEGNALI CAMPIONE GENERAL RADIO

Tipo 1021-AU - 250 - 920 Mc

Tipo 1021-AV - 50 - 250 Mc



Il generatore di segnali campione tipo 1021-A e il modulatore di ampiezza tipo 1023-A disposti per prove su radiorecettore



Il generatore di segnali campione tipo 1021-A col modulatore a diodo tipo 1000-P6 disposti per prove su ricevitore televisivo

ANALIZZATORI SUPER-SENSIBILI \* MISURATORI DI USCITA \* AMPLIFICATORI \*  
OSCILLATORI \* GENERATORI SEGNALI CAMPIONE \* MONITORI \* PONTI PER  
MISURE C. R. L. \* MISURATORI DI LIVELLO DEI SUONI \* VOLTMETRI A VALVOLA \*  
STROBOSCOPI \* FREQUENZIMETRI \* ELEMENTI COASSIALI \* OSCILLOGRAFI

LISTINI A RICHIESTA





# F&G

## CAVI E CONDUTTORI

per tutti i rami della

## TECNICA DELL'ALTA FREQUENZA

Rapp. Gen.

Ing. OSCAR ROJE

MILANO - Via T. Tasso 7

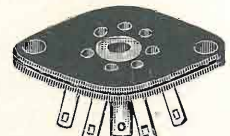
Tel. 42.241



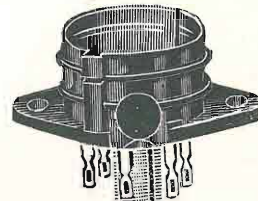
Felten & Guillaume Carlswerk AG  
Köln - Mülheim

INDUSTRIA ITALIANA SUPPORTI **UGO SAONER**  
PER VALVOLE RADIO  
VIA ARENA, 22 - MILANO - TELEF. 33-684 - 381.808

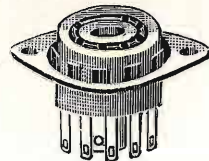
Radioaccessori - Minuterie radiotecniche  
**ZOCCOLI PER VALVOLE**  
di ogni tipo



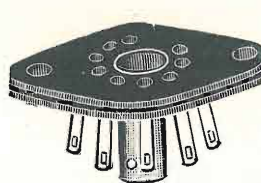
MINIATURE (7 piedini)  
tranc. tangentialdelta



RIMLOCK



MINIATURE (7 piedini)  
stamp. in bachelite  
con ghiera orientabile



NOVAL (9 piedini)  
in tangentialdelta

**FORNITORE DELLE PRINCIPALI  
INDUSTRIE RADIOFONICHE**  
CAMPIONI GRATIS A RICHIESTA

# AESSE

APPARECCHI E STRUMENTI SCIENTIFICI ED ELETTRICI

VIA RUGABELLA, 9 - MILANO - TEL. 891.896 - 896.334

Ind. Telegraf. AESSE - Milano

## APPARECCHIATURE PER TV E UHF

**RIBET & DESJARDINS**

Wobulatore: 2 - 300 MHz

Oscillografo: 2 Hz ÷ 10 MHz

**FERISOL**

Generatore: 8 ÷ 220 MHz

Generatore: 5 ÷ 400 MHz

Voltmetro a valvole: 0 - 1000 MHz  
0 - 30.000 V c.c.

**S. I. D. E. R.**

Generatore d'immagini  
con quarzo pilota alta definizione

Prospetti e chiarimenti a richiesta



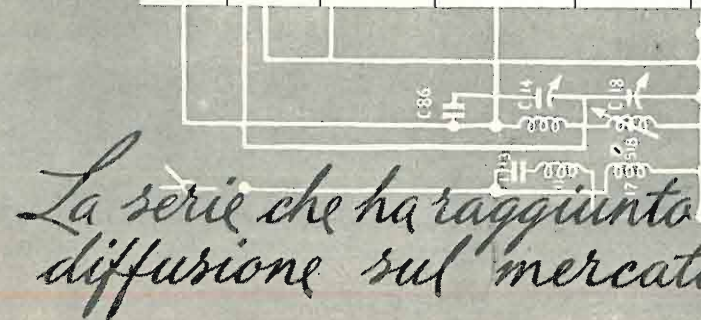
# Rimlock SERIE U

Modello	Caratteristiche	Parametri
UCH 42 Triodo-esodo	Convertitore di frequenza (parte esodo)	$V_a = 170V$ $R_{g1} = 18k\Omega$ $R_{g2} = 27k\Omega$ $R_{g3+gT} = 47k\Omega$ $V_{g1} = -1.85V$ $I_a = 2.1$ $I_{g2+g4} = 2.6$ $I_{g3+gT} = 0.20$ $S_c = 670 \mu A/V$ $R_i = 1.0 M\Omega$
	Oscillatore (parte triodo)	$V_a = 100V$ $R_{g1} = 18k\Omega$ $R_{g2} = 27k\Omega$ $R_{g3+gT} = 47k\Omega$ $V_{g1} = -1.0V$ $I_a = 1.2$ $I_{g2+g4} = 1.5$ $I_{g3+gT} = 0.10$ $S_c = 530 \mu A/V$ $R_i = 1.2 M\Omega$
UBC 41 Doppio diodo-triolo	Caratteristiche tipiche	$V_a = 170V$ $V_g = -1.6V$ $I_a = 1.5$ $S = 1.65 mA/V$ $R_i = 42 k\Omega$ $\mu = 70$
	Amplificatore B.F.	$V_a = 100V$ $V_g = -1.0V$ $I_a = 0.8$ $S = 1.4 mA/V$ $R_i = 50 k\Omega$ $\mu = 70$
UAF 42 Diodo Pentodo a pendenze variabile	Amplificatore A.F. o M.F.	$V_a = 170V$ $R_{g2} = 56k\Omega$ $V_{g1} = -2.0V$ $I_a = 5$ $I_{g2} = 1.5$ $S = 2.0 mA/V$ $R_i = 0.9 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
	Amplificatore B.F.	$V_a = 100V$ $R_a = 56k\Omega$ $R_{g2} = 0.82M\Omega$ $R_k = 2.7k\Omega$ $I_a = 2.8$ $I_{g2} = 0.9$ $S = 1.7 mA/V$ $R_i = 0.85 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
UF 41 Pentodo a pendenza variabile	Amplificatore A.F. o M.F.	$V_a = 170V$ $R_{g2} = 56k\Omega$ $V_{g1} = -2.0V$ $I_a = 5$ $I_{g2} = 1.5$ $S = 2.0 mA/V$ $R_i = 0.9 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
	Amplificatore B.F.	$V_a = 100V$ $R_a = 0.22M\Omega$ $R_{g2} = 0.82M\Omega$ $R_k = 2.7k\Omega$ $I_a = 0.5$ $I_{g2} = 0.17$ $S = 1.7 mA/V$ $R_i = 0.85 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
UY 41 Raddrizzatore ad una semionda	Raddrizzatore	$V_i = 31V$ $I_i = 0.1 A$ $V_o = 220 V_{eff}$ $I_o = 127 V_{eff}$ $I_o = \max. 100$ $R_i = \min. 160\Omega$ $R_o = \min. 0\Omega$ $C_{fil} = \max. 50\mu F$
	Amplificatore d'uscita classe A	$V_a = 165V$ $V_{g2} = 165V$ $V_{g1} = -9.0V$ $R_k = 140\Omega$ $I_a = 54.5$ $I_{gk} = 9$ $S = 9.5 mA/V$ $R_i = 20k\Omega$ $R_o = 3k\Omega$ $W_a = 9W$ $W_o = 4.5W$

Modello	Caratteristiche	Parametri
UAF 42 Diodo Pentodo a pendenze variabile	Amplificatore A.F. o M.F.	$V_a = 170V$ $R_{g2} = 56k\Omega$ $V_{g1} = -2.0V$ $I_a = 5$ $I_{g2} = 1.5$ $S = 2.0 mA/V$ $R_i = 0.9 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
	Amplificatore B.F.	$V_a = 100V$ $R_a = 56k\Omega$ $R_{g2} = 0.82M\Omega$ $R_k = 2.7k\Omega$ $I_a = 2.8$ $I_{g2} = 0.9$ $S = 1.7 mA/V$ $R_i = 0.85 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
UL 41 Pentodo finale	Amplificatore A.F. o M.F.	$V_a = 170V$ $R_{g2} = 56k\Omega$ $V_{g1} = -2.0V$ $I_a = 5$ $I_{g2} = 1.5$ $S = 2.0 mA/V$ $R_i = 0.9 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
	Amplificatore B.F.	$V_a = 100V$ $R_a = 0.22M\Omega$ $R_{g2} = 0.82M\Omega$ $R_k = 2.7k\Omega$ $I_a = 0.5$ $I_{g2} = 0.17$ $S = 1.7 mA/V$ $R_i = 0.85 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
UY 41 Raddrizzatore ad una semionda	Raddrizzatore	$V_i = 31V$ $I_i = 0.1 A$ $V_o = 220 V_{eff}$ $I_o = 127 V_{eff}$ $I_o = \max. 100$ $R_i = \min. 160\Omega$ $R_o = \min. 0\Omega$ $C_{fil} = \max. 50\mu F$
	Amplificatore d'uscita classe A	$V_a = 165V$ $V_{g2} = 165V$ $V_{g1} = -9.0V$ $R_k = 140\Omega$ $I_a = 54.5$ $I_{gk} = 9$ $S = 9.5 mA/V$ $R_i = 20k\Omega$ $R_o = 3k\Omega$ $W_a = 9W$ $W_o = 4.5W$

Modello	Caratteristiche	Parametri
UAF 42 Diodo Pentodo a pendenze variabile	Amplificatore A.F. o M.F.	$V_a = 170V$ $R_{g2} = 56k\Omega$ $V_{g1} = -2.0V$ $I_a = 5$ $I_{g2} = 1.5$ $S = 2.0 mA/V$ $R_i = 0.9 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
	Amplificatore B.F.	$V_a = 100V$ $R_a = 56k\Omega$ $R_{g2} = 0.82M\Omega$ $R_k = 2.7k\Omega$ $I_a = 2.8$ $I_{g2} = 0.9$ $S = 1.7 mA/V$ $R_i = 0.85 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
UL 41 Pentodo finale	Amplificatore A.F. o M.F.	$V_a = 170V$ $R_{g2} = 56k\Omega$ $V_{g1} = -2.0V$ $I_a = 5$ $I_{g2} = 1.5$ $S = 2.0 mA/V$ $R_i = 0.9 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
	Amplificatore B.F.	$V_a = 100V$ $R_a = 0.22M\Omega$ $R_{g2} = 0.82M\Omega$ $R_k = 2.7k\Omega$ $I_a = 0.5$ $I_{g2} = 0.17$ $S = 1.7 mA/V$ $R_i = 0.85 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
UY 41 Raddrizzatore ad una semionda	Raddrizzatore	$V_i = 31V$ $I_i = 0.1 A$ $V_o = 220 V_{eff}$ $I_o = 127 V_{eff}$ $I_o = \max. 100$ $R_i = \min. 160\Omega$ $R_o = \min. 0\Omega$ $C_{fil} = \max. 50\mu F$
	Amplificatore d'uscita classe A	$V_a = 165V$ $V_{g2} = 165V$ $V_{g1} = -9.0V$ $R_k = 140\Omega$ $I_a = 54.5$ $I_{gk} = 9$ $S = 9.5 mA/V$ $R_i = 20k\Omega$ $R_o = 3k\Omega$ $W_a = 9W$ $W_o = 4.5W$

Modello	Caratteristiche	Parametri
UAF 42 Diodo Pentodo a pendenze variabile	Amplificatore A.F. o M.F.	$V_a = 170V$ $R_{g2} = 56k\Omega$ $V_{g1} = -2.0V$ $I_a = 5$ $I_{g2} = 1.5$ $S = 2.0 mA/V$ $R_i = 0.9 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
	Amplificatore B.F.	$V_a = 100V$ $R_a = 56k\Omega$ $R_{g2} = 0.82M\Omega$ $R_k = 2.7k\Omega$ $I_a = 2.8$ $I_{g2} = 0.9$ $S = 1.7 mA/V$ $R_i = 0.85 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
UL 41 Pentodo finale	Amplificatore A.F. o M.F.	$V_a = 170V$ $R_{g2} = 56k\Omega$ $V_{g1} = -2.0V$ $I_a = 5$ $I_{g2} = 1.5$ $S = 2.0 mA/V$ $R_i = 0.9 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
	Amplificatore B.F.	$V_a = 100V$ $R_a = 0.22M\Omega$ $R_{g2} = 0.82M\Omega$ $R_k = 2.7k\Omega$ $I_a = 0.5$ $I_{g2} = 0.17$ $S = 1.7 mA/V$ $R_i = 0.85 M\Omega$ $C_{g1} < 0.002 pF$
UY 41 Raddrizzatore ad una semionda	Raddrizzatore	$V_i = 31V$ $I_i = 0.1 A$ $V_o = 220 V_{eff}$ $I_o = 127 V_{eff}$ $I_o = \max. 100$ $R_i = \min. 160\Omega$ $R_o = \min. 0\Omega$ $C_{fil} = \max. 50\mu F$
	Amplificatore d'uscita classe A	$V_a = 165V$ $V_{g2} = 165V$ $V_{g1} = -9.0V$ $R_k = 140\Omega$ $I_a = 54.5$ $I_{gk} = 9$ $S = 9.5 mA/V$ $R_i = 20k\Omega$ $R_o = 3k\Omega$ $W_a = 9W$ $W_o = 4.5W$



La serie che ha raggiunto la massima diffusione sul mercato italiano





# Televisione

*Serie completa*

- N. 4 M. F. Video 21 ÷ 27 MC.
- N. 1 M. F. Discriminatore Suono 5,5 Mc.
- N. 1 M. F. Trappola suono 5,5 Mc.
- N. 2 Induttanze 1  $\mu$ H
- N. 2 Induttanze 50  $\mu$ H ÷ 1000  $\mu$ H\*

\*Indicare il valore

**A scopo campionatura si  
spedisce in assegno a  
L. 1000**



**GINO CORTI**  
MILANO

Corso Lodi 108 - Tel. 58.42.26

PER SUONARE  
DISCHI NORMALI  
E MICROSOLCO

PRODOTTI  
**LESA**  
MILANO  
VIA BERGAMO N. 21



**LESADYN**

RADIOFONOGRAFI PORTATILI  
IN DIVERSI MODELLI



**LESAPHON**

AMPLIFICATORI PORTATILI  
IN DIVERSI MODELLI



**LESAVOX**

EQUIPAGGI FONOGRAFICI IN  
VALIGIA, IN DIVERSI MODELLI



**CADIS**

CAMBI AUTOMATICI DISCHI  
IN DIVERSI MODELLI

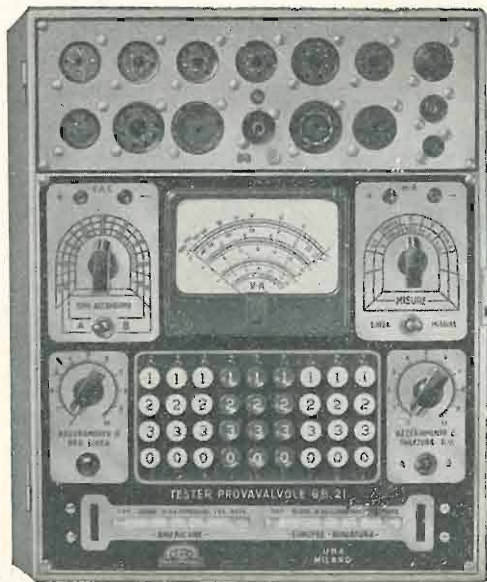


**EQUIP**

EQUIPAGGI FONOGRAFICI  
IN DIVERSI MODELLI

IN VENDITA PRESSO I MIGLIORI RIVENDITORI  
CHIEDETE CATALOGHI, INVIO GRATUITO

# TESTER PROVAVALVOLE GB 21



**TESTER** - Volt c.c. e c.a.: 3 - 10 - 30 - 100 -  
300 - 1000; mAc.c.: 3 - 10 - 30 - 100 - 300 -  
1000; Ohm: da 50 ohm a 5 Mohm in 2 portate.  
5000 ohm/Volt

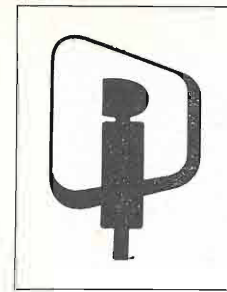
**PROVAVALVOLE UNIVERSALE:** Cir-  
cuiti di misura con inseritori a pulsante. I  
dati di prova di tutti i tubi americani ed  
europei sono riportati su di un rullo a let-  
tura diretta.

**CAPACIMETRO:** da 20000 pF a 20  $\mu$ F

**UNA**

APPARECCHI RADIOELETTRICI  
MILANO

S.P.A. - VIA COLA DI RIENZO 53A - TEL. 47.40.60.47.41.05 - C.C. 39.56.72



## Grande mostra tedesca DELLA RADIO E TELEVISIONE

DUESSELDORF / GERMANIA OCCIDENTALE  
27 FEBBRAIO - 8 MARZO 1953 *NUOVA DATA!*

Informazioni:

NORDWESTDEUTSCHE AUSSTELLUNGS-GESELLSCHAFT - DUESSELDORF, EHRENHOF 4 - TELEFONO 45.361

- **COMMUTATORI per RADIO**
- **GRUPPO per TELEVISIONE**
- **ACCESSORI VARI**

**LARA**

s. r. l.

SEDE: MILANO VIA SANREMO, 16 - TELEFONO 53.176

OFF.: ALESSANDRIA CORSO ACQUI, 3 - TELEF. 31.21



ASCOLTATE LA RADIO

CON

SIEMENS  
RADIO

IL RICEVITORE DI QUALITA'

SIEMENS SOCIETÀ PER AZIONI  
Via Fabio Filzi 29 - MILANO - Tel. 69.92 (13 linee)

UFFICI  
GENOVA - PADOVA  
ROMA  
TORINO  
Via D'Annunzio 1 - Via Verdi 6 - Piazza Mignanelli 3 - Via M...

# ELETTRONICA

E TELEVISIONE ITALIANA

NUMERO  
**5**  
ANNO I

SETTEMBRE  
OTTOBRE 1952

DA PAGINA 213  
A PAGINA 260

DIRETTORI:  
EDOARDO CRISTOFARO  
VITTORIO MALINVERNI

VICE DIRETTORE TECNICO:  
GIUSEPPE DILDA

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE:  
TORINO  
VIA ARSENALE 21 - TELEF. 41.172

Concessionaria esclusiva della pubblicità:  
COMPAGNIA INTERNAZIONALE  
PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)  
MILANO, VIA MERAVIGLI 11 - TEL. 808-350  
TORINO, VIA POMBA 20 - TELEF. 45-816

### Sommario:

	<i>Pagina</i>
W. NESTEL La radiodiffusione a onde metriche in Germania . . . . .	220
C. BORDONE - G. SACERDOTE Distorsimetro analizzatore . . . . .	229
L. SAIJA Principi elementari dei sistemi di conteggio impiegati nelle calcolatrici elettriche . . . . .	232
O. S. Amplificatori ad audio frequenza con controreazione . . . . .	236
L. GIALANELLA Il telescopio elettronico . . . . .	241
F.I.V.R.E. Bollettino d'informazioni n. 39 . . . . .	247
Dalla stampa elettronica La vita delle valvole con catodo ad ossido . . . . .	253
Libri e pubblicazioni	
G. Dilda: Radiotecnica - Elementi propedeutici . . . . .	257
G. Mannino-Patané: Diffusione sonora . . . . .	257
D. E. Ravalico: L'audio libro . . . . .	257
D. G. Fink: Television Engineering . . . . .	257
Notiziario . . . . .	258



La fotografia riproduce il proiettore televisivo RCA su grande schermo che ha permesso agli spettatori del Cinema Rosini di Venezia di seguire la telecronaca eseguita dalla Rai delle manifestazioni svoltesi al Lido in occasione della Mostra Internazionale di arte cinematografica. Il proiettore è composto da un cinescopio accelerato ad 80 kV, da uno specchio sferico e da un sistema ottico di Schmidt per la correzione delle aberrazioni dello specchio e fornisce un'immagine di 7x5 m.

## EDIZIONI RADIO ITALIANA

IL PRESENTE NUMERO DI "ELETTRONICA E TELEVISIONE ITALIANA", IN ITALIA COSTA LIRE 300 (ARRETRATI LIRE 400) — I VERSAMENTI POSSONO ESSERE FATTI SUL CONTO CORRENTE POSTALE N. 2/37800 ALL'ESTERO LIRE 500 (ARRETRATI LIRE 600)

ABBONAMENTO ANNUALE: IN ITALIA LIRE 1500 - ALL'ESTERO L. 2500  
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO  
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

Altre pubblicazioni della EDIZIONI RADIO ITALIANA:  
RADIOCORRIERE SETTIMANALE DELLA RADIO ITALIANA  
I QUADERNI DELLA RADIO RACCOLTA DELLE CONVERSAZIONI DI MAGGIOR INTERESSE TENUTE ALLA RADIO  
LA RADIO PER LE SCUOLE ILLUSTRAZIONE DEI PROGRAMMI RADIOSCOLASTICI



# LA RADIODIFFUSIONE A ONDE METRICHE IN GERMANIA

PROF. DOTT. ING. WERNER NESTEL

Direttore dei Servizi Tecnici della Nordwestdeutscher Rundfunk in Amburgo

(Riprodotta dal Bulletin de Documentation et Information de l'U.E.R., vol. III, n. 11, 15 gennaio 1952, per gentile concessione dell'Union Européenne de Radiodiffusion)

## Introduzione.

Nel corso degli ultimi dodici mesi numerosi visitatori, provenienti da non meno di dodici paesi, sono venuti ad Amburgo per discutervi con i dirigenti della NWDR<sup>(1)</sup> intorno agli insegnamenti che si potevano trarre, in materia di radiodiffusione a onde metriche, dal servizio organizzato nella Germania Occidentale e che ha già dietro a sé diversi anni di esperienza. Questi insegnamenti sono di interesse generale ed il presente studio ha lo scopo di esporli sommariamente.

I problemi tecnici inerenti all'organizzazione di un servizio di radiodiffusione possono venire classificati secondo le cinque seguenti categorie:

- 1) trasmettitori e loro antenne;
- 2) problema dell'attribuzione delle frequenze;
- 3) propagazione;
- 4) antenne riceventi;
- 5) ricevitori.

Sfortunatamente, prima che la radiodiffusione a onde metriche venisse sperimentata in pratica, su ciascuno dei punti suddetti erano universalmente diffuse concezioni del tutto inesatte. Il segreto del successo finale ottenuto sta appunto nel fatto che questi diversi errori furono, l'uno dopo l'altro, corretti. A tal fine fu necessario condurre, con numerosi articoli e conferenze e nel corso di innumerevoli discussioni, una serie di attacchi serrati contro certe leggende persistenti: la leggenda del carattere anti-economico dei trasmettitori per onde metriche, la leggenda delle illimitate possibilità in materia di attribuzione delle frequenze, la leggenda di una propagazione limitata all'orizzonte ottico, la leggenda delle zone d'ombra nelle quali non è possibile alcuna ricezione, la leggenda delle costose antenne esterne necessarie alla ricezione, la leggenda dei ricevitori costosi e, infine, la leggenda secondo la quale solo « i ricchi » avrebbero potuto offrirsi tali ricevitori per onde metriche.

## PERCHÈ UNA RADIODIFFUSIONE SU ONDE METRICHE?

In tutti i paesi le autorità responsabili della radiodiffusione devono rivolgere i loro sforzi al fine di ottenere che in tutti i punti del territorio che esse debbono servire sia possibile, di giorno come di notte, la corretta ricezione di almeno un programma. Durante i primi venticinque anni di sviluppo della radiodiffusione, questo risultato è stato ottenuto essenzialmente con l'impiego delle onde medie, ossia con

<sup>(1)</sup> Nordwestdeutscher Rundfunk, organismo di radiodiffusione della Germania Nord-Occidentale.

l'uso delle frequenze comprese inizialmente tra 550 e 1500 kHz ed al giorno d'oggi tra 525 e 1605 kHz.

Si può dire che prima di Atlantic City vi erano disponibili nella gamma delle onde medie circa 100 canali e che dopo Atlantic City ve ne sono 120.

Il numero dei trasmettitori funzionanti in Europa è d'altronde di circa 500. Per questo motivo non è assolutamente più possibile coprire interamente i territori da servire con la radiodiffusione in onde medie, neppure nei paesi ben provvisti dal Piano di Copenaghen, mentre la situazione creata in Germania dal Piano di Copenaghen è talmente pregiudizievole che difficilmente gli altri paesi possono rendersene conto.

Secondo il Piano di Lucerna, la zona attualmente chiamata Germania Occidentale aveva a sua disposizione 10 canali ad onda media, di cui 5 buoni, 4 discreti ed 1 cattivo. A Copenaghen, la stessa regione si è vista attribuire 7 canali, di cui 3 discreti e 4 cattivi. Di essi, la NWDR ne ha a disposizione 1 discreto e 2 cattivi. Con questi canali è impossibile fornire ai territori nei quali la NWDR è responsabile un servizio semplicemente ragionevole, neppure con la loro più accurata utilizzazione (con più trasmettitori, dotati delle antenne più moderne, coabitanti in ciascuno di questi scarsi canali). Per di più, a causa della presenza di altri trasmettitori europei funzionanti simultaneamente sulle stesse frequenze e di trasmettitori potenti operanti sui canali adiacenti, il campo minimo necessario per un servizio effettivo non può più valutarsi a 2 mV/m, ma bensì a 4 mV/m e perfino, nel caso delle onde comuni internazionali, a 20 mV/m, ciò che riduce ulteriormente l'area di servizio effettivo.

La figura 1 dimostra che, coi trasmettitori a onde medie, non è più possibile servire territori di grande estensione. La NWDR si è trovata per questa ragione nell'immediata ed ineluttabile necessità di adottare un nuovo mezzo per assicurare il servizio richiesto.

Prima di procedere alla scelta del nuovo sistema furono effettuati esperimenti approfonditi e coscienziosi con i seguenti sistemi:

- a) radiodistribuzione ad alta frequenza su circuiti telefonici;
- b) radiodistribuzione ad alta frequenza su linee elettriche;
- c) combinazione dei sistemi a) e b);
- d) radiodiffusione a piccola potenza con frequenze condivise (un gran numero di trasmettitori di piccolissima potenza su ogni frequenza);
- e) radiodiffusione a onde corte;

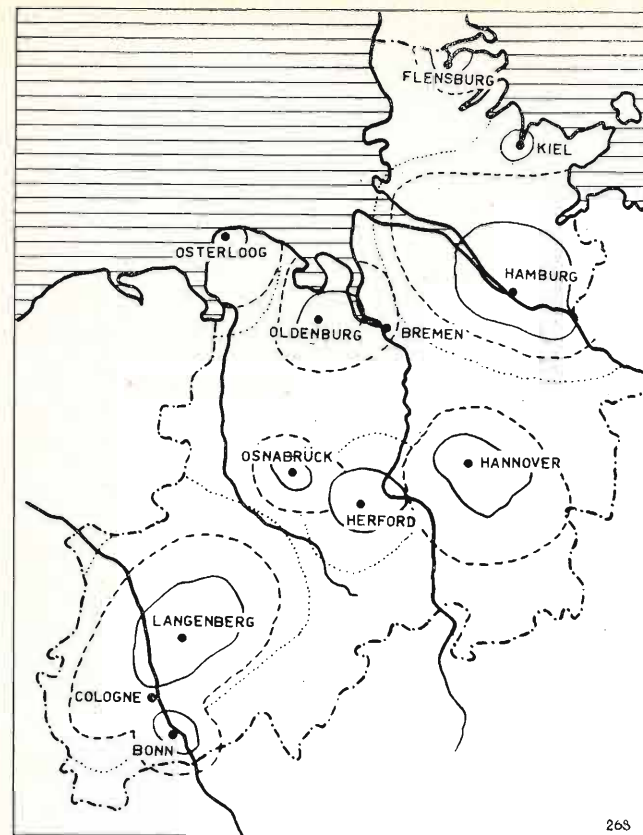


Fig. 1. — Aree di servizio dei trasmettitori a onda media della NWDR.

f) radiodiffusione a onde metriche con modulazione di ampiezza (MA);

g) radiodiffusione a onde metriche con modulazione di frequenza (MF).

Questi esperimenti preliminari stabilirono senza possibilità di dubbio la grande superiorità della radiodiffusione con modulazione di frequenza a onde metriche e ciò condusse alla decisione di costruire, il più rapidamente possibile, una rete di trasmettitori MF a onde metriche destinata a coprire completamente i territori da servire.

## PERCHÈ LA MODULAZIONE DI FREQUENZA?

Analogamente a quanto si fece in diversi altri paesi, le possibilità della modulazione d'ampiezza delle onde metriche furono esaminate con seria attenzione. La unanime decisione in favore della modulazione di frequenza si basa sulle seguenti ragioni:

1) come sarà dimostrato più avanti, ricevitori semplici per MF non sono certamente più costosi dei corrispondenti ricevitori per MA; infatti secondo l'industria radioelettrica germanica essi sono persino meno onerosi;

2) neppure i ricevitori per MF di alta qualità sono più cari dei corrispondenti ricevitori per MA, ed offrono in più la possibilità di una riproduzione migliorata a causa dell'eliminazione delle interferenze per mezzo dei limitatori;

3) al di fuori della zona di servizio prevista per un trasmettitore MA di uguale potenza, la MF dà una zona ove una buona ricezione è ancora possibile per mezzo di ricevitori di alta qualità provvisti di limitatori. In questa zona una ricezione soddisfacente

è assolutamente impossibile con la modulazione di ampiezza;

4) la spesa necessaria per ottenere una buona stabilità di frequenza in un ricevitore per MA ad onde metriche è più elevata di quella relativa al semplice discriminatore utilizzato negli apparecchi per MF;

5) i ricevitori per MF sono meno cari ed in pratica di funzionamento più sicuro dei ricevitori per MA;

6) un Piano europeo di attribuzione delle onde metriche è possibile solo se si adotta la MF poiché la ricezione in MF non richiede che un rapporto « segnale-disturbo » di 5 : 1 mentre la ricezione in MA esige un rapporto di 100 : 1.

Dal punto di vista della qualità, la MF può offrire altri vantaggi con l'applicazione di un sistema di preaccentuazione in trasmissione e di deaccentuazione nel ricevitore. La Germania ha adottato a tale riguardo uno standard di 50 microsecondi che corrisponde a quello inglese ma non a quello scelto dagli Stati Uniti. La scelta di questo valore è ugualmente basata su ragioni ben definite.

## I COMPITI DELLA RADIODIFFUSIONE A ONDE METRICHE.

La radiodiffusione a onde metriche offre la soluzione dei due importanti problemi seguenti:

1) copertura delle zone non servite dalle trasmissioni in onde medie;

2) distribuzione a tutti gli ascoltatori di un secondo programma a carattere più locale o più regionale. Ciò risolve contemporaneamente il problema della diffusione di un secondo programma in aggiunta all'attuale programma-base necessariamente unificato per le esigenze della sincronizzazione.

Non si insisterà mai a sufficienza sul fatto che sono le ragioni suddette che hanno portato all'introduzione della radiodiffusione su onde metriche in Germania. Che ne sia inoltre risultato un apprezzabile miglioramento della qualità di riproduzione è elemento altamente desiderabile, ma esso, a dire il vero, non è stato il fattore determinante per l'introduzione di questo nuovo sistema di radiodiffusione.

## La tecnica della radiodiffusione in onde metriche.

### 1. COSTRUZIONE DEL TRASMETTITORE E DELL'ANTENNA EMITTENTE.

Prima dell'installazione della rete a onde metriche, si pensava che i trasmettitori nella gamma di frequenze intorno ai 100 MHz dovessero necessariamente impiegare valvole a piccola potenza d'uscita e comportare un gran numero di stadi a causa della modesta amplificazione di ogni stadio. I primi trasmettitori messi in servizio hanno subito dimostrato che era possibile ottenere un rendimento globale ben superiore al 50%. Tenendo conto della potenza supplementare fornita al circuito d'uscita dallo stadio precedente l'amplificatore finale con griglia a terra, si ottiene perfino un valore del 65%, che è dello stesso ordine di quello ottenuto per trasmettitori operanti in altre gamme di frequenze.

I trasmettitori da 10 kW a onde metriche, di concezione moderna, non richiedono che una potenza globale di alimentazione di 22,5 kW. Per i primi esemplari fu seguito prudentemente l'esempio ame-



ricano e furono adottati stadi con uscita di 0,25, 1, 3 e 10 kW. Si constatò rapidamente però che un tal numero di stadi non era affatto necessario, ed i più recenti trasmettitori ne hanno un numero inferiore, potendosi ottenere senza difficoltà la maggior amplificazione richiesta per ogni stadio. Ci si accorse inoltre assai presto che l'opinione secondo la quale era raccomandabile di avere, in un trasmettitore da 10 kW, uno stadio intermedio da 3 kW disponibile in caso di avaria dello stadio da 10 kW, era infondata in quanto la sicurezza di funzionamento dei trasmettitori a onde metriche si rivelava più che sufficiente per rendere inutili tali precauzioni.

La NWDR ha pensato che l'introduzione immediata della radiodiffusione a onde metriche, di cui la degradazione di copertura in onde medie faceva una necessità vitale, sarebbe stata facilitata se si fosse offerta agli ascoltatori una maggiore intensità di campo: alla ricezione si sarebbero ottenuti (e così fu, con pieno successo) due risultati essenziali:

- a) antenne meno onerose;
- b) ricevitori meno costosi.

Questa considerazione condusse alla normalizzazione del trasmettitore da 10 kW. Tale potenza offre il massimo grado di sicurezza e comporta l'impiego di valvole di concezione classica. Con un guadagno di antenna di 8, ciò equivale ad una potenza effettivamente irradiata di oltre 50 kW (tenendo conto delle inevitabili perdite tra il trasmettitore e l'antenna).

Questa potenza fornisce un campo del valore di 1 mV/m (a 10 m dal suolo, secondo la definizione internazionale) ad una distanza che, tenuto conto della propagazione, può ancora considerarsi all'interno della zona di servizio libera da evanescenza. Si ammette che valori di campo di tale ordine di grandezza consentano l'uso di antenne economiche e di ricevitori a buon mercato. Un aumento più sensibile della potenza d'uscita del trasmettitore e del valore del campo alla ricezione avrebbe condotto a difficoltà nella determinazione del Piano delle frequenze, a causa delle eccezionali portate che avrebbero potuto risultare dalla propagazione troposferica.

I trasmettitori da 10 kW ad alto rendimento, comportanti pochi stadi, che sono stati costruiti tenendo conto di queste considerazioni, sono di un funzionamento talmente sicuro, sono così piccoli (fig. 2) e comprendono così pochi elementi (nessuna bobina, nessuna capacità, solo circuiti ad elementi cilindrici semplicissimi e non soggetti ad avarie) che essi sono attualmente assai meno costosi dei trasmettitori equivalenti per altre gamme di frequenza. Si può affermare che dopo due soli anni di lavoro di messa a punto, la tecnica ha raggiunto uno stadio così soddisfacente che non sono da prevedersi nuovi sviluppi. Gli oscillatori piloti ed i dispositivi associati che assicurano la costanza di frequenza dell'onda portante e la modulazione sono assai semplici e di funzionamento sicuro.

Il cavo coassiale tra il trasmettitore e l'antenna trasmittente è altrettanto semplice e robusto quanto il trasmettitore stesso.

A questo scopo si sono realizzati cavi coassiali maneggevoli esattamente come i cavi di alimentazione e le cui perdite — ed anche questo è un nuovo importante perfezionamento — sono abbastanza piccole da permettere di installare senza difficoltà (nelle stazioni

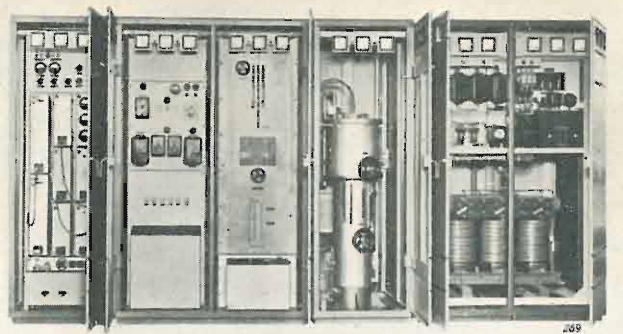


Fig. 2. — Insieme del trasmettitore, ad onde metriche, modulato in frequenza, da 10 kW, normalizzato dalla NWDR. Il quarto armadio a destra contiene lo stadio d'uscita.

trasmittenti esistenti) trasmettitori a onde metriche aventi i sistemi irradianti piazzati sulla sommità delle torri costituenti le antenne per onde medie già esistenti. Malgrado la notevole distanza totale tra il trasmettitore e l'antenna (dai 300 ai 500 metri nelle installazioni della NWDR) le perdite nel cavo sono abbastanza piccole per rimanere entro limiti ammissibili (dell'ordine del 20 ÷ 30 %).

Si è del pari trovata una soluzione semplice e poco costosa per risolvere il problema del passaggio comune nella cabina di accoppiamento feeder-antenna delle potenze in onde medie ed in onde metriche evitando interferenze mutue fra le due trasmissioni. La NWDR possiede perfino degli impianti nei quali due programmi diversi in onda media (NWDR e BFN) ed un programma in onde metriche sono irradiati dalla medesima torre (fig. 3). Si possono anche irradiare da una stessa torre i segnali audio e video di un programma televisivo.

Numerosi e differenti tipi di antenne trasmittenti sono stati provati nei primi impianti sperimentali. Tutti hanno dato risultati soddisfacenti ed hanno permesso di ottenere il desiderato diagramma polare verticale (la NWDR si sforza di ottenere in generale un guadagno di 8) ed un elevato rendimento di antenna. La scelta delle antenne da impiegare dipende unicamente da considerazioni costruttive ed in particolare dal modo in cui esse possono venire installate sulle torri esistenti. L'adozione di un guadagno d'antenna inferiore a quello usato in America proviene dal fatto che non esistono in Germania posizioni sufficientemente elevate per le antenne come vi sono invece in America (ad esempio, l'Empire State Building permette di giungere a 488 metri di altezza). Un più elevato guadagno di antenna avrebbe prodotto un aumento del costo delle torri e dell'antenna stessa, il che non sarebbe stato economico.

La scelta dell'ubicazione delle antenne è meno critica poichè è stata presa in considerazione prima dell'inizio dei lavori sulla radiodiffusione in onde metriche.

È abbastanza sorprendente il fatto che sia relativamente poco importante l'utilizzare altezze di antenna dell'ordine dei 200 metri solamente, servendosi delle torri esistenti per le onde medie, come avviene nelle regioni pianeggianti della Germania del Nord oppure, come invece avviene nella Germania del Sud, l'utilizzare posizioni montagnose a 1000 od

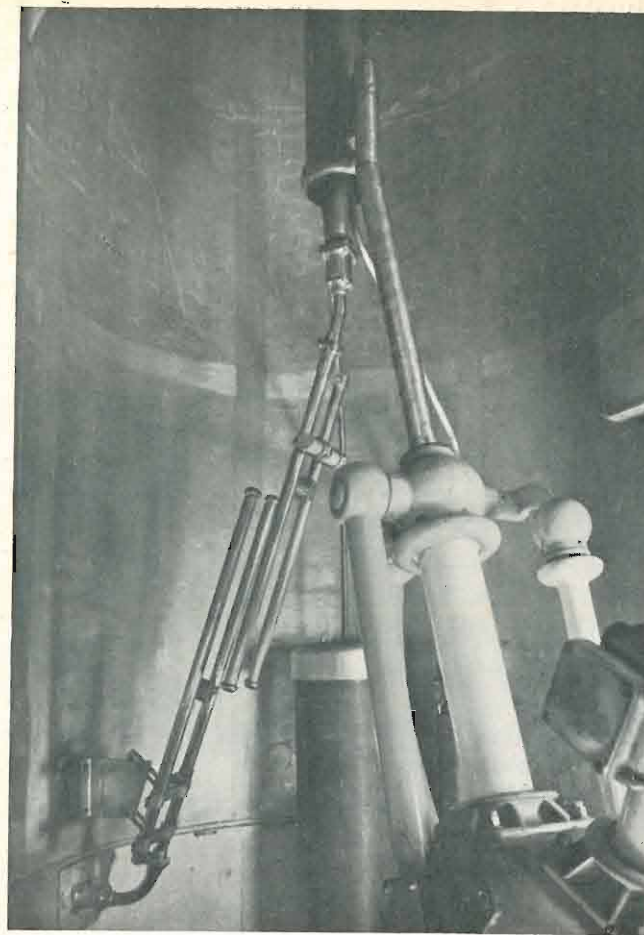


Fig. 3. — Dispositivo di accoppiamento per l'alimentazione di 10 kW all'antenna a onde metriche installata sulla sommità d'una torre irradiante da 100 kW.

anche a 2000 metri. Si può ottenere un'area di servizio ugualmente estesa sia con una propagazione senza ostacoli nelle regioni pianeggianti sia con trasmettitori a quote elevate la cui irradiazione è ostacolata dalle alte montagne. Il fatto che in questa materia la scelta dell'ubicazione abbia perso il suo carattere critico ha condotto la NWDR ad utilizzare la maggior parte delle torri a onde medie esistenti, che hanno un'altezza che va dai 100 ai 200 metri.

## 2. IL PROBLEMA DEI CANALI.

In seguito alla Conferenza di Atlantic City sono riservate alla radiodiffusione le seguenti gamme di frequenze:

$$\begin{aligned} 41 &\div 68 \text{ MHz} \\ 87,5 &\div 100 \text{ MHz} \\ 174 &\div 216 \text{ MHz} \end{aligned}$$

A motivo della sua larghezza, l'ultima gamma sarà riservata alla televisione. Non si poteva quindi scegliere che tra la prima e la seconda gamma. Fu scelta la seconda per i seguenti motivi:

1) nella prima gamma si notano interferenze dovute alle armoniche dei trasmettitori a onde corte lontani;

2) le interferenze dovute all'accensione dei motori a scoppio sono assai più sensibili nella gamma di frequenze più bassa che non nella più alta. La differenza è abbastanza grande da controbilanciare entro certi limiti le meno buone caratteristiche di propagazione;

3) la diffrazione che ci si può attendere è così debole anche nella gamma di frequenze più bassa che non può offrire alcun vantaggio apprezzabile né nelle valli né nella propagazione lungo la superficie curva della terra;

4) d'altro lato, le onde della gamma di frequenze più alta attraversano meglio le griglie metalliche che si trovano frequentemente nei ponti e nelle costruzioni ad armatura d'acciaio;

5) le onde riflesse permettono più frequentemente che non quelle difratte di servire le zone d'ombra. La gamma di frequenze più elevata favorisce queste riflessioni.

### Polarizzazione.

Si doveva anche fare la scelta tra la polarizzazione orizzontale e verticale. Fu adottata la polarizzazione orizzontale per le seguenti ragioni:

1) la propagazione è migliore nelle zone di cattiva propagazione, ossia nelle città;

2) le interferenze dovute all'accensione dei motori a scoppio danno maggior disturbo con antenne riceventi polarizzate verticalmente che non con quelle polarizzate orizzontalmente;

3) il fatto che la propagazione sul mare è migliore con la polarizzazione verticale non ha importanza nella regione servita dalla NWDR.

### Numero dei canali.

In riscontro ai numerosi vantaggi finora esaminati si presentava però uno svantaggio, e precisamente riguardo al numero dei canali disponibili. L'opinione, sovente espressa negli ambienti non bene informati, che « il numero dei canali è praticamente illimitato » è infondata. La stabilità del ricevitore, che non può venir migliorata, e la selettività, che nei ricevitori economici non è molto elevata, impongono, insieme con la larghezza di gamma richiesta dalla modulazione di frequenza, una separazione minima di 0,4 MHz tra i canali adiacenti. Una separazione di soli 0,2 MHz, come è d'uso in America, avrebbe condotto all'adozione di ricevitori più costosi e fu respinta appunto per questo motivo. (D'altronde, una separazione di 0,4 MHz lascia impregiudicata la possibilità di adottare il valore americano quando si potrà disporre di ricevitori più selettivi).

In tal modo, nella banda scelta sono disponibili solamente 31 canali. Ciò rende necessario uno studio assai accurato del piano di attribuzione delle frequenze se si vuole ottenere una buona distribuzione delle zone di servizio pur conservando la possibilità di aumentarle con un secondo programma ed eventualmente anche con un terzo.

La questione dei canali è l'argomento più solido in favore dell'adozione della modulazione di frequenza.

Si può peraltro affermare che il numero di canali disponibili, qualora essi siano saggiamente distribuiti, è sufficiente per risolvere tutti i problemi di distribuzione delle trasmissioni di radiodiffusione che potrebbero sorgere in Europa.

La NWDR ha inoltre esaminato con molta attenzione il problema di sapere se trasmettitori potenti in questa gamma di frequenze potrebbero comportare difficoltà per i paesi vicini. La risposta è, con certezza, negativa e pertanto sarà possibile l'installazione di un gran numero di trasmettitori per radiodiffusione a modulazione di frequenza in paesi vicini



senza che si abbiano a temere reciproche interferenze. Ovviamente, saranno necessari accordi in merito ai canali utilizzati.

### 3. PROPAGAZIONE DELLE ONDE.

A questo riguardo, vigevano due errori particolarmente deplorabili; fortunatamente, l'esperienza ha consentito di correggerli entrambi.

Il primo di essi consisteva nell'opinione generalmente ammessa con rammarico che le frequenze in questione non permettessero che portate utili limitate all'orizzonte ottico.

Si noterà anzitutto a tale riguardo che nella zona servita dalla NWDR non esiste un solo trasmettitore a onde medie la cui zona di servizio corrisponda alla portata ottica dalla sommità della torre irradiante. Numerosi trasmettitori a onde medie non raggiungono che la metà od un terzo della portata suddetta, e sarebbe assai bello se la zona di servizio effettiva in onde medie si estendesse fino ai limiti

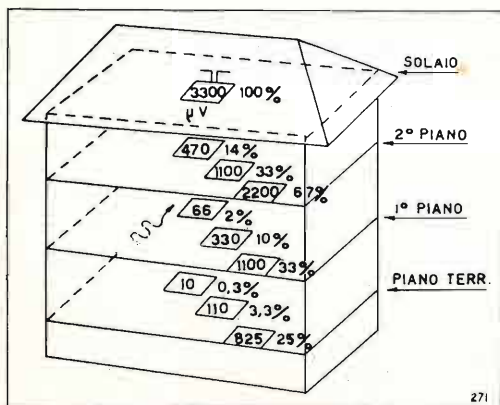


Fig. 4. — Intensità relativa dei segnali nelle differenti posizioni di una casa.

dell'orizzonte ottico. Al confronto, la zona di servizio di un trasmettitore a onde metriche è assai più grande.

Dalle esperienze si è rilevato che si può contare su di una sufficiente ricezione ad una distanza superiore del 20% (e spesso anche del 40%) alla portata ottica.

L'ordine di grandezza della portata è indicata dall'esempio seguente:

- portata ottica dalla sommità di una torre di 200 metri . . . . . 50 km
- portata supplementare sicura, circa 20% 12 km
- portata ottica di un'antenna ricevente a 10 metri dal suolo, compreso il 20% supplementare . . . . . 13 km
- raggio della zona di servizio . . . . . 75 km

Questa cifra oltrepassa notevolmente ciò che si ottiene con gli sfavorevoli canali a onde medie di cui dispone la NWDR.

Il secondo errore riguardava le zone d'ombra, di cui si diceva che erano inutilizzabili per la ricezione. L'esperienza ha invece dimostrato che, sebbene queste zone esistano, esse sono solamente « grigie » e mai « nere ». In cifre, ciò significa che dietro ad un fabbricato o ad una montagna vi è un'attenuazione nel rapporto di 4 : 1 ma non di 4 : 0. L'intensità di campo elevata nel punto di ricezione, che generalmente si cerca di ottenere nei piani della NWDR,

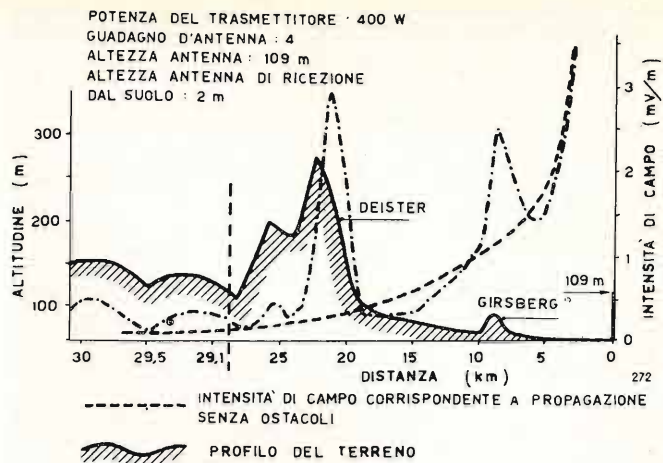


Fig. 5. — Variazioni dell'intensità di campo del trasmettitore ad onde metriche di Hannover nella direzione di Mienstedt e Beber. Si noti l'allargamento della scala delle distanze oltre i 29 km.

garantisce che, anche nelle zone d'ombra, la ricezione sarà possibile senza difficoltà.

A proposito di ciò, è interessante esaminare come l'intensità di campo varia ai diversi piani delle case. La figura 4 mostra che, anche al pianterreno, si trovano intensità di campo utilizzabili e che il confronto tra i piani superiori e gli inferiori non è troppo sfavorevole a questi ultimi.

Ci si può render chiaramente conto degli effetti d'ombra esaminando la curva di propagazione sperimentale del trasmettitore di Hannover (fig. 5). Il terreno a nord di Hannover è assai piatto: la propagazione ha l'andamento della curva a tratti che si vede sul grafico.

La propagazione verso Sud-Ovest è influenzata da diverse creste elevate. La curva relativa non solo mette in evidenza un notevole aumento dell'intensità di campo con l'altezza, ma indica anche l'assenza di interferenze dovute alle ombre prodotte dalle creste.

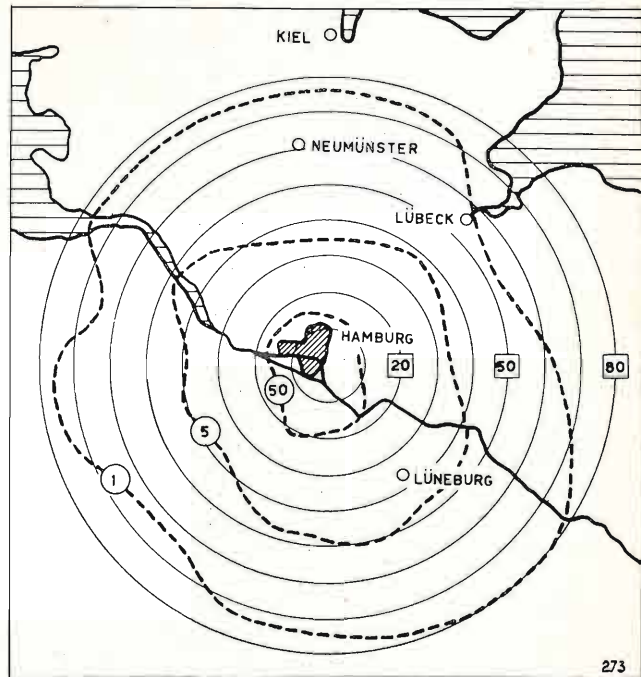


Fig. 6. — Contorni di costante intensità di campo (indicati in mV/m dai numeri circolati) in funzione della distanza (indicata in km dai cerchi concentrici contrassegnati dai numeri circolati) del trasmettitore ad onde metriche di Amburgo. I contorni di 50 mV/m, 5 mV/m ed 1 mV/m corrispondono alle zone A, B, C.

In questo caso particolare l'intensità di campo dietro la cresta è uguale a quella ottenuta in propagazione diretta poiché il terreno in questo punto è un po' più elevato di quello che circonda il trasmettitore.

Si troveranno altri esempi di valori misurati dell'intensità di campo nella figura 6. Questi diagrammi di propagazione indicano anche l'estensione della zona che può essere servita da un trasmettitore e le differenze d'intensità di campo nell'interno della zona di servizio, differenze che del resto sono tollerabili.

Nelle discussioni e nelle pubblicazioni concernenti la radiodiffusione su onde metriche la NWDR mira ad attirare l'attenzione su tre zone di ricezione:

— la zona A, con oltre 50 mV/m, nella quale si possono utilizzare ricevitori ed antenne assai economici (antenne interne);

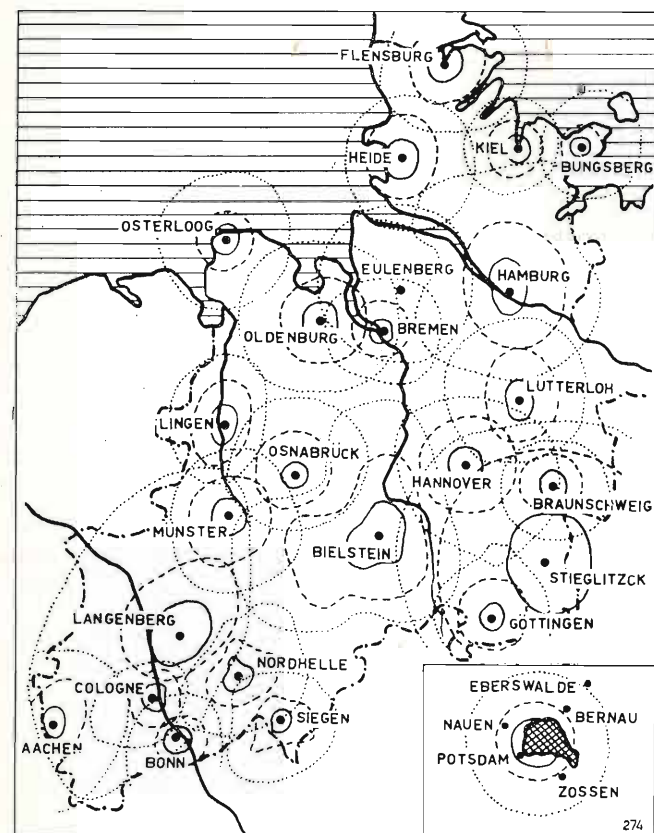


Fig. 7. — Aree di servizio dei trasmettitori a onde metriche della NWDR già in funzione o previsti per il 1952: zona A, entro la linea continua; zona B, entro la linea a tratti; zona C, entro la linea punteggiata.

— la zona B, con più di 5 mV/m ma meno di 50, che necessita di una migliore antenna oppure di un miglior ricevitore;

— la zona C, con più di 1 mV/m ma meno di 5, nella quale si deve utilizzare contemporaneamente un buon ricevitore ed una buona antenna.

La scelta per l'ubicazione dei trasmettitori di località prossime a regioni assai popolate consente una percentuale elevata di ascoltatori in zona A che possono beneficiare della ricezione più economica possibile. In tal modo, il numero di ascoltatori nella zona C può essere relativamente modesto.

L'insieme della rete trasmittente in onde metriche della NWDR, come indica la figura 7, deriva da queste considerazioni. Più della metà dei trasmettitori indicati sono già in servizio e l'intera rete sarà completata verso la metà del 1952,

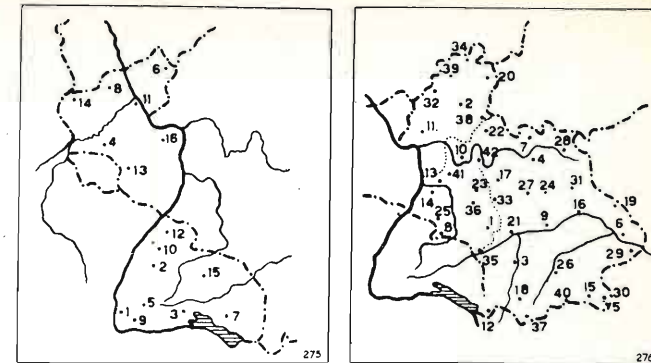


Fig. 8. — Trasmettitori a onde metriche della Sudwestfunk, in servizio o progettati.

1 Blauen. 2 Brandenkopf. 3 Egener Höhe. 4 Erbeskopf. 5 Feldberg. 6 Fuchskraute. 7 Höchst. 8 Hohe Acht. 9 Hohe Möhr. 10 Hornsgründe. 11 Kühkopf. 12 Merkur. 13 Potz-Berg. 14 Prümer Kopf. 15 Raichberg. 16 Wolfsheim.

Fig. 9. — Trasmettitori a onde metriche della Hesse, del Württemberg e della Baviera, in servizio o progettati.

1 Aalen. 2 Alsfeld. 3 Augsburg. 4 Bamberg. 5 Berchtesgaden. 6 Brod-jackelriegel. 7 Coburg. 8 Degerloch. 9 Gelbelsee. 10 Geysersberg. 11 Gr. Feldberg. 12 Grünten. 13 Hardberg. 14 Heidelberg. 15 Hochberg. 16 Hohe Linie. 17 Hohenlandsberg. 18 Hohenpeissenberg. 19 Hoher Bogen. 20 Hoher Meissner. 21 Hühnerberg. 22 Kreuzberg. 23 Mer-gentheim. 24 Moritzberg. 25 Mühlacker. 26 München. 27 Nürnberg. 28 Ochsenkopf. 29 Passau. 30 Reichenhall. 31 Rotbühl. 32 Sackpfeifer. 33 Schillingsfürst. 34 Schönberg. 35 Ulm. 36 Waldenburg. 37 Wank. 38 Wasserkuppe. 39 Weidelberg. 40 Wendelstein. 41 Würzburg. 42 Würzburg.

Le figure 8 e 9 rappresentano le reti a onde metriche in altre parti della Germania Occidentale. Si vedrà, esaminando queste figure, l'estensione delle zone di servizio che ci si propone d'ottenere e che effettivamente si raggiunge.

### 4. ANTENNE RICEVENTI.

Si è creduto per un certo tempo che fosse assolutamente necessario avere delle costose antenne esterne. Viceversa, tenuto conto da un lato del notevole campo previsto nei progetti dei trasmettitori e d'altro lato della sensibilità dei ricevitori, che è assai elevata anche negli esemplari più economici, si ottiene in numerosissime località una soddisfacente ricezione con semplici antenne interne.

In molti casi, i ricevitori contengono l'antenna e non necessitano pertanto di un dispositivo captante supplementare.

La NWDR ha raccomandato ai suoi ascoltatori nel campo delle onde metriche un compromesso tra un'antenna interna ed un aereo posto sul tetto, e precisamente un'antenna detta « di finestra » (fig. 10), dato che il campo è di gran lunga più intenso ad una distanza anche breve all'esterno di un fabbricato che non in una stanza. L'aumento della tensione d'ingresso è generalmente sufficiente per assicurare una buona ricezione con certezza nelle zone B ed in gene-

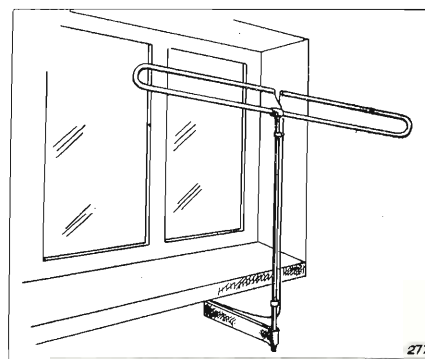


Fig. 10. — Antenna «da finestra», raccomandata dalla NWDR per onde metriche.



rale nelle zone C. Quest'antenna, relativamente poco costosa, consente nella maggior parte dei casi di evitare l'installazione dell'antenna sulla sommità del tetto che è più onerosa.

## 5. RICEVITORI.

La soluzione data ai problemi relativi al mercato dei ricevitori è il fattore determinante del successo o del fallimento della radiodiffusione in onde metriche. Per quanto l'industria radioelettrica tedesca abbia inizialmente accentuato la sua opposizione e sottolineato il prezzo elevato di adattatori e ricevitori completi, è stato alla fine possibile, dopo molte discussioni laboriose, modificare quest'atteggiamento.

Non appena l'industria si dedicò allo sviluppo pratico dei ricevitori, i mezzi per ottenere numerose soluzioni semplici furono trovati così rapidamente che l'impazienza degli industriali di veder svilupparsi la radiodiffusione in onde metriche provocò una vera corsa.

È probabile che questo risultato sia stato ottenuto grazie all'abbandono delle idee preconcepite che costituivano allora l'opinione universale.

Bisogna precisare che i segnali intensi forniti dalla NWDR sopprimono quasi sempre la necessità di far uso di limitatori. Secondo i concetti americani, la ricezione in onde metriche a modulazione di frequenza non può concepirsi senza limitatori e discriminatori che permettano la ricezione con tensioni di ingresso di qualche microvolt soltanto e comportanti una notevole spesa per i tubi e gli elementi circuitali. All'opposto del concetto americano che solo questi circuiti siano possibili, vi è quello secondo il quale sono sufficienti due circuiti riceventi assai semplici, che non richiedono alcun elemento in più di quelli per modulazione d'ampiezza. Essi sono:

- 1) il circuito a superreazione;
- 2) la discriminazione di frequenza per mezzo di un diodo utilizzato la pendenza della caratteristica di selettività.

I ricevitori e gli adattatori meno costosi utilizzano la superreazione. Per tenerne conto, i dirigenti della radiodiffusione, in collegamento con l'Amministrazione delle Telecomunicazioni, hanno stabilito delle regole assai severe allo scopo di evitare che l'interferenza prodotta dal circuito superrigenerativo raggiunga il sistema di antenna. Ciò ha condotto all'adozione di circuiti adattatori a due tubi (un pentodo ed un triodo, riuniti nello stesso bulbo) il primo dei quali ha il circuito di griglia aperiodico e

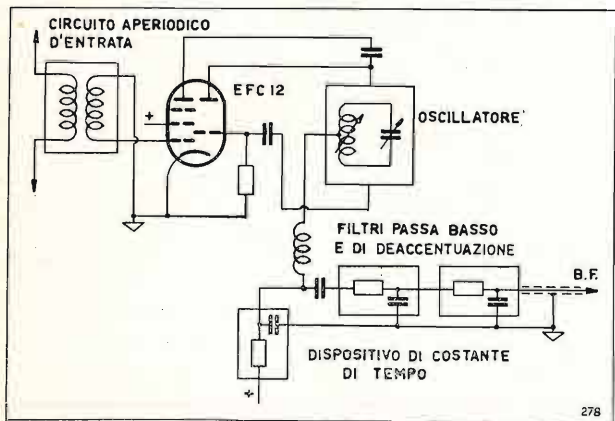


Fig. 11. — Schema di principio d'un adattatore a onde metriche per MF (VHF/MF) di tipo a superreazione.

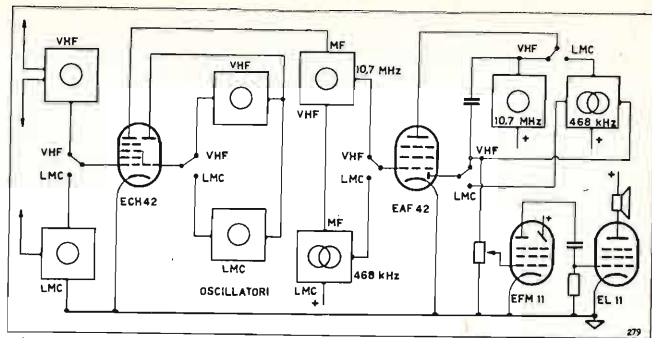


Fig. 12. — Schema di principio d'un ricevitore supereterodina a quattro gamme d'onda, comprendenti anche quelle metriche a modulazione di frequenza (VHF/MF).

funziona semplicemente come separatore tra l'antenna ed il secondo tubo che è quello effettivamente ricevente. Viene così soppressa l'interferenza e l'influenza del circuito d'antenna sul circuito di sintonia principale. Il circuito di ricezione consiste allora in un triodo ordinario con circuito superrigenerativo. La produzione della frequenza ausiliaria è completamente controllata, anche durante le fluttuazioni della tensione di rete. Dopo lo stadio a superreazione vi è un filtro equalizzatore ad audiofrequenza costituito da un condensatore e da una resistenza. La tensione d'uscita di questo circuito monovalvolare permette l'accoppiamento diretto con la parte audiofrequenza del ricevitore. La sensibilità di questi circuiti semplici è di circa 0,1 mV, il che significa che con questa tensione d'ingresso il rumore in assenza di segnale è sufficientemente ridotto.

La figura 11 rappresenta lo schema dei circuiti di un tale apparecchio. Gli adattatori di questo tipo, il cui prezzo varia tra 27 e 50 DM, possono venir aggiunti a qualsiasi ricevitore esistente, ed è probabile che il fatto di trovare sul mercato adattatori così poco costosi spieghi la popolarità della radiodiffusione in onde metriche.

L'ascoltatore non è più assillato dalla necessità di disporre di un ricevitore costoso. È abbastanza curioso constatare che gli adattatori più a buon prezzo non sono quelli che vengono acquistati più sovente. L'ascoltatore preferisce una qualità leggermente superiore. Era d'altronde psicologicamente assai importante il poter sottoporre agli acquirenti adattatori così poco onerosi.

Il secondo tipo di circuito ricevente menzionato sopra (discriminazione con un diodo utilizzando la pendenza della caratteristica di selettività) viene utilizzato per munire un normale ricevitore ad onde lunghe, medie e corte di una gamma addizionale al fine di ricevere la radiodiffusione su onde metriche.

Paragonato all'usuale circuito supereterodina a 4 tubi, questo circuito non richiede che pochissimi elementi supplementari: un commutatore di gamma a 4 posizioni invece di 3 ed i trasformatori a frequenza intermedia per 10,7 MHz in aggiunta a quelli a 470 kHz già esistenti nel ricevitore.

I ricevitori a supereterodina più frequentemente acquistati costano all'incirca 240 DM per 3 gamme e 250 DM per 4. La figura 12 dà un esempio dei circuiti di un ricevitore di tal sorta.

Mentre nel primo anno di radiodiffusione in onde metriche l'industria non ha prodotto che un terzo solamente di ricevitori con la gamma delle onde metriche e due terzi senza, essa è stata poi rapidamente

condotta dalle richieste del pubblico a modificare la propria politica ed ora più dell'80% dei ricevitori prodotti è provvisto della gamma a onde metriche (VHF).

Durante il primo anno che ha seguito l'introduzione della radiodiffusione a onde metriche, si sono perfezionati gli elementi speciali che hanno consentito la costruzione di ricevitori di alta qualità. Inizialmente si sono sfruttate le proprietà dei tubi riceventi usuali utilizzabili nella banda di frequenza prossima ai 100 MHz, sebbene vi fossero difficoltà da sormontare. Dopo l'inizio della radiodiffusione a onde metriche, apparvero assai rapidamente uno o due tubi speciali, tali ad esempio il doppio tubo menzionato sopra per circuiti a superreazione ed un doppio diodo speciale per il circuito rivelatore a rapporto. Più tardi, furono concepiti altri tipi di tubi speciali, tra cui un mescolatore con pendenza più elevata ed accoppiamento ridotto tra il triodo oscillatore e la griglia di comando, al fine di ridurre il più possibile le irradiazioni interferenti senza l'aiuto di uno stadio a radiofrequenza, ed inoltre tubi amplificatori a radiofrequenza o a frequenza intermedia con pendenza e caratteristiche di comando elevate.

Oltre ai ricevitori di prezzo medio menzionati sopra, è stata costruita una categoria supplementare di ricevitori di alta qualità a prezzi che vanno dai 350 ai 500 DM raggiungendo in qualche caso i 750 DM. Le parti VHF di questi ricevitori comportano tutti i vantaggi considerati desiderabili, anche secondo i concetti americani, compresa una preamplificazione a radiofrequenza nonché limitatori e discriminatori; questi ricevitori consentono quindi una ricezione di altissima qualità anche a grande distanza dai trasmettitori.

È stato riconosciuto di recente che in numerose parti della Germania la ricezione a grande distanza è possibile e che vi sono numerose regioni ove il fortunato possessore di un ricevitore per onde metriche può captare due, tre e sovente fino a sette programmi diversi. Si evita così l'impressione classica di esser tagliati fuori dal mondo esterno che inevitabilmente hanno gli ascoltatori serviti dalla radiodistribuzione, e la radiodiffusione in onde metriche è divenuta così la legittima aspirazione di ogni ascoltatore.

In Germania un'altra circostanza ha probabilmente contribuito al rapido entusiasmo per la radiodiffusione in onde metriche: durante gli anni di guerra e del dopoguerra, ossia dal 1938 al 1948 (fino alla riorganizzazione monetaria) gli ascoltatori tedeschi non potevano acquistare ricevitori. La maggior parte dei ricevitori in possesso degli ascoltatori erano perciò di tipi completamente superati ed ognuno desiderava da lungo tempo di poter comperare un nuovo ricevitore. È stata così possibile la scelta immediata di un ricevitore comprendente la gamma VHF.

Dopo il periodo di inizio dell'estate 1950, la stagione di vendite autunnale ha segnato l'inizio di un'accresciuta produzione di ricevitori. Un totale di circa 2 milioni di ricevitori nuovi è stato raggiunto in Germania durante la stagione 1950-51, e di essi oltre 1 milione comprendente la gamma VHF. Informazioni recenti indicano che la produzione di ricevitori con gamma VHF ha attualmente superato i due milioni. Quasi tutti questi ricevitori sono già stati venduti e si trovano ora nelle mani dei loro felici possessori. Così, il successo della radiodiffusione

in onde metriche, in ciò che riguarda gli ascoltatori, è assicurato.

La radiodiffusione a onde metriche adempie quindi ai due scopi principali che hanno determinato la sua nascita:

- a) assicurare il servizio di radiodiffusione nelle zone non raggiunte dalle onde medie;
- b) offrire la possibilità a tutti gli ascoltatori di ricevere un secondo programma, locale, a carattere regionale.

Inoltre, è ormai evidente che la radiodiffusione a onde metriche ha condotto a miglioramenti di qualità assai desiderabili e che il pubblico apprezza.

Anche qui si è dovuto vincere un pregiudizio. È stato fermamente sostenuto che la radiodiffusione a onde medie ha una larghezza di banda dai 9 ai 10 kHz, mentre la VHF permette 15 kHz; e siccome non esistono quasi altoparlanti che riproducano in modo soddisfacente frequenze così elevate, la VHF non ha alcun valore in ciò che riguarda la questione del miglioramento della qualità. La situazione di fatto è invece completamente diversa. I ricevitori a onde medie non posseggono, per ragioni di selettività, che una larghezza di banda di 3 o al più di 4 kHz. La riduzione della banda passante è ottenuta negli stadi a radiofrequenza e a frequenza intermedia oppure, nei ricevitori più semplici, con la controreazione. Lo stadio ad audiofrequenza di questi apparecchi, compresi gli altoparlanti, offre in ogni caso una banda passante di almeno 10 kHz. Dunque, anche l'adattatore più semplice, il più a buon prezzo che costa all'incirca 27 DM, procura un miglioramento di qualità aumentando la larghezza di banda da 3 ad 8 kHz, aumento così notevole che tutti gli ascoltatori l'apprezzano. Il fatto che, in più, ricevitori di alta qualità possano facilmente raggiungere i 10 o i 12 kHz, e gli apparecchi di altissima qualità persino i 15 kHz, non è di grandissima importanza in confronto a tale enorme guadagno di quasi tre ottave. Inoltre, la possibilità di ridurre la distorsione armonica, già ridotta dal trasmettitore MF dal valore abituale del 4% al 100% di modulazione allo 0,5%, consente una apprezzabile diminuzione della distorsione in ricezione, anche con l'adattatore più semplice.

I ricevitori di alta qualità raggiungono senza sforzo distorsioni armoniche dell'ordine dello 0,5%. Questo miglioramento, per quanto reale, è tuttavia meno percepito dal pubblico di quanto lo sia il cambiamento da 3 ad almeno 8 kHz.

Un altro vantaggio da aggiungere a quello del miglioramento di qualità è la riduzione delle interferenze. Anche ricevitori sprovvisti di limitatori anti-parassiti non soffrono interferenze dovute a tram o a temporali, mentre se ne notano frequentemente nella ricezione in onde medie.

L'elevata qualità nella radiodiffusione in onde metriche ha avuto per risultato che la maggior parte di coloro che hanno ascoltato per qualche tempo le trasmissioni MF non sono più disposti ad accettare le ricezioni in onde medie.

Ciò ha condotto gli organismi di radiodiffusione ad estendere le caratteristiche dei loro impianti di studio dai 10 kHz esistenti fino a 15 kHz, effettuando l'estensione su tutte le parti delle installazioni. L'esperienza finora acquisita indica che ciò si può fare senza troppi nuovi elementi e spesso anche senza grande spesa.



È naturalmente necessario utilizzare microfoni perfezionati, amplificatori leggermente modificati ed una tecnica di registrazione considerevolmente migliorata. Per i cavi a lunga distanza, non è possibile ottenere una trasmissione fino a 15 kHz a causa del costo elevato; per questo motivo la NWDR ritiene che l'alta qualità dovrebbe ottenersi mediante relè con larghezza di banda di 15 kHz, da una stazione di radiodiffusione all'altra (la trasmissione venendo ricevuta per mezzo di un ricevitore VHF la cui uscita ad audiofrequenza sia collegata all'ingresso del trasmettitore locale). Inoltre, dei circuiti normali a grande distanza con banda di 8 kHz dovrebbero venir utilizzati come riserva.

#### Conclusioni.

Riassumendo, si può dire riguardo alla radiodiffusione a onde metriche che tutti i problemi tecnici di trasmissione, propagazione e ricezione sono risolti sotto ogni loro aspetto.

Non sono da temersi sorprese. L'estensione delle zone di servizio ottenute a onde metriche non può venir criticata né dal punto di vista economico né da quello tecnico, e corrisponde ad un prezzo meno elevato rispetto ad altre frequenze.

Se si prende in considerazione la notevole contrazione della ricezione in onde medie in Europa da quando il Piano di Copenaghen ha sostituito il Piano di Lucerna, si deve immediatamente pensare ad una nuova conferenza delle frequenze. In particolare per la Germania, trattata in modo così poco soddisfacente a Copenaghen, tutti i progetti per l'avvenire devono fare perno sulla prossima conferenza. Ma come potrà venire stabilito da una futura conferenza un migliore piano di attribuzione delle frequenze quando si ha un continuo aumento del numero dei trasmettitori europei? A nostro parere, è necessario senza alcun indugio che in tutti i paesi europei si acquisisca coscienza di questa situazione. Non c'è che una via che possa condurre ad un miglioramento del servizio delle radiodiffusioni. Se nel numero più grande possibile di paesi tutte le necessità che non siano quelle relative ad un solo programma, ed in particolare quelle concernenti i programmi locali e regionali, fossero soddisfatte con la radiodiffusione in onde metriche, solamente allora sarebbe possibile di ridurre il numero dei trasmettitori ad onde medie, che potrebbero venir utilizzati con vantaggio per altri scopi. Se le possibilità della radiodiffusione a onde metriche fossero sfruttate ovunque in maniera adatta, non sarebbe difficile stabilire per le onde lunghe e medie un piano europeo nel quale la maggior parte dei canali fossero esclusivi e nel quale il distanziamento delle frequenze potrebbe venir aumentato da 9 a 10 kHz. Ogni ingegnere di radiodiffusione dovrebbe trovare questa mèta così desiderabile da far tendere fin d'ora tutti i suoi sforzi verso il suo raggiungimento. La via che vi conduce è lo sfruttamento della radiodiffusione a onde metriche in tutti i paesi europei. Che questa via possa essere seguita senza difficoltà risulta evidente dalle esperienze di cui abbiamo parlato.

## TRANS CONTINENTS RADIO

di Dario Prandoni

VIA MAZZINI, 48 - CASSANO ADDA

PD. 23

Serie  
A. N. I. E.

L. 24.800



L'apparecchio di piccole dimensioni che racchiude la qualità di un soprammobile di maggior mole.

**SUPERETERODINA 5 VALVOLE:** UCH.42-UF.41-UBC.41-UL.41-UY.41  
2 campi d'onda: **MEDIE 180/580 - CORTE 17/54**

Potenza d'uscita 3 Watt . Altoparlante di alto rendimento e di ottime qualità di riproduzione . Controreazione . Scala ad ampio quadrante e di facile lettura . Ottima sensibilità e selettività . Mobile in bachelite con frontale in urea . Alimentazione con autotrasformatore per le correnti alternate da: 110 - 125 - 140 - 160 - 220 Volt — 42/50 periodi . Dimensioni cm. 27,5x17x13 — Peso Kg. 2,600.

A richiesta viene fornito con elegante borsetta da viaggio

PREZZO  
L. 2.900  
\$ 5

**ELETTROSALDATORE  
ISTANTANEO**

PRODOTTO SU  
BREVETTO

**UNIVERSALDA**

Via S. Donato 82 • Telef. 76.406 • TORINO

# DISTORSIOMETRO ANALIZZATORE

DOTT. ING. CESARINA BORDONE, DOTT. PROF. GINO SACERDOTE  
dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris - Torino

**SOMMARIO** - Si descrive un dispositivo a ponte con più circuiti risonanti, che consente la misura della distorsione totale e l'analisi approssimata delle componenti di seconda e di terza armonica.

## 1. Generalità.

La misura della distorsione non lineare si consegue generalmente ricorrendo a sistemi filtranti, i quali, eliminando la componente fondamentale, consentono la misura del residuo.

I più noti dispositivi sono quelli a ponte: e precisamente a ponte risonante, tipo Küpfmüller, ed a ponte di Wien a resistenze e capacità.

Con il primo ponte la misura è diretta: con il secondo, tenuto conto della scarsa selettività del sistema, si ricorre per la misura ad amplificatori opportunamente controreazionati.

Con questi dispositivi si ha la determinazione del residuo totale: per l'analisi del residuo stesso, si deve ricorrere agli analizzatori armonici, che in genere sono apparecchi assai complessi e di uso delicato.

In molte questioni, particolarmente di elettroacustica, è sufficiente la conoscenza di una prima analisi del residuo: ad esempio Braunmühl misura il residuo separato della seconda e della terza armonica, con il metodo dei toni differenziali.

Si vuole inoltre ricordare la modifica introdotta dal Chiodi<sup>(1)</sup> al ponte filtrante, per poter valutare l'intensità delle varie componenti, ricorrendo all'analisi del residuo a mezzo di un circuito selettivo.

Si è esaminata la possibilità di una misura rapida, con mezzi semplici, delle prime due componenti del residuo, modificando opportunamente il ponte di misura.

Il dispositivo che si descrive consente un'analisi approssimata, e va usato soltanto in quei casi nei quali questa analisi può essere sufficiente: una separazione delle prime armoniche del residuo può già dare indicazioni atte ad una migliore conoscenza del fenomeno in esame.

## 2. Principio del ponte in esame.

Lo scopo che ci si prefigge con il ponte studiato è quello di eliminare, contemporaneamente alla componente fondamentale, anche la armonica di secondo, oppure quella di terzo ordine. Nel primo caso si ottiene un residuo che consiste nella terza e successive armoniche; nel secondo caso il residuo è costituito dalla seconda, quarta e successive armoniche. In molti casi che si presentano effettivamente in pratica (distorsione di amplificatori, di microfoni, di altoparlanti) le due prime armoniche sono preponderanti: quindi il ponte in questione dà, con una sufficiente approssimazione (dipendente dalla natura del-

(1) CHIODI C.: Modifiche al ponte filtrante di Belfis e suo adattamento all'analisi armonica delle tensioni. «L'Elettrotecnica», XV, marzo 1928, pag. 166.

l'intero residuo) la componente della terza e della seconda armonica.

Un sistema di due ponti in cascata potrebbe risolvere la questione: si è pensato di sostituirli con un unico circuito a ponte, in un ramo del quale sono inseriti in parallelo due circuiti risonanti, uno sulla frequenza fondamentale, l'altro sull'armonica che si desidera eliminare. L'esistenza di perdite nei circuiti risonanti introduce un'approssimazione nell'eliminazione delle componenti per cui si desidera che il ponte sia in equilibrio.

Lo schema del ponte adottato è riportato in figura 1. La possibilità di un funzionamento stabile del ponte è insita nell'adottare induttanze con ele-

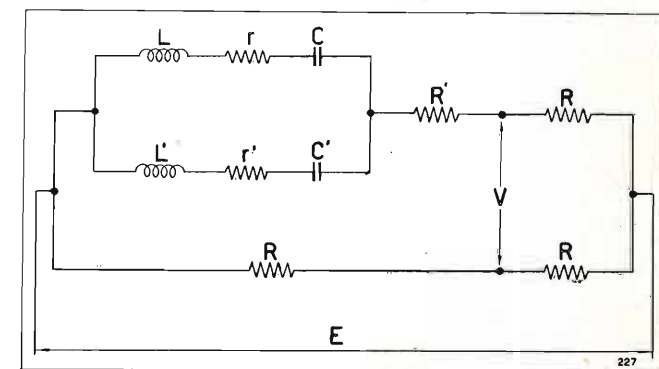


Fig. 1. — Schema generale del ponte.

vata stabilità ed elevato fattore di merito: le perdite dei due circuiti risonanti a frequenze che sono in rapporto  $1/hk$  sono allora piccole e costanti in una larga banda di frequenze, così che i valori stabiliti per le resistenze  $R$  ed  $R'$ , tali da equilibrare il ponte, siano gli stessi per tutta la gamma di frequenze in cui si eseguono le misure.

Con le notazioni di figura 1 si ha la seguente condizione di azzeramento del ponte:

$$\frac{(1 + jr\omega C - \omega^2 LC)(1 + j\omega r'C' - \omega^2 L'C')}{j\omega(C + C') - \omega^2(r + r')CC' - j\omega^3(L + L')CC'} = R - R'$$

ossia deve aversi:

$$[1] \quad r = r' = R - R'$$

$$\omega^4 LL'CC' - \omega^2 [LC + L'C' - (R - R')^2 CC'] + 1 = 0.$$

Per ottenere la risonanza dei due circuiti su frequenze che stiano tra loro nel rapporto  $1/hk$  occorre che sia:  $L'C' = hkLC$ .

Posto:  $L' = hL$ ,  $C' = kC$ ,  $\omega\sqrt{LC} = \eta$ ,  $(R - R')^2 C/L = \varepsilon^2$  si ha:

$$[2] \quad \eta^4 hk - \eta^2(1 + hk - k\varepsilon^2) + 1 = 0.$$



Nell'espressione risolutiva dell'equazione rispetto ad  $\eta^2$  compare il termine  $\varepsilon^4$  che risulta trascurabile. Con le semplificazioni rese possibili del piccolo valore di  $\varepsilon^2$  si ottengono le seguenti radici della [2]:

$$\eta_1^2 = \frac{1}{hk} \left( 1 - \varepsilon^2 \frac{k}{1 - hk} \right) \quad \eta_2^2 = 1 + \varepsilon^2 \frac{k}{1 - hk}$$

Il rapporto delle due frequenze di equilibrio del ponte, in assenza di perdite ( $\varepsilon = 0$ ) è  $1/\sqrt{hk}$ ; per effetto delle perdite tale rapporto risulta:

$$\frac{\eta_1}{\eta_2} = \frac{1}{\sqrt{hk}} \left( 1 - \varepsilon^2 \frac{k}{1 - hk} \right)$$

### 3. Valore dei componenti.

Si ricerca l'espressione della tensione di uscita  $V$  (a circuito aperto) in funzione di quella di entrata  $E$ ; si ha:

$$\frac{V}{E} = \frac{1}{2} \frac{Z - R'}{Z + R'}$$

ove  $Z$  è l'impedenza del ramo del ponte contenente i circuiti risonanti; posto ancora:  $a = (R + R')/(R - R')$  si ha:

$$[4] \quad 2 \frac{V}{E} = \frac{1 - \eta^2(1 + hk - k\varepsilon^2) + \eta^4 hk}{[1 - \eta^2(1 + hk - k\varepsilon^2 - 2ak\varepsilon^2) + \eta^4 hk] + j\eta ea[1 - \eta^2 k(1 + h)]}$$

Si ricerca il valore del rapporto  $|V/E|$  quando il ponte è alimentato alle frequenze corrispondenti a  $\eta = 1$  e ad  $\eta = 1/\sqrt{hk}$ , che sono le frequenze nominali di equilibrio. Si ha in questo caso:

$$\begin{aligned} \text{per } \eta = 1 \quad & 2|V/E| = \varepsilon/a \\ \text{per } \eta = 1/\sqrt{hk} \quad & 2|V/E| = \varepsilon\sqrt{hk}/a \end{aligned}$$

Per il corretto funzionamento la tensione di uscita del ponte deve essere molto vicina ad  $E/2$  per  $\eta = 3$ , nel caso di soppressione di seconda armonica (ossia allorchè  $\sqrt{hk} = 1/2$ ); deve inoltre essere molto vicina ad  $E/2$  per  $\eta = 2$  ed  $\eta = 4$  nel caso di soppressione di terza armonica (ossia per  $\sqrt{hk} = 1/3$ ).

Si rileva dalla [3] che la tensione  $V$  di uscita del ponte fuori sintonia tende ad  $E/2$  quanto più piccolo è il valore di  $a$ .  $R$  ed  $R'$  hanno valori molto vicini fra loro: la differenza  $R - R'$  resta fissata dalla qualità delle bobine, come risulta dalla [1].

Per rendere piccolo  $a$  si ha soltanto la possibilità di ricorrere a piccoli valori di  $R$  e di  $R'$ . D'altra parte si deve attribuire a  $R$  ed  $R'$  un valore grande perchè sia piccolo l'errore alla frequenza di sintonia.

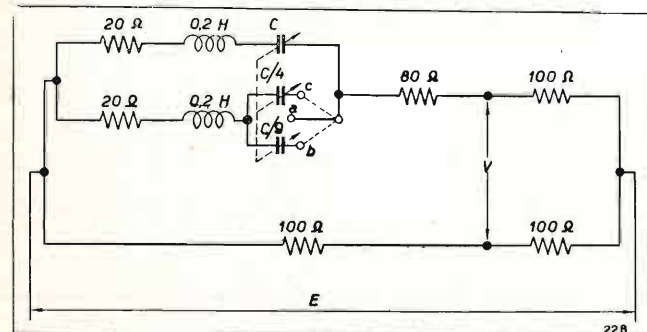


Fig. 2. — Schema del ponte adottato.

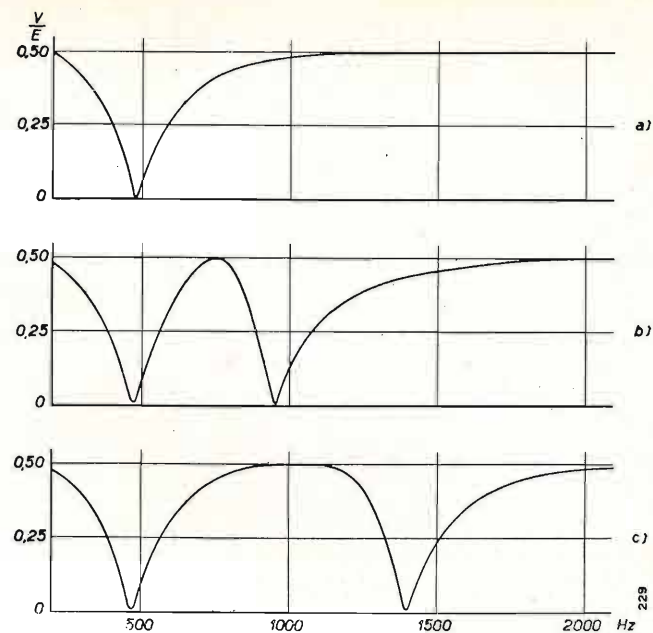


Fig. 3. — Tensione d'uscita del ponte: a) residuo totale; b) residuo di terza armonica; c) residuo di seconda armonica.

Le due esigenze sono contrastanti: da una parte si richiede una curva di risposta del ponte molto selettiva, nel qual caso anche piccoli errori di frequenza portano a sensibili errori nella determinazione del residuo; d'altra parte una curva meno selettiva, per cui riesce più esatta la sintonia contemporanea della fondamentale e di una determinata armonica, produce una sensibile attenuazione delle componenti del residuo che si desidera misurare.

Un compromesso fra le due esigenze si può ottenere ponendo:  $R = 100$ ,  $R' = 80$ , essendo  $20 \Omega$  la resistenza delle bobine nel campo di frequenze compreso fra 200 e 2000 Hz (figura 2).

Si è trovato conveniente porre  $L = L'$  ossia  $h = 1$ , quindi:

$$\begin{aligned} k = 0,25 \quad & \text{per eliminare la seconda armonica;} \\ k = 0,111 \quad & \text{per eliminare la terza armonica.} \end{aligned}$$

Gli induttori hanno il valore di  $0,2 \text{ H}$  ed una resistenza (comprendente la resistenza propria più una aggiunta) di  $20 \Omega$ .

Dal diagramma di figura 3 si rileva che l'errore di lettura del residuo è trascurabile quando si adottino per i parametri del ponte i valori di figura 2. Si osservi che i tre condensatori variano simultaneamente, mantenendo costante fra loro il rapporto  $1 : 4 : 9$ , così che equilibrando il ponte sulla fondamentale si ha automaticamente l'accordo degli altri due circuiti risonanti sulla seconda e sulla terza armonica. Un commutatore permette l'inserzione di un solo circuito risonante, per la misura del residuo totale, o di due circuiti contemporaneamente per la misura del residuo di 2<sup>a</sup> o di 3<sup>a</sup> armonica.

### 4. Esempi di applicazione.

Si riportano alcuni risultati ottenuti con il ponte precedentemente descritto.

In figura 4 si riportano i dati relativi alla distorsione di un altoparlante da 5 watt, con bobina mobile alimentata a tensione costante, per frequenze comprese fra 400 e 800 Hz. Il suono viene ricevuto da un microfono elettrodinamico avente una distorsione

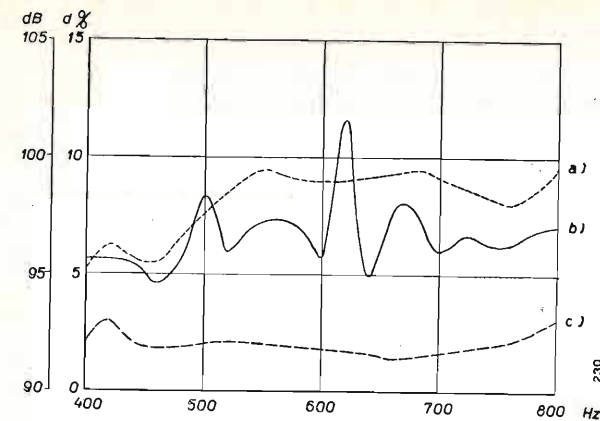


Fig. 4. — Caratteristiche di un altoparlante: a) curva di risposta; b) distorsione di seconda armonica; c) distorsione di terza armonica.

trascurabile, posto a circa 1 m. di distanza dall'altoparlante. Si constata che la componente di terza armonica (curva c) è assai piccola e varia poco al variare della frequenza, mentre la componente di seconda armonica (curva b) assume valori variabili con la frequenza e di ampiezza notevole.

Come secondo esempio di misura si riportano i risultati di analisi della distorsione prodotta da una bobina in ferro, alimentata a tensione alternativa costante e polarizzata da corrente continua variabile. In figura 5 è riportato il residuo di seconda (curva a) e di terza armonica (curva b) in funzione della corrente continua di polarizzazione.

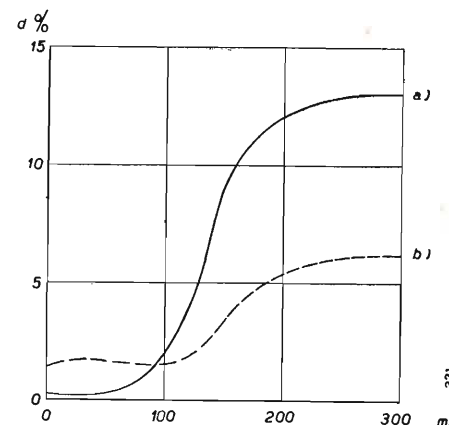


Fig. 5. — Distorsione prodotta da una bobina con nucleo di ferro: a) residuo di terza armonica; b) residuo di seconda armonica.

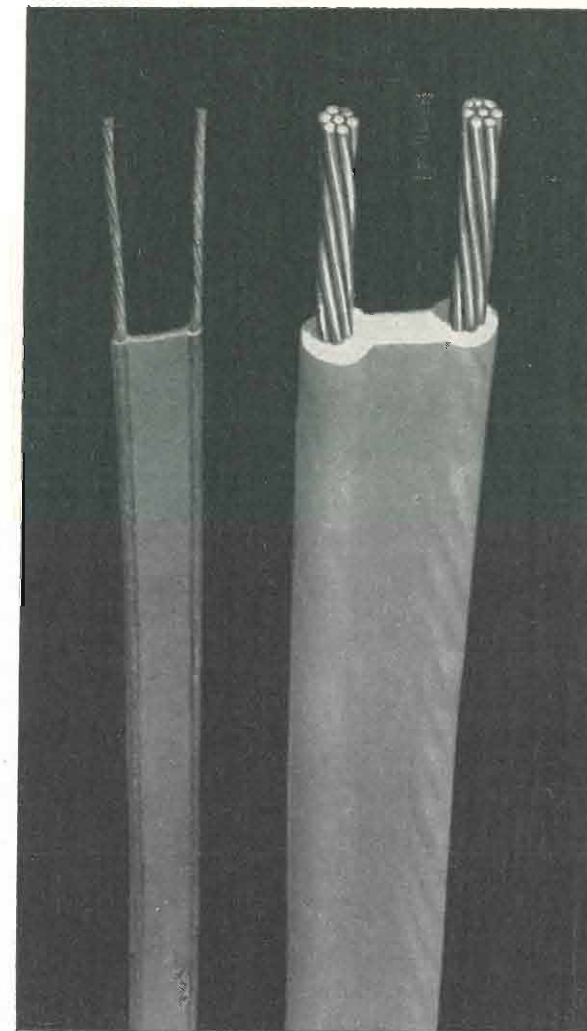
### 5. Conclusione.

Il ponte che è stato descritto può rendersi utile in svariate determinazioni, particolarmente quando, come nel caso degli altoparlanti, è necessaria una lunga serie di misure, ed il fattore rapidità può assumere una certa importanza.

Oltre allo schema adottato si può ricorrere a circuiti a resistenza e capacità, i quali presentano il vantaggio di una stabilità più elevata in funzione della frequenza, ma una maggiore complessità dal punto di vista elettronico.

L'attuazione pratica di un ponte a doppio circuito di Wien è attualmente allo studio e si ritiene possa presentare la stessa semplicità di manovra e maggiore ampiezza di scala del semplice distorsimetro per la misura del residuo totale.

## Cavi A. F.



## Cavi per A. F.

per antenne riceventi  
e trasmettenti  
radar  
raggi X  
modulazione di frequenza  
televisione  
elettronica

S. R. L. **Carlo Erba**

MILANO - Via Clericetti 40 - Tel. 29.28.67

Produzione **IRELLI** S.p.A. - Milano



# PRINCIPI ELEMENTARI DEI SISTEMI DI CONTEGGIO IMPIEGATI NELLE CALCOLATRICI ELETTRICHE

DR. ING. LEANDRO SAIJA  
della Compagnia Italiana Westinghouse - Torino

**SOMMARIO** - Il sistema di conteggio decimale comunemente usato viene analizzato in modo semplice onde porre in evidenza che esso appartiene alla categoria dei sistemi a somma di potenze. Si delinea il metodo per costruire un sistema con base qualunque e lo si applica al caso più interessante in cui la base è 2, ricavando alcune osservazioni generali. Infine si mostra una utilizzazione del sistema binario in un problema pratico di teleindicazione allo scopo di risparmiare conduttori o canali di trasmissione.

Nella moderna tecnica elettronica ed in particolare nelle macchine calcolatrici « numeriche » o a tasti a cui appartiene la famosa E.N.I.A.C. si fa largo uso di sistemi di conteggio diversi da quello convenzionale con base dieci. Sebbene qualche idea su questi sistemi di conteggio sia generalmente nota, meno noti sono invece i principi elementari su cui essi si fondano. Riteniamo pertanto che brevi richiami possano tornare utili a molti lettori che seguono questi argomenti con interesse.

## 1. Il sistema di conteggio decimale.

Nell'esprimere un numero qualunque per mezzo del sistema di conteggio comunemente usato, che ha come base dieci e può pertanto chiamarsi decimale <sup>(1)</sup>, noi eseguiamo automaticamente e senza accorgercene certe operazioni. Un numero viene espresso indicando separatamente le cifre delle unità, delle decine, delle centinaia, delle migliaia ecc. È facile rendersi conto che ogni numero viene scomposto in gruppi ciascuno compreso tra due contigue potenze intere di 10; ogni cifra significativa indica quante volte la relativa potenza è contenuta nel numero e la potenza stessa viene riconosciuta per la posizione relativa o casella assegnata alla cifra.

Per esempio il numero 129 è costituito come insegna l'aritmetica, di 1 centinaia, 2 decine, 9 unità. Noi diremo che il sistema decimale conta questo numero per mezzo della scomposizione:

$$1 \times 10^2 + 2 \times 10^1 + 9 \times 10^0$$

ossia con una somma di prodotti di cifre significative per potenze decrescenti della base 10.

Il numero dei simboli elementari che chiameremo cifre significative deve essere tale da esprimere i numeri dall'unità al 10 — 1 cioè 9; tali simboli e quindi i vocaboli, necessari al sistema di conteggio decimale, sono pertanto 9 cui si deve aggiungere un altro per lo zero (che non è un numero).

Per comodità o per facilitare l'individuazione del posto relativo e quindi della potenza per cui va moltiplicata la cifra significativa, il simbolo relativo all'attuale sistema decimale è semplice ossia la cifra araba è una sola. Non così per esempio nei numeri romani in cui i simboli semplici sono in numero non legato alla base del sistema: il numero sei viene

espresso dalla combinazione dei due simboli semplici V e I: i numeri delle cifre significative vengono cioè ulteriormente scomposti con operazioni di somma e sottrazione. Invero anche nel sistema decimale con cifre arabe potremmo adoperare un solo simbolo, per esempio l'unità e ciascuna cifra sarebbe la somma di più unità. Il numero 129 potrebbe allora essere scritto in questo modo:

$$(1) (1 + 1) (1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1);$$

come si vede ciascuna parentesi costituisce un simbolo diverso.

## 2. Sistemi di conteggio con base qualunque.

La base del sistema può essere un numero qualunque  $u$  inferiore o superiore a 10. Volendo creare un siffatto sistema si devono anzitutto considerare le potenze di  $u$ . Si sceglieranno poi tanti simboli (semplici) quanti sono i numeri dall'unità ad  $u$  meno l'unità, impiegando invece per lo zero il comune simbolo 0. Infine converremo di distinguere le diverse potenze per mezzo del posto assegnato alla cifra relativa. Costruito così il sistema, siamo in grado di esprimere ogni numero con il procedimento seguente.

Consideriamo un numero qualunque  $n$ ; per affrancarci completamente dal sistema decimale cercheremo di immaginarlo come avulso dalle cifre che ci vengono in mente per rappresentarlo e dal vocabolo relativo ma come un gruppo di oggetti o elementi.

Consideriamo la più alta potenza di  $u$  che sia contenuta in  $n$  almeno una volta; scriviamo la cifra relativa (risultato intero della divisione) e ripetiamo la stessa analisi per il resto (con la potenza di  $u$  immediatamente inferiore), ottenendo un secondo resto che come i seguenti verrà successivamente vagliato con potenze di  $u$  via via decrescenti. Naturalmente dopo la prima cifra significativa occorre scrivere anche i quozienti la cui cifra è lo zero, perchè ciò servirà ad occupare la relativa casella cioè a contraddistinguere le diverse potenze per mezzo delle posizioni relative, fino alla potenza  $u^0$ .

Nell'espressione « scomposizione in somma di potenze intere » dobbiamo comprendere anche le potenze negative; e volendo seguire la forma decimale ordineremo le potenze decrescenti da sinistra a destra e a destra della cifra della potenza ad esponente nullo porremo una virgola. È chiaro che contando un

gruppo di oggetti interi non si avranno cifre significative dopo la virgola (non possiamo dire decimali!).

Ecco quindi il numero espresso nel nuovo sistema ossia come somma di prodotti di cifre significative per potenze di  $u$ .

L'impiego della somma di prodotti di cifre significative per potenze di una determinata base non esaurisce i modi possibili per « contare » ma costituisce la soluzione più semplice e più conveniente dal momento che il contare stesso è in fondo un'operazione di addizione e dato che prodotti e potenze sono addizioni ripetute.

## 3. Il sistema binario.

Pensiamo di voler costruire ora una macchina calcolatrice con elementi caratterizzati da due sole condizioni diverse, ad esempio dei relè elettronici o elettromagnetici. Ciascuna condizione dell'ente contatore deve essere legata ad un simbolo caratteristico di un numero da uno ad  $u$  meno uno, dove la base  $u$  è ancora indeterminata, con l'avvertenza che lo zero richiede per sé una condizione: per fissare le idee in un tubo elettronico impiegato quale relè contatore la non conduzione fornirà lo zero, mentre in un relè elettromagnetico sarà tale la diseccitazione (armatura in posizione di riposo). In entrambi i casi resta una sola condizione disponibile che va abbinata al simbolo della unità.

Esaurita così la varietà di posizioni la base del sistema di conteggio è due, e gli elementi caratteristici possono venir chiamati binari.

Come simboli impiegheremo per l'unità una asticella verticale (1) che anziché chiamare uno — espressione legata al sistema decimale — leggeremo « iota » o come altro vogliamo. Per lo zero manterremo il simbolo comune osservando che la scelta della base non ha relazione alcuna con lo zero il quale pertanto è ente comune a tutti i sistemi di conteggio con somma di potenze.

Ordineremo le cifre significative nello stesso modo usato nel sistema decimale. Per comodità impieghiamo il sistema decimale nelle operazioni intermedie e traduciamo man mano i risultati nel sistema binario.

Teniamo sott'occhio la seguente tabella delle potenze del 2:

$2^0 = 1$	$2^4 = 16$	$2^8 = 256$	$2^{12} = 4096$
$2^1 = 2$	$2^5 = 32$	$2^9 = 512$	$2^{13} = 8192$
$2^2 = 4$	$2^6 = 64$	$2^{10} = 1024$	$2^{14} = 16384$
$2^3 = 8$	$2^7 = 128$	$2^{11} = 2048$	$2^{15} = 32768$

Per esprimere il numero 129 eseguiamo le operazioni indicate nel paragrafo precedente e che trascriviamo qui sotto:

$129 : 128 = 1$	$1 : 64 = 0$	$1 : 32 = 0$
1 resto	1 resto	1 resto
.....	.....	$1 : 1 = 1$
		0 resto

Pertanto il numero 129 nel sistema binario è rappresentato dalla scomposizione:

$$1 \times 2^7 + 0 \times 2^6 + 0 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0$$

e con i simboli prescelti potrà scriversi:

$$10\ 000\ 001.$$

Si dirà a questo punto che tutto questo lavoro può rivestire qualche interesse teorico o una certa curiosità e nulla più. In realtà la maggior parte delle calcolatrici interamente elettriche deve impiegare questo sistema di conteggio per la convenienza dell'impiego di elementi binari quali i tubi elettronici la cui risposta è assai pronta.

È noto che si fanno tentativi per fabbricare tubi elettronici polianodici ciascuno con elettrodo di griglia indipendente per realizzare elementi contatori quinari, senari e di ordine superiore, soprattutto per l'impiego in nuovi tipi di centrali telefoniche automatiche. Tuttavia non si vede per ora la possibilità di costruire le corrispondenti macchine calcolatrici elettriche con prestazioni paragonabili a quelle binarie.

Abbiamo citato le centrali telefoniche perchè le questioni in esame le interessano in modo particolare: infatti vi sono esempi di conteggio con base 20 a mezzo di selettori a 20 posizioni. In molte grandi città estere si esprime il numero telefonico per mezzo di lettere e cifre: l'alfabeto offre infatti la possibilità di contare utilizzando un insieme ordinato di simboli diversi: dato che il numero di questi è di 26, la base del sistema sarà 27, e si potranno contare ossia distinguere ordinatamente  $27^3 - 1 = 19682$  enti diversi per mezzo di tre sole lettere, anziché 999 quante se ne avrebbero con il sistema decimale.

Come osservazione generale si può affermare che con una base grande si riduce il numero delle cifre del numero ma si richiedono molti simboli, mentre una base piccola (il minimo è due) aumenta le cifre significative ma riduce i simboli. La convenienza dell'uno o dell'altro sistema dipende dalla natura del problema. Come esempio notiamo che il sistema binario richiede solo due simboli diversi (0 e 1) mentre le cifre che rappresentano un numero sono all'incirca tre volte tanto quelle che richiede il sistema decimale cui necessitano dieci simboli.

L'uso di basi non intere è possibile ma non conveniente.

## 4. Il calcolo nel sistema binario.

Come corollario alle elementari considerazioni svolte più sopra indichiamo qualche particolarità dell'algoritmo del sistema binario: è evidente che, essendo questo sistema perfettamente analogo al decimale, salvo che per la base, tutte le proprietà dell'aritmetica, dell'algebra, dei numeri razionali, irrazionali e complessi si trasferiscono dall'uno all'altro, le diversità concernendo soltanto proprietà formali.

Indichiamo anzitutto i primi sedici numeri nel nuovo simbolismo:

1	1	6	110	11	1011
2	10	7	111	12	1100
3	11	8	1000	13	1101
4	100	9	1001	14	1110
5	101	10	1010	15	1111
		16	10000		

Indichiamo ora le operazioni semplici tra numeri di una sola cifra:

somma .....	$0 + 1 = 1$ ;	$1 + 1 = 10$ ;
sottrazione ...	$1 - 0 = 1$ ;	$1 - 1 = 0$ ;
moltiplicazione	$1 \times 0 = 0$ ;	$1 \times 1 = 1$ ;
divisione .....	$0 : 1 = 0$ ;	$1 : 1 = 1$ .

(1) Talvolta questo vocabolo assume significati più particolari.



Notiamo che con la sola eccezione della seconda e della operazione inversa  $10 - 1 = 1$  tutte le operazioni sui simboli 0 e 1 forniscono i medesimi risultati delle equivalenti operazioni tra il numero 1 del sistema decimale e lo zero.

Ciò facilita considerevolmente la verifica degli esempi riportati nel seguito che il lettore vorrà fare. Riportiamo in ciascun caso a sinistra l'operazione in simboli decimali e a destra la stessa in simboli binari.

$$\begin{array}{r} 3 + 11 + 3 \times 4 = 12; \quad 11 \times 100 \\ 4 = 100 = \quad 00 \\ 7 = 111 = \quad 00 \\ \hline 11 \\ 1100 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 7 \times 7 = 49 \quad 111 \times 111 \\ \hline 111 \\ 111 \\ 111 \\ \hline 110001 \end{array} \quad \text{(Per « leggere » questo numero si osservi che è formato dalla somma } 32 + 16 + 1\text{).}$$

$$\begin{array}{r} 15 \times 7 = 105 \quad 1111 \times 111 \\ \hline 1111 \\ 1111 \\ 1111 \\ \hline 1101001 \end{array} \quad (64 + 32 + 8 + 1)$$

$$\begin{array}{r} 47 + 25 = 72 \quad 101111 + (32 + 8 + 4 + 2 + 1) \\ 11001 = (16 + 8 + 1) \\ 1001000 \end{array} \quad (64 + 8)$$

$$\begin{array}{r} 87 - 35 = 52 \quad 1010111 - (64 + 16 + 4 + 2 + 1) \\ 100111 = (32 + 2 + 1) \\ 110100 \end{array} \quad (32 + 16 + 4)$$

$$\begin{array}{r} 18 : 6 = 3 \quad 10010 : 110 = 11 \\ 110 \\ \hline 110 \\ \hline 0 \end{array}$$

Per facilitare lo sveltimento del calcolo si potranno coniare espressioni come « zero meno iota uguale iota porto iota », e via dicendo.

Risultano immediate le osservazioni seguenti:

a) I numeri pari hanno per ultima cifra lo zero, i dispari 1. I numeri in cui le ultime due cifre sono due zeri sono divisibili per quattro, quelli con tre zeri a destra divisibili per otto, ecc.

b) Per moltiplicare un numero per due è sufficiente quindi aggiungere uno zero a destra oppure spostare la virgola di un posto a destra. (In tutti i sistemi di conteggio a somma di potenze aggiungere uno zero o spostare la virgola a destra significa moltiplicare il numero per la base).

c) I numeri frazionari possono essere scritti in forma esplicita (non si può dire « come numeri decimali ») tenendo presente che:

$$2^{-1} = 0,5; \quad 2^{-2} = 0,25; \quad 2^{-3} = 0,125; \dots$$

Quindi l'operazione  $5 : 2 = 2,5$  si scriverà:

$$101 : 10 = 10,1.$$

Un numero come 0,375 avrà come cifra binaria 0,011 che è semplice ma un altro numero come 0,48 richiede molte cifre rappresentative: una buona approssimazione è data da 0,011110111 che effettivamente è uguale a 0,48084375.

d) I numeri  $\pi$ ,  $e$ ,  $g$  possono rappresentarsi con le espressioni seguenti:

$$\begin{array}{l} \pi = 3,1415 = 11,001001000001 \\ e = 2,7173 = 10,1111 \\ g = 9,81 = 1001,1101 \end{array}$$

### 5. Esempio di utilizzazione del sistema binario in un problema di teleindicazione.

Si supponga di dover trasmettere da una località ad un'altra una indicazione numerica in modo continuo, ossia subordinando in persistenza l'indicazione alla presenza del comando, diversamente quindi da quel che si fa con le successioni di impulsi nella telefonia automatica. Se le cifre da trasmettere sono 15 con un sistema a base decimale occorrono in tutto undici conduttori (o circuiti virtuali oppure canali) di cui 1 per la cifra delle decine, 9 per le unità, 1 per lo zero e 1 per il circuito di ritorno.

Con il sistema binario sono sufficienti cinque conduttori. Poiché tuttavia l'operatore non è normalmente in grado di formare mentalmente in modo rapido la combinazione di simboli 1 e 0 che forma ciascun numero, occorre predisporre sul banco di comando un dispositivo in grado di trasformare il numero formato dall'operatore, nel corrispondente numero binario. Per semplicità supporremo che il numero venga formato anziché nel sistema decimale cioè separatamente per le unità e le decine in un modo più elementare senza sistema ossia distinguendo separatamente i 15 numeri: ciò si può fare per esempio con un commutatore a 16 posizioni (una posizione di riposo più 15 attive) con un numero di contatti per posizione elevato quanto basta. Per mezzo di questo commutatore saremo in grado di alimentare quattro elementi binari che per fissare le idee potranno essere relè elettromagnetici a due posizioni: ciascun relè con la posizione « eccitato » (chiusura dei

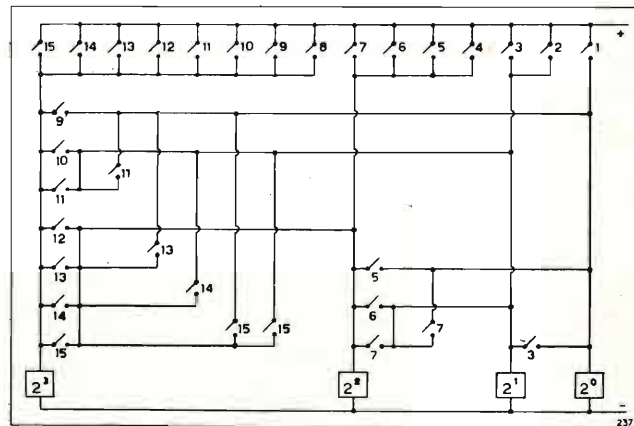


Fig. 1. — Schema dei circuiti elettrici per il comando di relè indicatori di cifre binarie relative alle potenze  $2^3, 2^2, 2^1, 2^0$ , mediante contatti di un commutatore a 15 posizioni attive. I contatti designati con il medesimo numero si stabiliscono tutti (e soli) quando il commutatore viene portato nella posizione contrassegnata da quel numero.

contatti superiori) fornirà la cifra 1 di una delle potenze  $2^0, 2^1, 2^2, 2^3$ , mentre la posizione « diseccitato » indicherà lo zero.

Il circuito elettrico si presenta ovviamente come in figura 1. Tenendo presente che con il commutatore in posizione per esempio 13 sono stabiliti tutti e soli i contatti contrassegnati con questo numero si osserva che vengono eccitati i relè ( $2^3$ ), ( $2^2$ ), ( $2^0$ ), mentre il

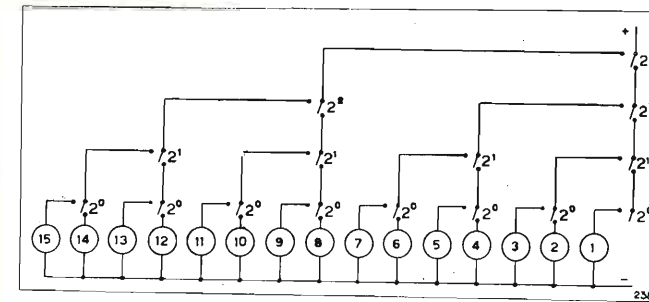


Fig. 2. — Illuminazione di lampade indicatori contraddistinte da 15 numeri per mezzo di un comando a sistema binario. Tutti i contatti con il medesimo simbolo appartengono al corrispondente relè (v. fig. 1) e si stabiliscono contemporaneamente.

relè ( $2^1$ ) resta diseccitato formando così il numero binario 1101 che vale appunto 13. Si verifica facilmente che per ogni numero impostato sul commutatore si provoca la combinazione di posizioni eccitato e diseccitato dei quattro relè indicatori corrispondente al numero binario richiesto.

Naturalmente per scopi di teleindicazione i relè devono essere situati nel posto di ricezione mentre il commutatore è collocato sul banco di comando nella stazione di trasmissione. Come già accennato il numero espresso nel sistema binario non è prontamente intelligibile a persone non esperte così che conviene ritrasformarlo. Un metodo per questa ritrasformazione è quello indicato nella figura 2 in cui si è contrassegnato ciascun contatto con la sigla del relè cui appartiene. Tutti i contatti di un relè si stabiliscono contemporaneamente e solo quando il relè viene eccitato. Si nota subito che con una certa combinazione di posizioni dei relè viene alimentata una ed una sola lampada indicatrice e precisamente quella che porta il numero decimale corrispondente. In definitiva si ha una corrispondenza biunivoca tra le posizioni del commutatore di comando e l'accensione delle lampade indicatori, passando attraverso uno stadio intermedio di formazione binaria del numero relativo.

Si osserverà che un comando diretto richiederà un numero maggiore di conduttori ma consentirà di risparmiare parte delle apparecchiature su menzionate. Tuttavia occorrerà sempre un commutatore per la formazione del numero, sia pure con un solo contatto per posizione; inoltre per non dover impiegare conduttori di sezione troppo grande solo che la potenza delle lampade non sia trascurabile sarà opportuno interporre un relè per ogni numero, in totale 15 relè sia pure con un solo contatto ciascuno. Ecco quindi che il vantaggio dello schema con stadio intermedio binario appare più sensibile. Si possono tenere presenti le formule seguenti che permettono di valutare la complessità delle apparecchiature occorrenti per selezionare un dato numero di condizioni o contare

fino ad un certo numero (le due cose non sono tuttavia perfettamente equivalenti):

Per selezionare  $2^n - 1$  enti o condizioni diverse secondo il circuito di figura 1 occorre un commutatore o dei commutatori con un totale di  $A_n = n2^{n-1}$  contatti.

Per passare da un conteggio binario alla selezione di  $2^n - 1$  enti o condizioni occorrono secondo il circuito di figura 2 precisamente  $2^n - 1$  contatti.

Esiste però la possibilità di ridurre questi elevati numeri di contatti, e soprattutto di impiegare dispositivi di realizzazione più pratica: nel caso di figura 1 il fattore più gravoso è il diverso numero di contatti da posizione a posizione. Nella figura 3 è riportata una rete selettiva in cui figurano oltre ai contatti del commutatore a 15 + 1 posizioni anche dei raddrizzatori a secco che funzionano quali elementi valvolari. Questo circuito è equivalente a quello di figura 1 ma realizza la stessa potenzialità con una minore quantità totale di contatti e soprattutto con una distribuzione quasi perfettamente uniforme (2 contatti per ogni numero salvo che per le potenze  $2^0, 2^1, 2^2, 2^3, \dots$  intere di 2 che ne richiedono uno solo).

Le formule generali (ricavate come le precedenti con metodi analoghi a quelli che conducono alle for-

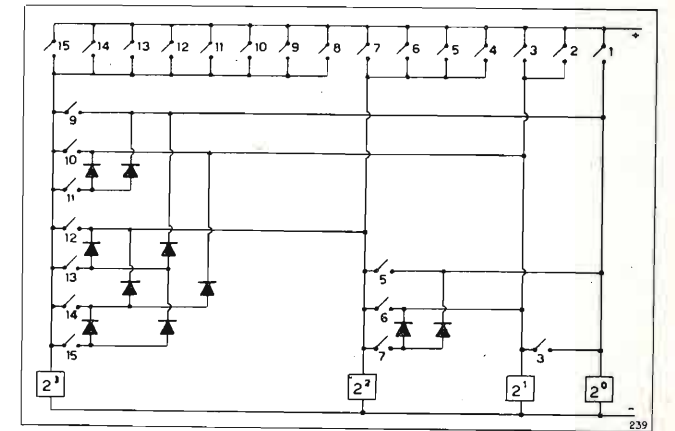


Fig. 3. — Schema di circuiti elettrici equivalenti a quelli di figura 1. La selezione è ora effettuata per mezzo dei contatti del commutatore a 15 posizioni attive e di un gruppo di raddrizzatori semionda o diodi. I contatti designati con il medesimo numero si stabiliscono tutti (e soli) quando il commutatore viene portato nella posizione contrassegnata da quel numero.

mule sommatorie delle successioni aritmetiche e geometriche) sono ora le seguenti:

Per selezionare  $2^n - 1$  enti secondo lo schema di figura 3 occorre un commutatore a  $2^n - 1$  posizioni avente un massimo di 2 contatti per posizione, utilizzando però soltanto

$$B_n = 2^{n+1} - (n + 2)$$

contatti.

Il risparmio di contatti rispetto allo schema di figura 1 vale

$$C_n = 2^{n-1}(n - 2^2) + n + 2.$$

Il numero di raddrizzatori (o diodi) occorrenti per il medesimo fine risulta

$$D_n = 2^{n+1} - n(n + 1) - 2.$$

In tutte le formule precedenti deve essere  $n \geq 1$ .



# AMPLIFICATORI AD AUDIO FREQUENZA CON CONTROREAZIONE

**SOMMARIO** - Si richiamano alcune considerazioni sull'uso della controreazione, con particolare riguardo ad amplificatori di alta qualità. Si prendono in particolare considerazione gli accorgimenti necessari per evitare l'innescio di oscillazioni spontanee, l'effetto della controreazione sul funzionamento dell'altoparlante collegato all'amplificatore, l'importanza della qualità del trasformatore di uscita. Infine si riportano gli schemi di alcuni amplificatori sperimentati.

## 1. Introduzione.

Si nota presso di noi, almeno nella grande maggioranza degli apparecchi ricevuti, come sia poco diffuso l'uso della controreazione nella bassa frequenza, malgrado che libri ed articoli ne illustrino i notevoli vantaggi.

Sebbene l'argomento sia stato trattato più volte (bibl. 1 e 2) si ritiene che non sia superfluo insistere ancora sui notevoli vantaggi che la controreazione consente di conseguire. Essi consistono essenzialmente nella maggior linearità della caratteristica di frequenza del complesso, sia per quanto riguarda l'ampiezza, sia per quanto riguarda la fase, nella riduzione delle distorsioni non lineari, e nel migliore smorzamento dell'altoparlante.

Nelle applicazioni pratiche occorre naturalmente tenere conto anche della contropartita, che si può riassumere nei seguenti punti principali: 1) perdita di amplificazione e conseguente necessità di usare un maggior numero di stadi; 2) maggior costo dovuto, oltre che all'aumento suddetto del numero degli stadi, anche agli elementi del circuito di controreazione; 3) pericolo di autooscillazioni e conseguente necessità di particolari accorgimenti atti ad eliminarle.

Ci si propone di esaminare, sotto un aspetto puramente pratico, alcune delle questioni citate, rimandando alle numerose pubblicazioni già comparse sull'argomento per uno studio più completo e più approfondito.

## 2. Stabilità con controreazione.

È noto che in amplificatori con controreazione si ha oscillazione continua quando l'amplificazione del circuito chiuso, comprendente la rete di controreazione e l'amplificatore, è maggiore dell'unità in corrispondenza di una qualsiasi frequenza per la quale lo sfasamento del circuito stesso raggiunge  $360^\circ$ . In misura maggiore o minore queste condizioni vengono raggiunte facilmente in tutti gli amplificatori con più di due stadi, ed anche con due soli stadi quando si include il trasformatore d'uscita nel circuito di controreazione.

In generale un amplificatore con grado elevato di controreazione presenta una punta dell'amplificazione a frequenza molto bassa, di solito sotto i 10 Hz, ed una a frequenza molto alta, di solito sopra i 10.000 Hz. È appunto a queste frequenze che si verificano le autooscillazioni, ed è ovvio che il pericolo di autooscillazioni è tanto più elevato quanto maggiori sono le punte di amplificazione. D'altra parte queste punte peggiorano notevolmente la risposta ai transistori, come si può verificare facilmente se si esamina la risposta

a tensioni rettangolari; in definitiva è opportuno che il loro scarto rispetto al valore medio dell'amplificazione non superi i 6 dB.

L'amplificatore può risultare instabile, anche in assenza di oscillazioni persistenti, quando si raggiungono condizioni di instabilità per i transistori, in corrispondenza di determinati livelli critici del segnale. Ciò succede soprattutto quando il circuito comprende trasformatori, la cui impedenza varia moltissimo col l'ampiezza del segnale.

Si è osservato che i pericoli di oscillazione sono tanto maggiori quanto maggiore è il numero degli stadi. Si consiglia, quando vi sono tre o più stadi, di farne uno con banda trasmessa molto più ristretta. In tal modo la caduta di amplificazione agli estremi avviene praticamente come in un amplificatore ad un solo stadio, e la stabilità si ottiene più facilmente.

Accade talvolta che un amplificatore sia assolutamente stabile con carico resistivo od anche induttivo, ma diventi instabile con carico capacitivo. Poiché gli altoparlanti presentano reattanza capacitiva nella gamma di frequenza immediatamente al di sopra della risonanza meccanica, è opportuno verificare il comportamento dell'amplificatore quando il carico sia costituito da un condensatore di elevata capacità (ad esempio variabile da 1 a 20  $\mu\text{F}$ ).

Si è constatato su un amplificatore con forte controreazione (formato da 6Q7 ed EL3) un innesco di oscillazioni su un'alta frequenza udibile quando al carico d'uscita costituito dall'altoparlante normale si aggiungeva un piccolo altoparlante per le note acute, avente in serie un condensatore di 6  $\mu\text{F}$ .

## 3. Lo stadio d'uscita e l'altoparlante.

Il complesso costituito dal tubo di potenza, dal trasformatore d'uscita e dall'altoparlante determina, più che gli stadi precedenti, la qualità di riproduzione di un apparecchio. I tre elementi devono essere accoppiati in modo opportuno per conseguire i migliori risultati. Si vuol qui insistere sull'influenza che la reazione negativa ha su questi elementi.

Il trasformatore d'uscita deve essere progettato per riprodurre una certa gamma di frequenza, la cui

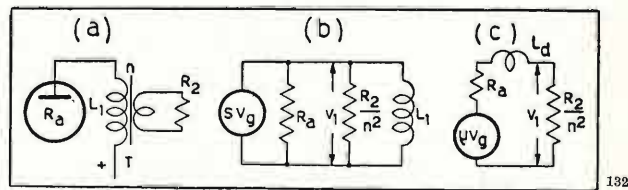


Fig. 1. - Circuito di uscita (a); circuito equivalente per le basse frequenze (b); circuito equivalente per le frequenze elevate (c).

ampiezza percentuale dipende essenzialmente dal rapporto fra l'induttanza primaria e quella dispersa.

Infatti, come è noto, il circuito di uscita rappresentato schematicamente in figura 1a, è approssimativamente equivalente al circuito di figura 1b alimentato dalla corrente costante  $I_a = S V_g$  per le frequenze più basse ed al circuito di figura 1c alimentato dalla tensione costante  $\mu V_g$  per le frequenze più elevate. In questi circuiti  $R_a$  è la resistenza interna del tubo finale,  $S$  la sua pendenza e  $V_g$  la tensione applicata alla sua griglia;  $R_2$  è la resistenza (supposta ohmica) dell'altoparlante ed  $R_2/n^2$  il suo valore equivalente trasferito sul primario del trasformatore avente un rapporto di trasformazione fra le spire secondarie  $n_2$  e quelle primarie  $n_1$  pari a  $n = n_2/n_1$  (generalmente  $< 1$  per cui  $R_2/n^2 > R_2$ ); infine  $L_1$  è l'induttanza del primario a circuito secondario aperto e  $L_d$  l'induttanza totale dovuta al flusso disperso riportata tutta sul primario.

Occorre notare che soprattutto l'induttanza primaria  $L_1$  dipende, oltre che dalla struttura del trasformatore e dalla qualità del materiale usato nel circuito magnetico, anche dalle condizioni di lavoro; corrente media, ampiezza del segnale, ecc. e che, al variare di queste condizioni, si possono ottenere nelle misure risultati molto diversi. Del resto si può osservare che la stessa definizione di induttanza per bobine comprendenti un nucleo di ferro non può essere data rigorosamente. Per i trasformatori d'uscita si può assumere come valore di  $L_1$  quello misurabile a 50 Hz con una tensione applicata di 5 volt efficaci allorché il primario è percorso da una corrente continua uguale a quella che si ha in condizioni di funzionamento.

Tornando al circuito equivalente di figura 1b, valido per le basse frequenze, si può osservare che la reattanza  $X_L = \omega L_1$  shunta la resistenza

$$R' = \frac{R_a \cdot R_2/n^2}{R_a + R_2/n^2}$$

Se la corrente di alimentazione  $S V_g$  è costante la tensione utile  $V_1$  rimane pure costante al variare della frequenza (linearità), finché  $\omega L_1 >> R'$ ; accettando che per la minima frequenza debba essere verificata la  $\omega_{\min} L_1 = 3 R'$  (in base alla quale in corrispondenza a  $\omega_{\min}$  si ha una attenuazione di circa 0,5 dB e uno sfasamento di circa  $18^\circ$ ) la  $L_1$  si può calcolare con la formula:

$$[1] \quad L_1 = 3R'/\omega_{\min}$$

Se si considera invece il circuito di figura 1c valido per le frequenze elevate si può osservare che la tensione utile  $V_1$  è praticamente costante al variare della frequenza finché questa sia abbastanza bassa in modo che la reattanza  $\omega L_d$  sia trascurabile di fronte alla resistenza del circuito  $R_a + R_2/n^2$ ; accettando la condizione  $\omega_{\max} L_d = 3 (R_a + R_2/n^2)$  (attenuazione circa 0,5 dB, sfasamento circa  $18^\circ$ ) la  $L_d$  risulta:

$$[2] \quad L_d = 3(R_a + R_2/n^2)/\omega_{\max}$$

Le condizioni [1] e [2] fissano i limiti della gamma trasmessa con uniformità e senza eccessivi sfasamenti, che viene trasmessa dal trasformatore.

I comuni trasformatori d'uscita che si trovano sul mercato hanno generalmente induttanze primarie variabili, secondo le dimensioni, fra 5 e 25 henry, ed induttanze disperse variabili, rispettivamente, fra 0,07 e 0,7 henry. Trasformatori con queste caratteristiche

sono da considerare scadenti e mal si prestano ad ottenere elevati gradi di controreazione senza cadere in instabilità. In generale il rapporto fra l'induttanza primaria e quella dispersa deve essere superiore a 500 in un trasformatore di media qualità.

Il procedimento più noto per migliorare il rapporto fra l'induttanza primaria e quella dispersa consiste nel suddividere in molte sezioni il primario ed il secondario. Non è tuttavia necessario eccedere in questo senso, e si è constatato che, in trasformatori per semplice pentodo, dividendo in tre sezioni il primario ed in due il secondario, il rapporto delle induttanze è superiore a 500. Nei trasformatori per tubi in opposizione la suddivisione del primario in sei sezioni e del secondario in quattro (con vantaggio per la connessione in serie o in parallelo), è più che sufficiente per la normalità dei casi.

Per quanto riguarda l'altoparlante, è ovvio che lo studio delle sue qualità generali esula dai limiti del presente lavoro. Si ricorda tuttavia che la risposta di un altoparlante varia notevolmente al variare della resistenza interna del generatore che lo alimenta, ed in particolare è assai diversa nei due casi estremi di un generatore avente impedenza interna nulla (alimentazione a tensione costante) o di un generatore

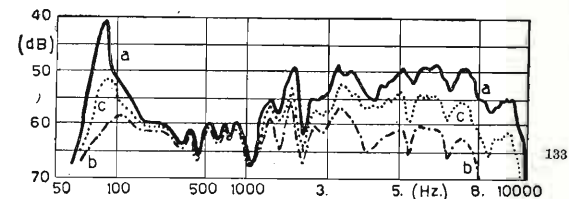


Fig. 2. - Curve di risposta di un altoparlante posto in camera assorbente ed alimentato a corrente costante (curva a), a tensione costante (curva b), ed attraverso un generatore avente una resistenza interna uguale al modulo dell'impedenza presentata dall'altoparlante alla frequenza di 400 Hz (curva c).

avente impedenza interna infinita (alimentazione a corrente costante).

La figura 2 mostra le curve di risposta di un altoparlante rilevate in camera assorbente in tre casi tipici, e cioè rispettivamente con alimentazione a corrente costante, con alimentazione a tensione costante, e con alimentazione per mezzo di un generatore avente una resistenza interna uguale al modulo dell'impedenza dell'altoparlante alla frequenza di 400 Hz.

La maggior resa che si nota agli estremi della gamma quando l'alimentazione viene fatta a corrente costante può apparire a prima vista vantaggiosa, e lo è effettivamente in apparecchi di tipo economico. Si deve tuttavia tenere presente che questo tipo di alimentazione peggiora notevolmente la risposta dell'altoparlante ai transistori, e ciò spiega per quale ragione sia preferibile, in apparecchiature di qualità, tendere verso un'alimentazione a tensione costante. Questo risultato si ottiene parzialmente, come è noto, con l'uso di triodi di uscita in luogo di pentodi, ed in misura molto maggiore con l'uso di una forte controreazione di tensione, che abbassa la resistenza apparente di uscita dell'amplificatore (bibl. 1).

Lo smorzamento delle risonanze proprie dell'altoparlante, e quindi il miglioramento della risposta ai transistori, che si ottengono quando l'amplificatore ha una bassa resistenza di uscita, si spiegano pensando che quando la bobina mobile si sposta nel traferro, nasce in essa una f.e.m. che tende a far circolare una corrente la quale a sua volta dà luogo ad una forza



che si oppone al moto. Naturalmente la corrente è tanto più intensa, e quindi l'effetto frenante è tanto maggiore, quanto minore è la resistenza complessiva del circuito.

Un mezzo semplice per controllare questo effetto si ha picchiando leggermente con la punta delle dita sul cono dell'altoparlante, presso la bobina mobile: nel caso di bobina mobile con circuito aperto, il cono urtato dà un suono di tamburo con la propria frequenza di risonanza. Chiudendo invece la bobina mobile in corto circuito, il cono rimbomba assai meno, dando l'impressione che la bobina mobile sia come incastrata nel traferro.

Si usa indicare come «fattore di smorzamento» il rapporto fra l'impedenza del carico e la resistenza interna dello stadio finale. Tale fattore è dell'ordine di  $1/4 \div 1/7$  per i pentodi, e dell'ordine di  $1 \div 2$  per i triodi. Con reazione negativa di tensione è facile conseguire fattori di smorzamento dell'ordine di 20 anche con i pentodi. D'altra parte un fattore di 10 è già sufficiente per frenare l'altoparlante, anche se scarso di induzione nel traferro.

Si è finora considerato l'effetto della controreazione a comando di tensione sullo smorzamento dell'altoparlante come dovuto all'abbassamento della resistenza apparente di uscita dell'amplificatore. Un altro modo di interpretare lo stesso fenomeno (e si badi bene che non si tratta di un altro fenomeno, ma dello stesso fenomeno interpretato diversamente) è il seguente. Quando la bobina mobile oscilla nel traferro, la tensione da essa generata viene applicata alla catena di controreazione, ed attraverso questa all'ingresso dell'amplificatore, con verso tale che l'amplificatore invia nella bobina mobile stessa una corrente che si oppone al suo moto. L'effetto è evidentemente uguale a quello che si era considerato precedentemente, ma attraverso questa interpretazione appare evidente il carattere attivo che assume l'amplificatore nel contribuire allo smorzamento delle vibrazioni proprie dell'altoparlante.

Sotto il punto di vista anzidetto la reazione negativa, ottenuta a partire dalla bobina mobile, rappresenta la prima soluzione approssimata di un procedimento più completo per il perfezionamento degli altoparlanti, che si potrebbe pensare di attuare disponendo un microfono dinanzi all'altoparlante ed appli-

cando la tensione del microfono al circuito di controreazione dell'amplificatore in modo da correggere la risposta dell'altoparlante. Questa soluzione è praticamente impossibile, sia perchè richiederebbe l'uso di un microfono perfetto, sia, soprattutto, perchè gli inevitabili sfasamenti introdotti in tutta la catena impedirebbero di applicare un grado di controreazione sensibile. Tuttavia un primo passo in questo senso si può pensare attuato nel modo che si è visto, con l'utilizzazione della bobina mobile stessa come microfono.

#### 4. Considerazioni varie.

Si sono sperimentati diversi amplificatori di alta qualità con forti gradi di controreazione. In generale risulta necessario prendere precauzioni particolari per evitare l'innesco di oscillazioni a frequenza molto bassa o molto alta. È sempre necessario un buon disaccoppiamento dell'alimentazione anodica. Il criterio generale seguito per evitare le oscillazioni è sempre quello di far sì che la limitazione della banda trasmessa dall'amplificatore sia dovuta ad un unico stadio, per una frequenza alla quale gli altri stadi presentano ancora una trasmissione uniforme. Ciò si può ottenere in alcuni casi introducendo in un punto della catena opportunamente scelto un gruppo a resistenza e capacità, che determini in modo prevalente la limitazione della gamma. In altri casi può essere invece più opportuno estendere la gamma di trasmissione di uno stadio, o di un gruppo di stadi, con l'introduzione di una controreazione intermedia.

Più difficile appare l'eliminazione delle autooscillazioni dovute agli sfasamenti introdotti da trasformatori di uscita di cattiva qualità. In tali casi è di solito necessario sostituire il trasformatore difettoso con altro costruito più accuratamente, che presenti una gamma di trasmissione molto ampia.

Si vuole infine richiamare l'attenzione sull'opportunità di utilizzare la reazione negativa per effettuare la regolazione di volume. Ciò appare evidente ove si pensi che in tutti gli apparecchi si spreca un eccesso di amplificazione con un semplice potenziometro, mentre la riduzione dell'amplificazione attraverso la reazione negativa porterebbe a sensibili vantaggi. Benchè tale applicazione presenti qualche inconveniente,

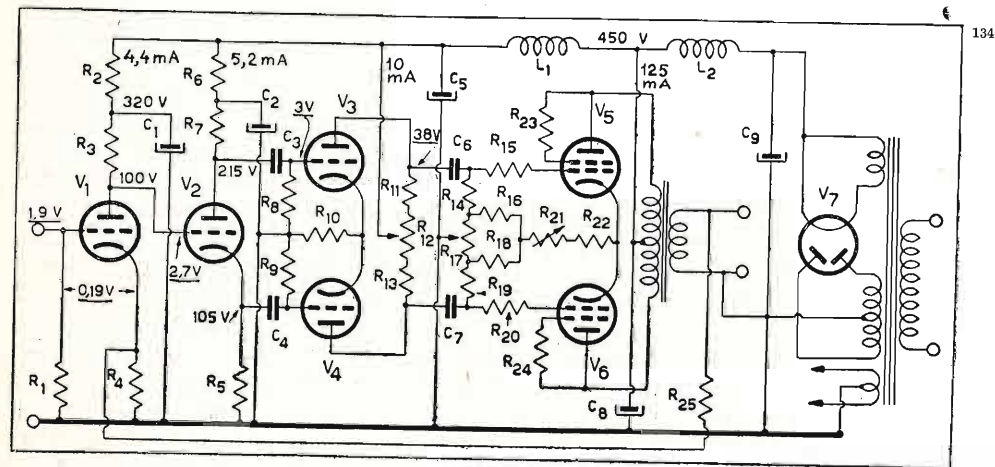


Fig. 3. — Circuito amplificatore di Williamson. Le tensioni sottolineate indicano il valore di picco del segnale per 15 W di uscita.

$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ ;  $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$  1W;  $R_3 = 47 \text{ k}\Omega$  1W;  $R_4 = 470 \Omega$ ;  $R_5 = R_6 = R_7 = 22 \text{ k}\Omega$  1W;  $R_8 = R_9 = 0,5 \text{ M}\Omega$ ;  $R_{10} = 390 \Omega$ ;  $R_{11} = R_{13} = 39 \text{ k}\Omega$  2W;  $R_{12} = 25 \text{ k}\Omega$  potenz. filo;  $R_{14} = R_{15} = 0,1 \text{ M}\Omega$ ;  $R_{16} = R_{17} = 1 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{18} = R_{19} = 100 \Omega$ ;  $R_{20} = 100 \Omega$  potenz. filo;  $R_{21} = 150 \Omega$  3W;  $R_{22} = R_{24} = 100 \Omega$  1/2W. La precisione delle resistenze deve essere contenuta entro  $\pm 10\%$  e, se non è diversamente specificato, la potenza può essere di  $1/4$  di watt.  $C_1 = C_2 = C_3 = 8 \mu\text{F}$  450 V elettr.;  $C_4 = C_5 = 0,05 \mu\text{F}$  350 V;  $C_6 = C_7 = 0,25 \mu\text{F}$  350 V;  $C_8 = 8 \mu\text{F}$  600 V elettr.;  $C_9 = 30 \text{ H}$  a 20 mA;  $L_2 = 10 \text{ H}$  a 150 mA. Trasformatore di alimentazione; secondario: 425-0-425 V, 150 mA; 5V, 3A; 6,3 V, 4A.  $V_1 = V_2 = V_3 = V_4 = V_5 = V_6 = V_7 = U52$ .

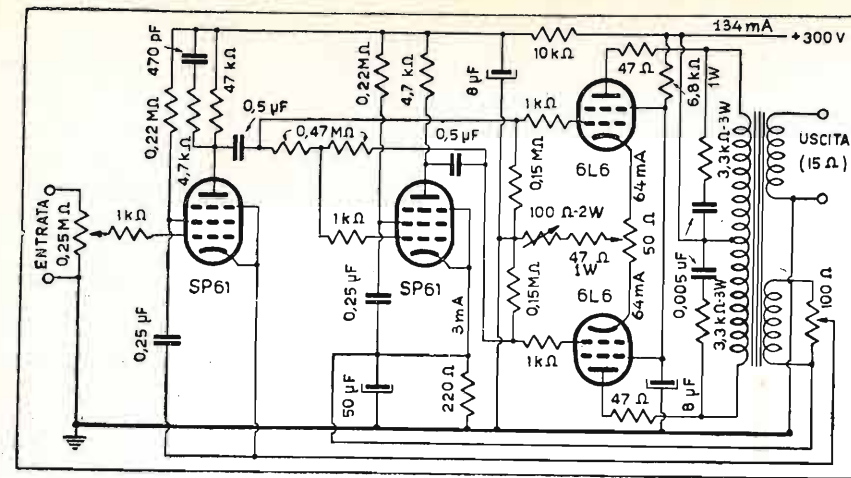


Fig. 4. — Circuito amplificatore di Baxandall. Se non è diversamente specificato tutte le resistenze sono da  $1/2 \text{ W} \pm 20\%$ .

soprattutto di carattere economico, si ritiene che il pregio fondamentale di utilizzare la perdita di amplificazione per migliorare le caratteristiche di risposta ne renda interessante l'introduzione, almeno sotto forma di regolazione a scatti per le stazioni locali.

#### 5. Esempi di amplificatori con controreazione.

Terminiamo questa rassegna delle considerazioni sul corretto uso della controreazione riportando dalla stampa tecnica alcuni circuiti di amplificatori controreazionati che hanno dato ottimi risultati e che sono stati riprodotti e sperimentati con successo anche da chi scrive. Gli amplificatori verranno denominati col nome dell'autore dell'articolo che ne descrive il circuito e le caratteristiche.

##### AMPLIFICATORE DI WILLIAMSON.

Nello schema di questo amplificatore riportato in figura 3 (bibl. 3) si vede che è stato scelto l'accoppiamento diretto fra la 1<sup>a</sup> e la 2<sup>a</sup> valvola per evitare sfasamenti dovuti agli elementi d'accoppiamento inter-valvolare, la sezione invertitrice di fase è formata da un triodo con carico eguale sul catodo e sull'anodo.

Una caratteristica essenziale di questo amplificatore risiede nel suo circuito di controreazione, che comprende ben 4 stadi ed include il trasformatore di uscita. La controreazione riduce l'amplificazione di circa 10 volte (20 dB di controreazione). Tale circuito di controreazione è formato da un divisore di tensione di pure resistenze, e va proporzionato al carico derivato sul secondario del trasformatore d'uscita che può assumere diversi valori dato che le otto sezioni in cui è suddiviso l'avvolgimento secondario possono essere variamente connesse in serie o in parallelo.

L'elemento più importante di questo amplificatore è il trasformatore d'uscita: esso è formato da un nucleo a mantello di circa  $15 \text{ cm}^2$  di sezione lorda; gli avvolgimenti primari sono suddivisi in ben 10 sezioni fra le quali stanno le 8 sezioni dell'avvolgimento secondario. Il trasformatore ha un peso superiore ai 4 kg pur essendo calcolato per una potenza massima di soli 15 W. Grazie alla costruzione stratificata del primario e del secondario, l'induttanza dispersa del primario è di circa  $0,03 \text{ H}$ , mentre l'induttanza primaria è prossima ai  $100 \text{ H}$ . Tale trasformatore è naturalmente molto costoso, ma fornisce un'ottima risposta alle basse ed alte frequenze anche senza controreazione ( $-3 \text{ dB}$  a  $10 \text{ Hz}$  ed a  $20.000 \text{ Hz}$ ).

Questo amplificatore, dotato di 6 tubi (di cui 4 possono essere due doppi triodi a basso coefficiente

d'amplificazione, tipo 6SN7), ha una sensibilità di entrata relativamente bassa (circa 1,9 V di cresta per una uscita di 14 W). Per tubi finali usa i tetrodi inglesi KT 66 (corrispondenti circa ai tubi americani 6L6), collegati come triodi. La caratteristica di frequenza dell'amplificatore è effettivamente ottima:  $-15 \text{ dB}$  ad  $1 \text{ Hz}$  e  $-30 \text{ dB}$  da  $1 \text{ MHz}$ ; tale certamente da dare le più ampie garanzie nella risposta ai transitori.

##### AMPLIFICATORE DI BAXANDALL.

È illustrato in figura 4 (bibl. 4) e fa uso di pentodi negli stadi preamplificatori e di tetrodi a fascio del tipo 6L6 nello stadio finale. La sua sensibilità è ancora più limitata di quella dell'amplificatore precedente (4 V efficaci per ottenere 10 W in uscita); usa un grado di controreazione di ben 36 dB e il circuito di controreazione comprende anche il trasformatore di uscita.

Questo trasformatore ha un nucleo con sezione lorda di circa  $14 \text{ cm}^2$ , comprende un apposito secondario per la controreazione ed è del tipo ad avvolgimenti suddivisi come nel caso precedente secondo lo schema di figura 5. In sostanza il primario ha quattro sezioni di 800 spire ciascuna per un totale di 3200

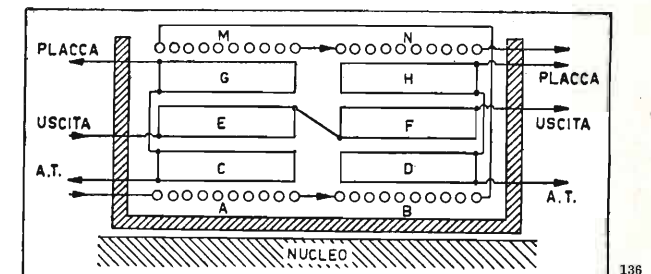


Fig. 5. — Disposizione degli avvolgimenti nel trasformatore d'uscita. NUCLEO. Lamierino di buona qualità; spessore  $0,3 \div 0,4 \text{ mm}$ , sezione lorda circa  $14 \text{ cm}^2$ , lamierini intrecciati.

AVVOLGIMENTO. Primari.  $G = C = 800$  spire filo  $0,27 \text{ mm}$ , smalto avvolto a strati separati da un sottilissimo ( $0,03 \text{ mm}$ ) foglio di carta.  $D = H$  come  $C$  e  $G$  ma avvolti in senso contrario. Resistenza totale del primario circa  $160 \text{ ohm}$ .

Secondario.  $E = F = 128$  spire, filo  $1 \text{ mm}$ , smalto. Se l'impedenza di carico invece di  $15 \text{ ohm}$  è  $Z$  moltiplicare il numero di spire per  $\sqrt{Z/15}$  e scegliere un conduttore adatto.

Avvolgimento di controreazione.  $A = B = M = N = 10$  spire filo  $0,6 \text{ mm}$  smalto. Tutti gli avvolgimenti devono essere a strati completamente occupati eventualmente spaziando le spire come per  $A, B, M, N$  o per l'ultimo strato degli altri avvolgimenti.

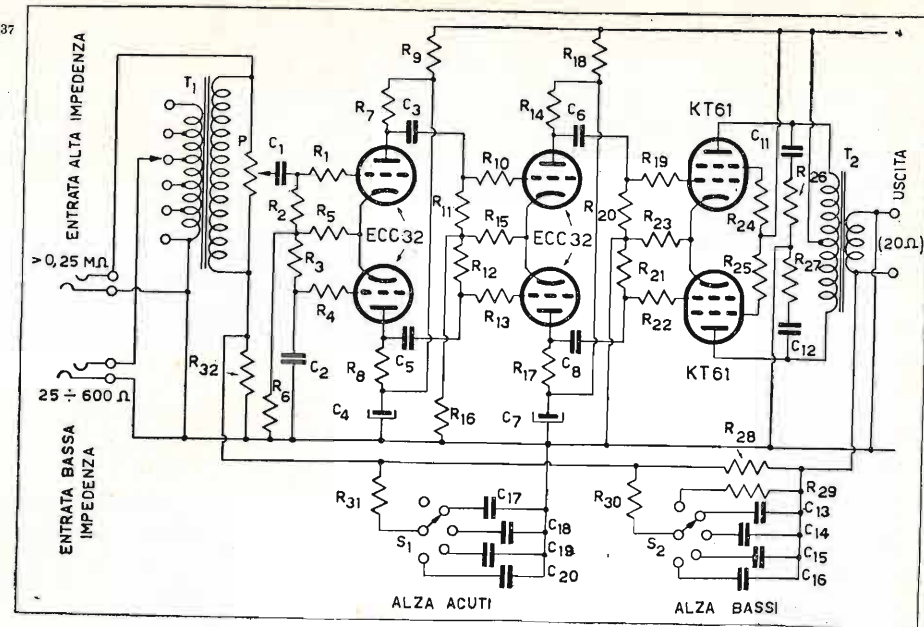
Induttanza primaria misurata a  $1 \text{ kHz}$  circa  $60 \text{ H}$ . Induttanza dispersa misurata sul primario con secondario cortocircuitato circa  $50 \text{ mH}$ .



# VARIETÀ SCIENTIFICHE

Fig. 6. — Circuito amplificatore di Whitehead.

$P = 0,25 \text{ M}\Omega$ ;  $R_1 = R_4 = R_6 = R_{10} = R_{14} = R_{18} = R_{19} = R_{22} = 10 \text{ k}\Omega$ ;  $R_2 = R_3 = R_{11} = R_{12} = 1 \text{ M}\Omega$ ;  $R_5 = R_{15} = 470 \Omega$ ;  $R_8 = R_7 + \sim 5\% = 47 \text{ k}\Omega$ ;  $R_9 = R_{20} = 22 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{14} = R_{17} = 47 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{20} = R_{21} = R_{28} = 0,47 \text{ M}\Omega$ ;  $R_{23} = 90 \Omega$ , 1W;  $R_{24} = R_{25} = 100 \Omega$ ;  $R_{26} = R_{27} = 4,7 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{29} = 0,22 \text{ M}\Omega$ ;  $R_{31} = 22 \Omega$ ;  $R_{32} = 1 \text{ k}\Omega$ ; se non è diversamente specificato la potenza è di  $\frac{1}{2} \text{ W}$ .  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C_8 = C_{19} = 0,1 \mu\text{F}$ , 350 V;  $C_7 = C_9 = 8 \mu\text{F}$  elettr. 275 V;  $C_{11} = C_{12} = 0,01 \mu\text{F}$ , 500 V;  $C_{13} = 50 \text{ pF}$ ;  $C_{15} = 100 \text{ pF}$ ;  $C_{16} = 200 \text{ pF}$ ;  $C_{17} = 500 \text{ pF}$ ;  $C_{18} = 0,02 \mu\text{F}$ ;  $C_{20} = 0,05 \mu\text{F}$ ;  $C_{20} = 0,25 \mu\text{F}$ .  $T_1 =$  Trasformatore schermato di adattamento per ingresso di 25-600  $\Omega$ .  $T_2 =$  Trasformatore di uscita 22/1 per adattare 10 k $\Omega$  (placca a placca) a 20  $\Omega$  (bobina mobile). Induttanza primaria > 60 H.



spire; il secondario, previsto per un carico di 15 ohm, ha due sezioni di 128 spire per un totale di 256 spire e l'avvolgimento di controreazione, quattro sezioni (due interne e due esterne) di 10 spire da collegarsi in serie per un totale di 40 spire.

## AMPLIFICATORE DI WHITEHEAD.

Lo schema è illustrato dalla figura 6 e fa uso di sei tubi di cui quattro sono due doppi triodi Philips ECC32 simili alla 6SN7. I tubi finali sono del tipo KT61 (simile al tipo EL3).

La sua sensibilità è di circa 0,14 volt di cresta per 8,6 Watt con una controreazione di 8,6 volte (18 ÷ 19 dB).

È da notare il particolare circuito invertitore di fase Schmitt che amplifica circa 20 volte e nel quale i carichi anodici dei due tubi devono essere diversi di circa 1,5%.

Nel circuito di entrata vi è un trasformatore per l'adattamento di microfoni o rivelatori fonografici a bassa impedenza.

Il circuito di controreazione comprende anche le due distinte regolazioni di tono. La prima, per alzare le note acute, è costituita dal ramo  $R_{31}C_{18/20}$  in deriva-

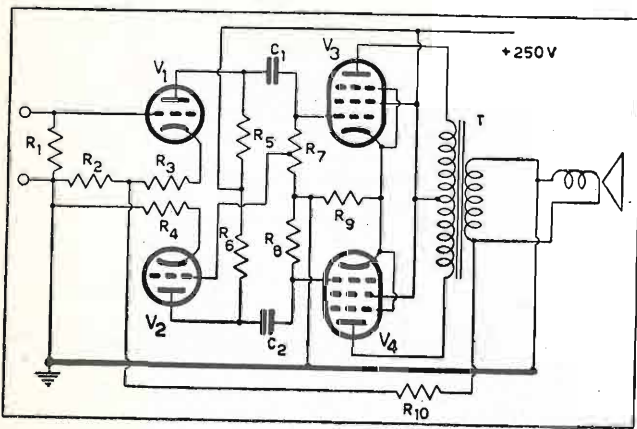


Fig. 7. — Semplice circuito amplificatore con controreazione.  $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ ;  $R_2 = 100 \Omega$ ;  $R_3 = R_4 = 3 \text{ k}\Omega$ ;  $R_5 = R_6 = 150 \text{ k}\Omega$ ;  $R_7 = R_8 = 0,5 \text{ M}\Omega$ ;  $R_9 = 90 \Omega$ ;  $R_{10} = 100 \div 3000 \Omega$  secondo il rapporto di  $T$ .  $C_1 = C_2 = 0,05 \mu\text{F}$ .

zione sulla resistenza  $R_{32}$  da 1000 ohm che inietta la tensione di controreazione nel circuito di griglia del primo tubo; essa riduce la controreazione e quindi aumenta l'amplificazione al crescere della frequenza. La seconda per alzare le note basse è costituita dal ramo  $R_{30}C_{13/16}$  che «shunta» la resistenza  $R_{23}$  da 0,47 M $\Omega$  che limita la corrente nel circuito di controreazione, determinando un aumento della controreazione col crescere della frequenza. Con tali circuiti si può ottenere una esaltazione delle note acute di 27 ÷ 28 dB e di quelle basse di 23 ÷ 24 dB.

## AMPLIFICATORE A TRE TUBI.

Un semplice amplificatore a tre soli tubi, un doppio triodo 6SL7 (o meglio una 12AX7 che ha maggiore coefficiente di amplificazione) e due EL3 finali è rappresentato in figura 7. Esso pur essendo molto più economico dei precedenti ha dato ottimi risultati paragonabili a quelli che si possono ottenere con i circuiti più complessi e rappresenta perciò la soluzione ideale in molti casi.

Con le valvole sopra indicate si può avere una sensibilità di circa 0,5 V efficaci per 10 W di uscita con un grado di controreazione di 15 ÷ 20 dB.

(45)

O. S.

## BIBLIOGRAFIA

1. G. ZANARINI: *Confronto fra triodi e tubi plurigriglia*. «Elettronica», III, n. 4, aprile 1948, p. 129.
2. M. GILARDINI: *Controreazione semplificata*. «Elettronica e televisione», V, n. 1, marzo 1950, p. 13.
3. D. T. N. WILLIAMSON: *High-quality amplifier*. «Wireless World», LIII, n. 4, aprile 1947, p. 118 e n. 5, maggio 1947, p. 161.
4. P. J. BAKANDALL: *High-quality amplifier design*. «Wireless World», LIV, n. 1, gennaio 1948, p. 1.
5. C. C. WHITEHEAD: *Quiet high-gain amplifier*. «Wireless World», LIV, n. 6, giugno 1948, p. 208.

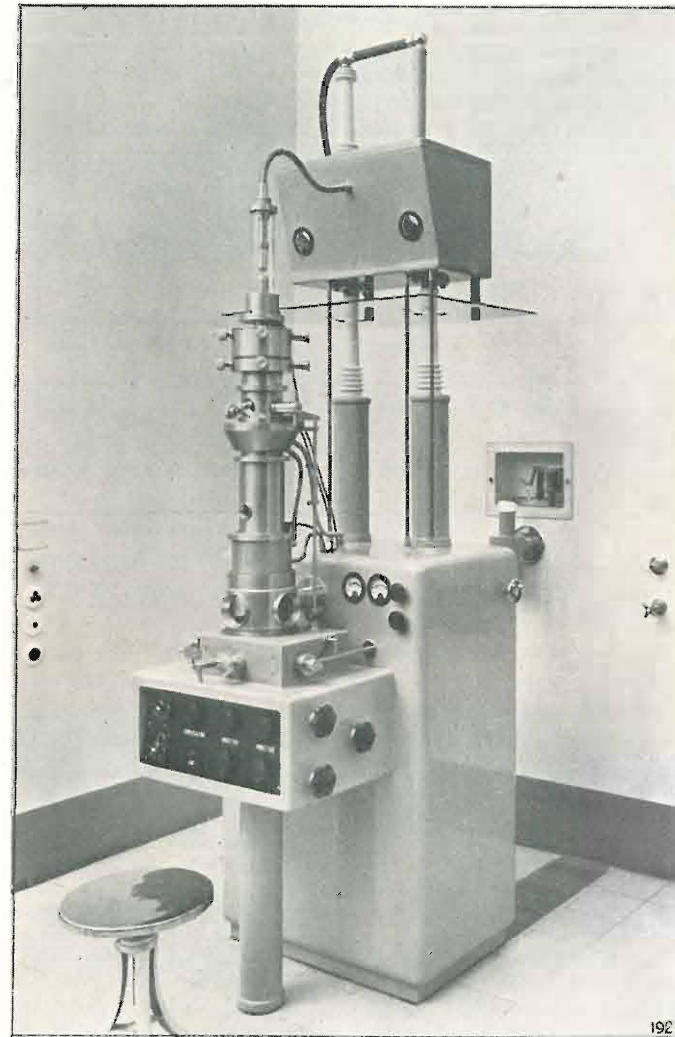
## IL TELESCOPIO ELETTRONICO

Il successo ottenuto nel volgere di pochi anni dal microscopio elettronico, che, superata rapidamente la fase sperimentale, è entrato vittorioso negli usi correnti dei laboratori più attrezzati, sta invogliando anche

giori, fino a centomila diametri. Il potere separatore o potere risolutivo di un microscopio (e più in generale di un qualunque strumento ottico) è la minima distanza a cui debbono trovarsi due punti dell'oggetto che si osserva perchè essi appaiano «separati», cioè distinti nella visione attra-

adopera la luce violetta, che ha la minor lunghezza d'onda dello spettro visibile, con la possibilità di vedere distinti dettagli dell'ordine di uno o due decimi di micron.

I progressi dell'elettronica hanno permesso di abbassare notevolmente questo limite di separazione, portandolo a pochi decimillesimi di millimetro e permettendo quindi di rendere «visibili» i più minuti corpi, come per esempio gli ultravirus. Basta per questo illuminare il corpo con raggi elettronici, cioè con le onde associate agli elettroni emessi da una opportuna sorgente, la quale può essere un comune filamento di tungsteno arroventato per il passaggio di corrente elettrica (fig. 1). Questi raggi elettronici hanno infatti una lunghezza d'onda che varia in ragione inversa della velocità con cui gli elettroni si muovono, onde, accelerando opportunamente gli elettroni stessi, si può far sì che le onde abbiano una lunghezza d'onda estremamente piccola, di gran lunga minore di quella della luce visibile. I raggi elettronici sono poi concentrati e rifratti attraverso sistemi di lenti elettrostatiche o magnetiche, che sostituiscono le lenti ottiche dei comuni microscopi, fino a dare un'immagine finale, enormemente ingrandita, sopra uno schermo fluorescente, ove essa può essere vista direttamente, o raccolta sopra una



Microscopio elettronico dell'Istituto Superiore di Sanità a Roma. È stato costruito nel Laboratorio di Fisica dell'Istituto dal Prof. Trabacchi, partendo da un tipo Siemens perduto durante la guerra e perfezionandolo notevolmente. Ha tre lenti magnetiche ed è fornito di finestre rotonde per l'osservazione visuale diretta da parte di tre osservatori simultaneamente. Permette ingrandimenti variabili da 5 a 100.000 diametri.

gli astronomi alla costruzione di un analogo «telescopio elettronico».

Il vantaggio del microscopio elettronico sul comune microscopio ottico risiede nel maggior potere separatore che il primo ha rispetto al secondo, onde la possibilità di impiegare ingrandimenti di gran lunga mag-

verso lo strumento. Ora, c'è una legge di ottica, nota sotto il nome di *legge di Abbe*, secondo la quale questa minima distanza non può mai essere inferiore alla metà della lunghezza d'onda della luce impiegata per rendere visibile l'oggetto. Per tale ragione nei microscopi ottici più potenti si

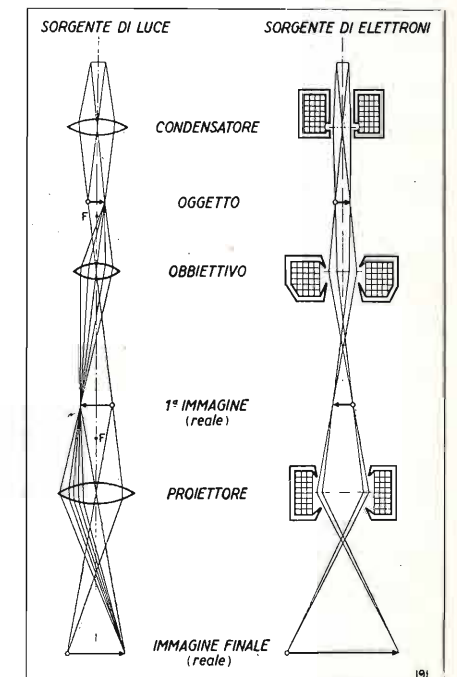


Fig. 1. - Schema di principio del microscopio elettronico (a destra) raffrontato con quello del microscopio ottico (a sinistra).



lastra fotografica. Quindi, in definitiva, il microscopio elettronico arriva a sopportare agevolmente i portentosi ingrandimenti di cui parlavamo.

Oltre questo vantaggio dell'aumentato potere separatore, il microscopio elettronico presenta ancora quello di poter variare gradualmente le proprietà ottiche del sistema a piacere dell'osservatore e a seconda dei suoi bisogni, col semplice variare delle tensioni acceleratrici degli elettroni. E' però onesto accennare anche agli svantaggi che questo nuovo tipo di strumento presenta, svantaggi che sono principalmente due: 1) la necessità di far muovere gli elettroni in un ambiente in cui sia stato fatto un vuoto abbastanza spinto per evitare la perdita di energia che gli elettroni subirebbero urtando contro gli atomi e le molecole dell'aria; 2) l'impossibilità di sottoporre ad osservazione microrganismi viventi, i quali sarebbero rapidamente e inesorabilmente uccisi dal formidabile bombardamento elettronico a cui lo strumento li sottopone.

\*\*\*

Ma innegabilmente questi svantaggi sono assai piccola cosa rispetto agli enormi vantaggi offerti dal nuovo strumento e dalla nuova tecnica. E sono stati appunto i grandi successi con esso conseguiti che hanno ben presto invogliato gli astronomi a pensare alla realizzazione di un *telescopio elettronico*, che permettesse di applicare i principi del corrispondente microscopio alla visione e fotografia diretta degli astri.

Il problema è apparso subito, però, un po' diverso e... alquanto più difficile e complicato. Innanzi tutto, nel microscopio elettronico è possibile «illuminare» gli oggetti da esaminare e questa volta bisogna illuminarli con luce elettronica; mentre non avremo alcuna possibilità di illuminare dall'esterno i corpi celesti. Tuttavia questa difficoltà non è insormontabile, poichè sappiamo ormai che il Sole e le stelle emettono oltre alle varie radiazioni ondulatorie (tra esse la luce «visibile» a cui il nostro occhio è sensibile e grazie alla quale noi vediamo gli astri nel cielo), anche radiazioni corpuscolari, come gli elettroni. Si potrebbe quindi pensare che un telescopio elettronico, costituito anch'esso di opportune lenti elettrostatiche e magnetiche (come quelle del corrispondente microscopio), riuscisse appunto a far convergere in un fuoco queste particelle così da ottenere l'immagine del corpo emittente.

Ma è proprio qui che sorgono le più grosse difficoltà, poichè sembra assai difficile intendere come una tale emissione corpuscolare emessa dagli astri lontani possa arrivare fino a noi senza subire enormi distorsioni attraversando gli strati ionizzati della nostra atmosfera e senza subire l'influenza deviatrix del campo magnetico terrestre. Solo i raggi luminosi, questi veloci messaggeri che percorrono milioni e miliardi di chilometri nei loro instancabili viaggi di centinaia, di migliaia e anche milioni di anni — arrivando pressochè incolumi sulla Terra — si prestano docilmente ad essere piegati e deviati dalle lenti e dagli specchi dei nostri telescopi, per darci infine

l'immagine del corpo celeste da cui sono partiti.

In definitiva, sembra quindi che la possibilità di costruire un telescopio elettronico vero e proprio venga a mancare; nè — quel che più conta — si vede la possibilità di ottenerlo nel futuro. E' tuttavia assai pericoloso avanzare predizioni, specialmente se queste sono negative. Vi sono molti esempi nel passato di previsioni di tal genere che sono stati poi clamorosamente smentiti. Per citarne solo uno dei più famosi, nel 1836 il matematico e filosofo positivista Augusto Comte così concludeva i suoi *Essais de philosophie scientifique*: «Vi sono cose che resteranno per sempre precluse alle possibilità umane, come ad esempio la costitu-

simo di luce emessa da un astro; di qui il bisogno di realizzare telescopi sempre più grandi, i quali permettano di vedere sempre più lontano. Il massimo telescopio di ieri era il cento pollici di Monte Wilson, il quale ha permesso l'esplorazione dell'universo fino a 500 milioni di anni-luce di distanza. Il massimo telescopio di oggi, il duecento pollici del Monte Palomar, raddoppiando il diametro del ricevitore della luce e quindi quadruplicandone l'area, ha permesso di raddoppiare il raggio di questa esplorazione portandola a un miliardo di anni-luce. Ma si è pensato che un risultato analogo si potrebbe raggiungere più facilmente aumentando la sensibilità del ricevitore, e cioè della lastra fotografica su

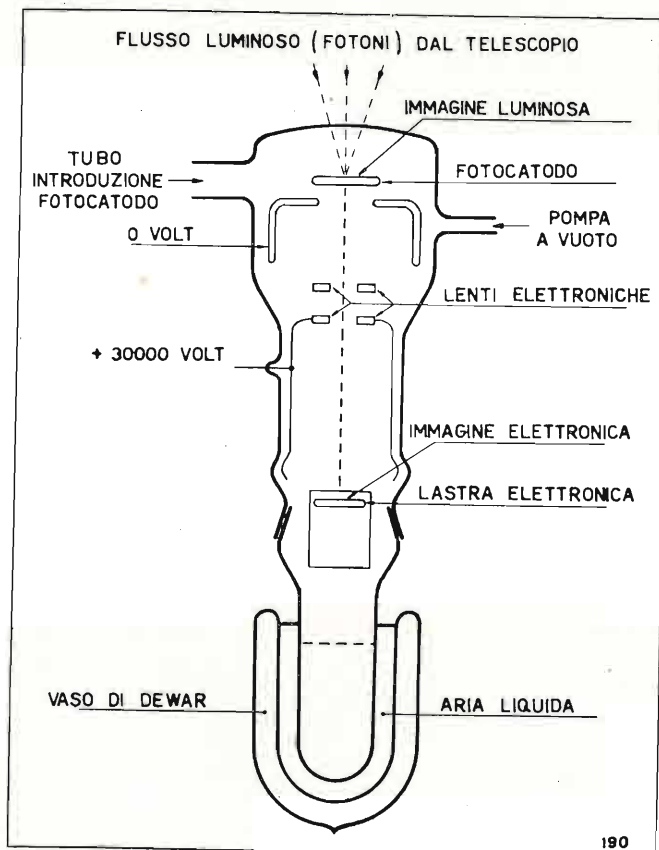


Fig. 2. - Schema del cosiddetto «Telescopio elettronico» di Lallemand. Lo strumento va applicato al fuoco di un comune telescopio ottico, e serve per trasformare l'immagine ottica della stella in una più sensibile «immagine elettronica». In basso, l'aria liquida contenuta nel vaso di Dewar contribuisce alla conservazione del vuoto nell'apparecchio.

zione chimica dei corpi celesti». Solo pochi anni dopo, la scoperta dello spettroscopio e la sua applicazione all'analisi spettrale (prima qualitativa e, dopo, anche quantitativa) degli astri lontani ha permesso di rendere questi corpi più intimamente noti dello stesso pianeta su cui poggiamo i piedi.

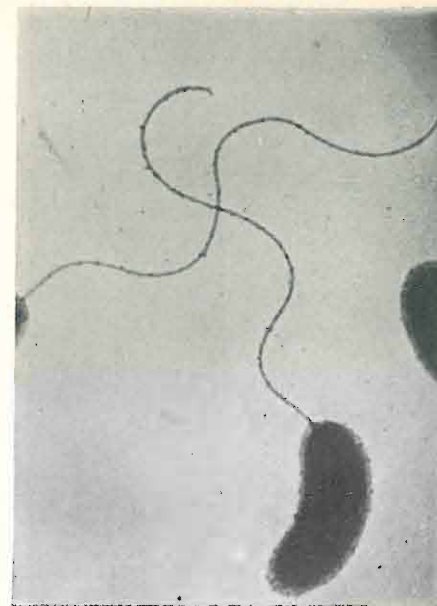
\*\*\*

Se di un telescopio elettronico vero e proprio sembra quindi impossibile parlare, può darsi che l'ostacolo si possa aggirare, utilizzando l'elettronica (che tante applicazioni trova ora anche negli Osservatori astronomici) per trasformare l'immagine ottica di un telescopio usuale in una più «sensibile» immagine elettronica.

Uno dei problemi cruciali dell'astronomia moderna consiste nel raccogliere il mas-

simo di luce emessa da un astro; di qui il bisogno di realizzare telescopi sempre più grandi, i quali permettano di vedere sempre più lontano. Il massimo telescopio di ieri era il cento pollici di Monte Wilson, il quale ha permesso l'esplorazione dell'universo fino a 500 milioni di anni-luce di distanza. Il massimo telescopio di oggi, il duecento pollici del Monte Palomar, raddoppiando il diametro del ricevitore della luce e quindi quadruplicandone l'area, ha permesso di raddoppiare il raggio di questa esplorazione portandola a un miliardo di anni-luce. Ma si è pensato che un risultato analogo si potrebbe raggiungere più facilmente aumentando la sensibilità del ricevitore, e cioè della lastra fotografica su

cui le immagini dei corpi celesti sono raccolte. Questo potrebbe essere ottenuto interponendo ad un certo momento, sul cammino dei fotoni raccolti dal telescopio ottico, un opportuno «moltiplicatore elettronico», analogo a quelli già da qualche anno in uso corrente negli Osservatori per i fotometri fotoelettrici, come ad esempio il famoso tubo 1P21 della R.C.A. Il tentativo è stato fatto effettivamente da due astronomi francesi, Augusto Lallemand e Francesco Lenouvel aiutati da tecnici elettronici, principalmente da Maurizio Duchesne. In questo loro strumento (fig. 2), al quale — se pur abbastanza impropriamente — è stato dato il nome di «telescopio elettronico», l'immagine ottica focale è fatta cadere sopra un fotocatodo semitrasparente costituito da un sottile strato



1μ

193

Vibrioni di colera - Virus dell'influenza - Superficie di acciaio lucidato.

La prima è una fotografia diretta; la seconda è ottenuta con la tecnica delle ombre; la terza, corrispondente ad una superficie metallica non trasparente, è ottenuta con la tecnica delle «repliche» (Fotografie dell'Istituto Superiore di Sanità).

di cesio e antimonio deposto sul fondo di un'ampolla in cui è fatto il vuoto. I fotoni incidenti provocano l'uscita di elettroni, i quali sono poi accelerati da un campo elettrico molto intenso (a 30.000 volt), e attraverso un sistema di lenti elettrostatiche riproducono l'immagine elettronica del fotocatodo stesso sopra uno schermo fluorescente, che a sua volta ne restituisce una immagine visibile di color verde. Al posto di questo schermo fluorescente si può porre una lastra fotografica sulla quale si ritrova l'immagine dell'astro captata dallo specchio del cannocchiale.

La sostituzione dei fotoni con gli elettroni veloci produce in tal caso effetti di incomparabile potenza. Ad esempio, bastano quattro soli minuti di posa per ottenere un'immagine che richiederebbe una posa di ben sei ore per impressionare direttamente una sia pur rapidissima lastra fotografica. E quindi con pose opportunamente lunghe si potrebbero avere immagini di stelle tanto lontane da non poter assolutamente impressionare alcuna lastra di nessun telescopio ottico, nemmeno del gigante di Palomar.

Ma, se dal punto di vista teorico il problema sembra facile, in effetti lo strumento non ha ancora superato la fase strettamente sperimentale, per cui gli ideatori stanno assiduamente lavorando all'Osservatorio di Parigi. Le difficoltà, specialmente dal punto di vista della tecnica, sono ancora enormi, e si è giunti finora solo al prototipo che impiega lastre elettroniche di 25 mm di diametro, mentre le dimensioni normali sarebbero di almeno 10 cm. Gli strati di cesio e antimonio del fotocatodo sono tal-

mente delicati e fragili che la semplice operazione di sostituire la lastra fotografica al posto dello schermo fluorescente costituisce addirittura una operazione di estremo rischio.

Un'altra difficoltà proviene dalla stessa ipersensibilità del dispositivo, il quale risulta estremamente sensibile alle radiazioni del cielo notturno, e particolarmente alla famosa «riga verde» del suo spettro, generata dall'eccitazione degli atomi di ossigeno nell'alta atmosfera terrestre. Questa radiazione comincia già a disturbare anche le fotografie ordinarie dei telescopi a forte apertura relativa, come sono gli attuali telescopi tipo Schmidt, il cui impiego va rapidamente estendendosi in tutte le specole. Sarà quindi necessario adoperare, se questo tipo di telescopio elettronico riuscirà a entrare nell'uso, opportuni filtri interferenziali, che arrestino queste radiazioni nocive, pur lasciando arrivare al fotocatodo la luce dei corpi celesti.

Un più semplice impiego dello strumento solo come fotometro fotoelettrico è stato invece già sperimentato all'Osservatorio dell'Alta Provenza accoppiandolo col telescopio di 80 cm di diametro. In tal caso l'osservazione si fa visualmente sullo schermo fluorescente, dove accanto all'immagine stellare del fotocatodo si fa avere anche l'immagine di una stella artificiale, la cui grandezza stellare può essere facilmente determinata e resa simile a quella della stella naturale per mezzo di un opportuno cuneo fotometrico. Il confronto viene fatto sullo stesso schermo fluorescente, il quale ricostituisce le due immagini con un colore e un aspetto identici, qualunque sia la

costituzione spettrale dell'astro osservato (vantaggio questo che non può essere ottenuto con metodi puramente visuali). Però, quando si osserva una stella piuttosto debole, il fondo luminoso dello schermo disturba la misura, perchè diminuisce la visibilità della stella, fino a farla talvolta anche scomparire. Tale luminosità del fondo è prodotta dagli elettroni che sfuggono alla superficie del catodo ed è di origine termica (secondo la legge di Richardson). Può pertanto essere attenuata raffreddando opportunamente il fotocatodo. Un altro vantaggio di questo tipo di fotometro stellare è quello di essere particolarmente sensibile alle radiazioni rosse e infrarosse (fino a lunghezze d'onda dell'ordine di 1,2 micron), onde il suo impiego potrà ampliare e approfondire lo studio di quelle stelle rosse che si vanno mostrando di estremo interesse per la storia evolutiva dell'universo, e più generalmente potrà permettere le osservazioni anche attraverso gli strati nebbiosi della bassa atmosfera terrestre, che non assorbono tali radiazioni. E si potrà forse arrivare a rendere possibili le osservazioni astronomiche anche col cielo coperto, liberando una buona volta gli astronomi dalla schiavitù delle nubi.

\*\*\*

Le fotografie riguardanti il microscopio elettronico sono state gentilmente fornite dal prof. Trabacchi, Direttore del Laboratorio Fisico dell'Istituto Superiore di Sanità di Roma, che qui si ringrazia sentitamente.

LUCIO GIALANELLA  
Vice Direttore dell'Osservatorio  
Astronomico di Monte Mario - Roma



**BROWN  
BOVERI**



**Le potenze più elevate  
alle frequenze più alte**  
grazie ai nuovi triodi per onde ultra corte  
Brown Boveri

TIPO	Catodo tungsteno toriato		S m A/V	$\mu$	CAPACITÀ			ANODO		GRIGLIA VG max V	DISSIPAZIONE		FREQUENZA MHz	
	$V_f$	$I_f$			G-A	G-C	C-A	$V_A$	$I_A$		Anodo	Griglia		
	V	A			pF	pF	pF	kV	A		W	W		
1	<b>T 130 - I</b>	5	6,5	4,5	25	4	4,7	0,1	2,5	0,3	- 350	135	20	100
2	<b>T 350 - I</b>	5	15	9	30	5,6	7,5	0,15	4	0,45	- 500	350	30	100
3	<b>BTL 1 - I</b>	7,5	20	12	25	9	12	0,2	4	1	- 500	1000	40	110
4	<b>BTL 2 - I</b>	12	30	28	30	14	19	0,5	5	1,5	- 1000	2500	80	110

**TECNOMASIO ITALIANO BROWN BOVERI**

Per chiarimenti tecnici è a vostra disposizione l'Ufficio Alta Frequenza  
PIAZZALE LODI, 3 - **MILANO** - TELEFONO 57.97

**radiorecettore RR 1350**

supereterodina  
5 valvole miniatura  
onde medie  
alimentazione  
in c.a. e c.c.

**L. 21.900**



**un armonioso completamento nella vostra casa**

in ogni ambiente  
su qualsiasi mobile

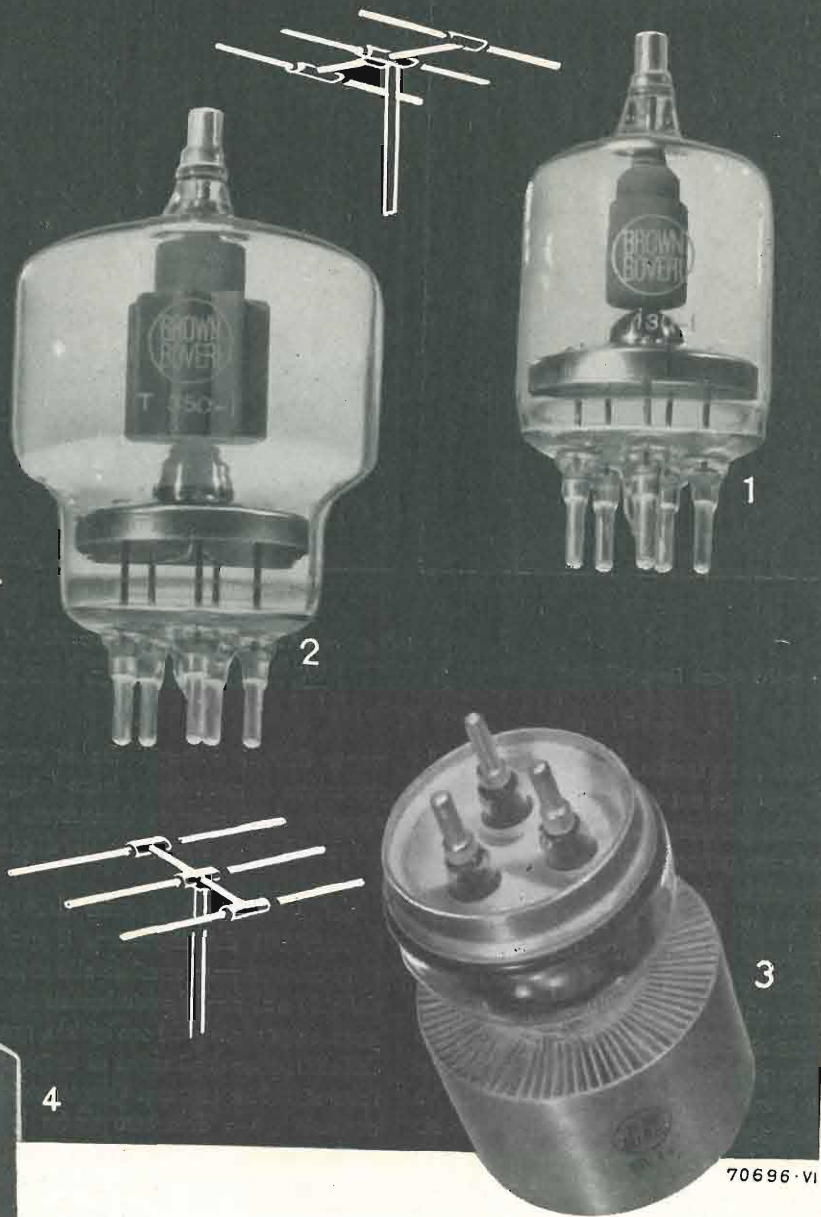
in salotto  
nello studio  
in camera  
in cucina  
nel bagno



**DUCATI** radio

CONCESSIONARI E RIVENDITORI IN TUTTA ITALIA





Le potenze più elevate  
alle frequenze più alte  
grazie ai nuovi triodi per onde ultra corte  
Brown Boveri

TIPO	Catodo tungsteno toriato		S m A/V	μ	CAPACITÀ			ANODO		GRIGLIA VG max V	DISSIPAZIONE		FREQUENZA MHz	
	V <sub>f</sub>	I <sub>f</sub>			G-A	G-C	C-A	V <sub>A</sub>	I <sub>A</sub>		Anodo	Griglia		
	V	A												pF
1	T 130 - I	5	6,5	4,5	25	4	4,7	0,1	2,5	0,3	- 350	135	20	100
2	T 350 - I	5	15	9	30	5,6	7,5	0,15	4	0,45	- 500	350	30	100
3	BTL 1 - I	7,5	20	12	25	9	12	0,2	4	1	- 500	1000	40	110
4	BTL 2 - I	12	30	28	30	14	19	0,5	5	1,5	- 1000	2500	80	110

TECNOMASIO ITALIANO BROWN BOVERI

Per chiarimenti tecnici è a vostra disposizione l'Ufficio Alta Frequenza  
PIAZZALE LODI, 3 - MILANO - TELEFONO 57.97

# radiorecettore RR 1350

supereterodina  
5 valvole miniatura  
onde medie  
alimentazione  
in c.a. e c.c.

**L. 21.900**



un armonioso completamento nella vostra casa

in ogni ambiente  
su qualsiasi mobile

in salotto  
nello studio  
in camera  
in cucina  
nel bagno



# DUCATI radio

CONCESSIONARI E RIVENDITORI IN TUTTA ITALIA





**Telescriventi aritmiche  
funzionanti secondo le norme del C. C. I. T.**

Ing. C. Olivetti & C., S.p.A. - Ivrea

- Telescrivente trasmittente-ricevente a zona
- Telescrivente trasmittente-ricevente a carrello
- Telescrivente solo ricevente a carrello
- Perforatore scrivente
- Perforatore a mano
- Perforatore di zona
- Trasmittitore automatico

**Uffici Commerciali: Torino, Via Viotti, 9 - Tel. 46.514  
Indirizzo Telegrafico: Teleolivetti**



FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

## BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO VI - N. 39  
Settembre 1952

### 1) Intercambiabilità delle valvole 6AQ5 e 6V6 GT.

A parte la veste diversa (la 6AQ5 è miniatura) le valvole 6AQ5 e 6V6 GT sono perfettamente equivalenti, avendo le stesse caratteristiche e le stesse dissipazioni massime.

L'unica differenza si riscontra nel limite massimo della tensione anodica, che per la 6V6 GT è di 315 V mentre per la 6AQ5 è di 250 V. Ciò va tenuto presente nell'eventuale sostituzione. Nei ricevitori che impiegano la 6V6 GT con tensione anodica non superiore a 250 V, tale valvola è perfettamente sostituibile con la 6AQ5 purchè venga cambiato il rispettivo zoccolo, essendo quest'ultima una miniatura a 7 piedini. Ciò non è invece possibile se la tensione anodica è superiore.

### 2) La nuova serie miniatura 1,4 Volt.

Facendo seguito a quanto comunicato nei bollettini precedenti, si prosegue la presentazione delle valvole miniatura con accensione a 1,4 Volt, costruite dalla FIVRE.

### 1L4.

La 1L4 è un pentodo miniatura, amplificatore RF e FI, adatto per apparecchi portatili, quando l'amplificazione è requisito più importante del consumo anodico.

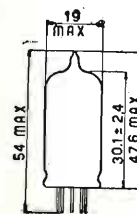


Fig. 1. — Dimensioni di ingombro della valvola 1L4.

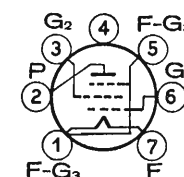


Fig. 2. — Disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola 1L4 vista di sotto.

Nelle figure 1 e 2 sono rispettivamente riportate le dimensioni di ingombro e la disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola.

### CARATTERISTICHE E DATI DI FUNZIONAMENTO

Catodo: rivestito, a riscaldamento diretto  
Tensione di accensione (c.c.)..... 1,4 V 0,05 A  
Posizione di montaggio ..... qualsiasi

### TABELLA PER L'IMPIEGO DELLA 1L4 IN STADIO AMPLIFICATORE A RESISTENZA E CAPACITÀ

(Vedi bollettino n. 10)

$V_b$ V	$R_a$ M $\Omega$	$R_g$ M $\Omega$	$R_s$ M $\Omega$	$C_s$ m $\mu$ F	$C$ m $\mu$ F	$V_u$ V	$V_u/V_i$ A <sup>(1)</sup>
45	0,22	0,22	0,24	71	11	12	16
		0,47	0,32	60	6	14	23
		1,0	0,39	56	3,5	18	30
	0,47	0,47	0,57	49	5,2	14	22
		1,0	0,64	47	3,5	17	30
		2,2	0,74	44	1,8	19	33
	1,0	1,0	1,1	36	2,8	14	28
		2,2	1,25	35	1,8	16	32
		3,3	1,45	32	1,5	18	38
90	0,22	0,22	0,4	89	11	26	28
		0,47	0,46	81	5,5	36	36
		1,0	0,47	80	3,5	42	41
	0,47	0,47	0,84	70	5,5	30	34
		1,0	0,9	69	3	38	42
		2,2	1,0	62	1,8	40	50
	1,0	1,0	2,0	45	2,8	30	45
		2,2	2,1	45	1,8	35	55
		3,3	2,2	44	1,2	40	61
135	0,22	0,22	0,5	90	1,1	42	34
		0,47	0,63	74	5,5	54	51
		1,0	0,67	72	3,5	57	60
	0,47	0,47	1,1	71	5	47	49
		1,0	1,4	60	2,8	54	68
		2,2	1,5	51	1,8	60	87
	1,0	1,0	2,1	59	2,5	47	53
		2,2	2,4	54	1,8	57	88
		3,3	2,7	49	1,2	61	91

(<sup>1</sup>) Per una tensione di uscita di 4,3 V max.



CONDIZIONI MASSIME DI FUNZIONAMENTO

Massima tensione anodica	110	V
Massima tensione di schermo ( $g_2$ )	110	V
Massima tensione di griglia ( $g_1$ )	0	V
Massima corrente catodica	6,5	mA
CAPACITÀ INTERELETTRODICHE SENZA SCHERMO ESTERNO		
Griglia ( $g_1$ ) - anodo	0,008	pF
Entrata	3,6	pF
Uscita	7,5	pF

CONDIZIONI NORMALI DI IMPIEGO

Amplificatore in classe A

Tensione anodica	90	90	V
Tensione di schermo	67,5	90	V
Tensione di griglia	0	0	V
Resistenza interna	0,6	0,35	Mohm
Transconduttanza	925	1025	$\mu A/V$
Tensione di griglia (per $I_a = 10 \mu A$ : circa)	-6	-8	V
Corrente anodica	2,9	4,5	mA
Corrente di griglia schermo	1,2	2	mA

CARATTERISTICHE E DATI DI FUNZIONAMENTO

Catodo:	rivestito, a riscaldamento diretto
Tensione di accensione (c.c.)	1,4 V 0,05 A
Posizione di montaggio	qualsiasi
Capacità <sup>(1)</sup> fra l'anodo del diodo e $g_1$	0,04 pF

CONDIZIONI MASSIME DI FUNZIONAMENTO

Massima tensione anodica	90	V
Massima tensione di schermo ( $g_2$ )	90	V
Massima tensione di griglia ( $g_1$ ) <sup>(2)</sup>	0	V
Massima corrente catodica	4,5	mA
Massima corrente continua del diodo <sup>(3)</sup>	0,25	mA

CONDIZIONI NORMALI DI IMPIEGO

Amplificatore classe  $A_1$  <sup>(4)</sup>

Tensione anodica	90	67,5	V
Tensione di schermo	90	67,5	V
Tensione di griglia 1 <sup>(2)</sup>	0	0	V
Resistenza anodica (circa)	0,5	0,6	Mohm
Transconduttanza	720	625	$\mu A/V$
Corrente anodica	2,7	1,6	mA
Corrente di schermo	0,5	0,4	mA
Tensione di griglia 1 (per $I_a = 10 \mu A$ : circa)	-5		V
Corrente media nel diodo a 10 V (c.c.)		1,5	mA

<sup>(1)</sup> Riferita al terminale negativo del filamento (piedino 1).  
<sup>(2)</sup> Il diodo è situato verso l'estremo negativo del filamento ed è indipendente dalla sezione pentodo eccetto per il catodo (filamento) che è comune. Le caratteristiche sono comuni agli altri diodi rivelatori.  
<sup>(3)</sup> Con o senza schermo esterno collegato al piedino 1.  
<sup>(4)</sup> Per l'impiego della valvola in stadio amplificatore a RC, vedere tabelle relative a questi amplificatori.

3A4.

La 3A4 è un pentodo amplificatore di potenza utilizzabile anche in stadi finali a RF di piccoli trasmettitori portatili. Nelle figure 5 e 6 sono rispettivamente riportate

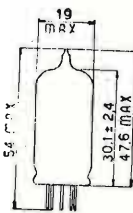


Fig. 5. — Dimensioni di ingombro della valvola 3A4.

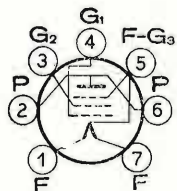


Fig. 6. — Disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola 3A4 vista di sotto.

le dimensioni di ingombro e la disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola 3A4.

CARATTERISTICHE E DATI DI FUNZIONAMENTO

Catodo:	rivestito, a riscaldamento diretto
Accensione (c.c.)	{ in serie 2,8 V 0,1 A <sup>(1)</sup> in parallelo 1,4 V 0,2 A <sup>(2)</sup>
Posizione di montaggio	qualsiasi

CAPACITÀ INTERELETTRODICHE DIRETTE

(senza schermo esterno)

Griglia 1 - anodo	0,34	pF
Entrata	4,8	pF
Uscita	4,2	pF

CONDIZIONI MASSIME DI FUNZIONAMENTO

Amplificatore di potenza a BF

Massima tensione anodica	150	V
Massima tensione di schermo ( $g_2$ )	90	V
Massima dissipazione anodica	2	W
Massima dissipazione di schermo	0,4	W
Massima corrente catodica (in assenza di segnale)	18	mA

Amplificatore di potenza RF

Massima tensione anodica	150	V
Massima tensione di schermo ( $g_2$ )	135	V
Minima tensione di griglia	-30	V
Massima corrente catodica totale	25	mA
Massima corrente anodica	20	mA
Massima corrente di griglia	0,25	mA
Massima potenza di ingresso sull'anodo	3	W
Massima potenza di ingresso sullo schermo	0,9	W
Massima dissipazione anodica	2	W

CONDIZIONI NORMALI DI IMPIEGO

Amplificatore a BF in classe  $A_1$  <sup>(3)</sup>

Tensione anodica	135	150	V
Tensione di schermo ( $g_2$ )	90	90	V
Tensione di griglia ( $g_1$ )	-7,5	-8,4	V

Tensione di ingresso (V eff.)	5,3	5,95	V
Corrente anodica con segnale massimo	14,9	14,1	mA
Corrente anodica in assenza di segnale	14,8	13,3	mA
Corrente di schermo con segnale massimo	3,5	3,5	mA
Corrente di schermo in assenza di segnale	2,6	2,2	mA
Resistenza anodica	90	100	kohm
Transconduttanza	1900	1900	$\mu A/V$
Resistenza di carico	8000	8000	ohm
Distorsione totale	5	6	%
Potenza d'uscita	0,6	0,6	W

Amplificatore a RF in classe  $A_1$  <sup>(3)</sup>

Tensione anodica	150	V
Tensione di schermo ( $g_2$ )	135	V
Corrente di griglia 1	0,13	mA
Resistenza di griglia	0,2	Mohm
Corrente anodica con segnale massimo	18,3	mA
Corrente di schermo con segnale massimo	6,5	mA
Potenza d'uscita	1,2	W

<sup>(1)</sup> Per l'accensione in serie la tensione deve essere applicata tra i piedini 1 e 7 (1 negativo) e la tensione di griglia comando è riferita alla tensione del piedino 1. È necessario collegare tra i piedini 1 e 5 un resistore di valore tale da assicurare che la corrente catodica non superi il limite massimo ammesso, neppure nella sezione catodo compresa tra i detti piedini. Quando altre valvole con i filamenti alimentati in serie contribuiscono alla corrente di filamento della 3A4 può essere richiesta una seconda resistenza tra i piedini 1 e 7; però in parallelo a tutto il catodo, così da proteggerlo contro una eccessiva corrente dovuta alle correnti anodiche delle altre valvole accese in serie.

<sup>(2)</sup> Per accensione in parallelo, la tensione di accensione di 1,4 V va applicata tra i piedini 1 e 7 collegati insieme (positivo) ed il piedino 5 (negativo).

<sup>(3)</sup> I dati si riferiscono ad accensione in parallelo, ma essi valgono con molta approssimazione anche per accensione in serie.

384.

Si tratta di un pentodo amplificatore di potenza, miniatura, adatto per lo stadio finale di ricevitori portatili.

Il filamento disponendo di una presa centrale può essere alimentato sia ad 1,4 che a 2,8 V disponendo i due tratti del filamento in parallelo o in serie.

Notevole la potenza di uscita di 270 mW ottenuta con soli 90 Volt anodici e 67,5 Volt sulla griglia schermo.

Nelle figure 7 e 8 sono rispettivamente riportate le dimensioni di ingombro e la disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola.

1U5.

La 1U5 è un diodo pentodo amplificatore a FI con la sezione diodo dalla parte negativa del filamento, completamente indipendente e schermato dal pentodo. La sua struttura è tale da presentare microfonicità molto ridotta.

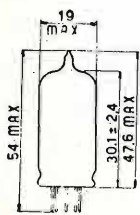


Fig. 3. — Dimensioni di ingombro della valvola 1U5.

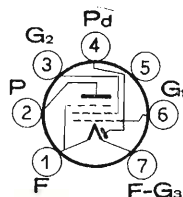


Fig. 4. — Disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola 1U5 vista di sotto.

Circa il suo impiego in stadio amplificatore a RC ci si riferisce alla tabella di impiego della 1S5 pubblicata nel n. 37 del bollettino.

Nelle figure 3 e 4 sono rispettivamente riportate le dimensioni di ingombro e la disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola.



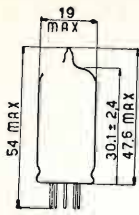


Fig. 7. — Dimensioni di ingombro della valvola 3S4.

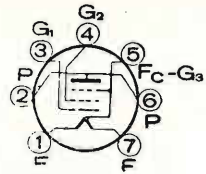


Fig. 8. — Disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola 3S4 vista di sotto.

CARATTERISTICHE E DATI DI FUNZIONAMENTO

Catodo: rivestito, a riscaldamento diretto  
 Accensione (c.c.) .....  $\left\{ \begin{array}{l} \text{in serie } 2,8 \text{ V } 0,05 \text{ A }^{(1)} \\ \text{in parallelo } 1,4 \text{ V } 0,1 \text{ A} \end{array} \right.$   
 Posizione di montaggio ... qualsiasi

CONDIZIONI MASSIME DI IMPIEGO

Amplificatore di potenza BF  
 Massima tensione anodica ..... 90 V  
 Massima tensione di griglia schermo ..... 67,5 V  
 Massima corrente catodica (in assenza di segnale) 9 mA

CONDIZIONI NORMALI DI IMPIEGO <sup>(2)</sup>

Amplificatore classe A<sub>1</sub>  
 Tensione anodica ..... 67,5 90 V  
 Tensione di schermo ..... 67,5 67,5 V  
 Tensione di griglia 1 (g<sub>1</sub>) ..... -7 -7 V  
 Corrente anodica in assenza di segnale 7,2 7,4 mA  
 Corrente di schermo in assenza di segnale ..... 1,5 1,4 mA  
 Resistenza anodica ..... 100 100 kohm  
 Transconduttanza ..... 1550 1575  $\mu\text{A/V}$   
 Resistenza di carico ..... 5000 8000 ohm  
 Distorsione totale ..... 10 12 %  
 Potenza d'uscita ..... 0,18 0,27 W

<sup>(1)</sup> Per l'accensione in serie la tensione deve essere applicata tra i piedini 1 (negativo) e 7; e la tensione di griglia comando è riferita alla tensione del piedino 1. In tal caso è necessario collegare tra i piedini 1 e 5 un resistore di valore tale da assicurare che la corrente catodica non superi il limite massimo ammesso.

<sup>(2)</sup> I dati si riferiscono ad accensione in parallelo.

1A3.

È un diodo miniatura, raddrizzatore di una semionda utilizzabile come raddrizzatore e come rivelatore nei ricevitori per MF.

Nelle figure 9 e 10 sono riportate rispettivamente dimensioni di ingombro e disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola.

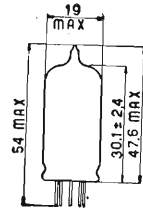


Fig. 9. — Dimensioni di ingombro della valvola 1A3.

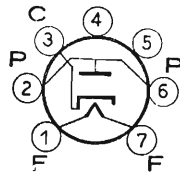


Fig. 10. — Disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola 1A3 vista di sotto.

CARATTERISTICHE E DATI DI FUNZIONAMENTO

Catodo: a riscaldamento indiretto  
 Accensione (c.c. o c.a.) ..... 1,4 V 0,15 A  
 Posizione di montaggio ..... qualsiasi

CAPACITÀ INTERELETTRODICHE DIRETTE  
 (senza schermo esterno)

Anodo - catodo ..... 0,4 pF  
 Anodo - filamento ..... 0,8 pF  
 Filamento - catodo ..... 0,6 pF

CONDIZIONI MASSIME DI FUNZIONAMENTO

Raddrizzatore di una semionda

Massima ampiezza della tensione anodica ..... 330 V  
 Massima ampiezza della corrente anodica ..... 5 mA  
 Massima corrente continua di uscita ..... 0,5 mA  
 Massima tensione continua tra filamento e catodo 140 V

Funzionamento con filtro ad ingresso capacitivo

Massima tensione anodica alternata (V eff.) ... 325 V  
 Capacità del condensatore di ingresso al filtro . 2  $\mu\text{F}$   
 Minima impedenza totale del circuito anodico . 0 ohm

N.B. - La frequenza di risonanza della 1A3 è di circa 1000 MHz. Date le piccole dimensioni e le ridotte capacità interelettrode, la 1A3 è adatta per circuiti discriminatori in ricevitori a MF.

FIVRE

Ufficio Pubblicazioni Tecniche  
 Via Fabio Filzi n. 1 - Pavia



MOD. 17K22

# Admiral

radio - television

CONSEGNA PRONTA

GARANZIA: TUTTI I TELEVISORI "ADMIRAL" SONO GARANTITI SECONDO LE NORME RMA (RADIO MANUFACTURERS OF AMERICA, WASHINGTON D.C.) \* DIMENSIONI DELLO SCHERMO: CM. 43 x 35 (17 POLLICI) \* SINTONIA UNICA SUONO VIDEO: IL SISTEMA "INTERCARRIER" SEGUITO IN QUESTA REALIZZAZIONE ASSICURA LA CONTEMPORANEITÀ DELL'ACCORDO SIA DEL SUONO CHE DEL VIDEO. UNA ELEVATA SELETTIVITÀ ELIMINA EVENTUALI SEGNALI INTERFERENTI

**ADMIRAL CORPORATION** - 3800 Cortland Street - Chicago 47, Illinois - U.S.A.  
 Distributore Generale per l'Italia: **A. V. MARANO & Co.** - NEW YORK - N. Y., U.S.A.  
 ORGANIZZAZIONE DI VENDITA: EL. IT. s.p.a. (ELETTRODOMESTICI ITALIANA) - MILANO - VIA DANTE, 7 - TELEF. 802.802 - 802.804







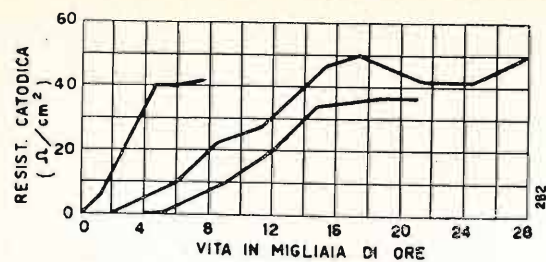


Fig. 3. — Aumento della resistenza catodica durante la vita di tre tipi di valvole.

Un metodo per rivelare la presenza di questa resistenza consiste nel misurare la conduttanza mutua ad una frequenza molto elevata (> di 5 MHz) ed a una frequenza molto bassa (< di 50 kHz). Con una valvola nuova i risultati delle due misure sono uguali mentre con una valvola vecchia la conduttanza mutua alle alte frequenze è più elevata. Tale differenza si può solo spiegare mediante l'esistenza di una resistenza corto-circuitata da una capacità disposta su un elettrodo. Il catodo sembra essere il più probabile di tali elettrodi in accordo coi risultati di altre misure.

Due possibili cause sono state suggerite per questo aumento di resistenza, la teoria meccanica di Raudorf e quella chimica di Eisenstein.

Secondo la teoria di Raudorf il rivestimento emittente si stacca dal supporto limitando il contatto tra le due parti ad areole in numero discreto. La riduzione della superficie di contatto spiega l'aumento di resistenza ed il brevissimo spazio tra il supporto ed il rivestimento spiega l'elevata capacità.

Raudorf pose il distacco del rivestimento emittente in relazione con una rete di piccolissime screpolature che egli osservò sulla superficie esterna dei catodi esauriti. Secondo la teoria di Eisenstein invece si forma una pellicola resistiva sull'interfaccia del supporto causa la formazione di composti di bario con impurità del supporto. Queste impurità sono appositamente incluse nel supporto come promotrici del processo di attivazione, le più comuni sono silicio e magnesio. Eisenstein considera l'ortosilicato di bario come la causa più importante di questa resistenza.

All'A. in base ai rilievi sperimentali che ha seguito sembra che la teoria di Eisenstein contenga meno punti dubbi.

Prendendo come base la teoria di Eisenstein il rimedio più ovvio pare quello di usare supporti che siano privi di impurità. Tuttavia a parte l'elevato costo del nichel purissimo vi è molta difficoltà nell'attivazione del catodo, non solo ma in ogni caso anche se si riesce a produrre una attivazione iniziale completa sembra che essa non rimarrebbe stabile.

L'A. esamina altre intuitive possibilità di ridurre la resistenza catodica ma giunge alla conclusione che ciascuna presenta difficoltà insormontabili.

In base a questa conclusione sembra molto interessante considerare ciò che può essere fatto nel progetto di un'apparecchiatura per ridurre l'effetto della resistenza catodica.

Misure su valvole esaurite forniscono un valore medio di 40 ohm/cm<sup>2</sup> per la resistenza e 0,005 μF/cm<sup>2</sup> per la capacità. Chi usa la valvola probabilmente non conoscerà la superficie emittente del catodo ma si può calcolarla dalla potenza di accensione sulla base di 3 Watt/cm<sup>2</sup>.

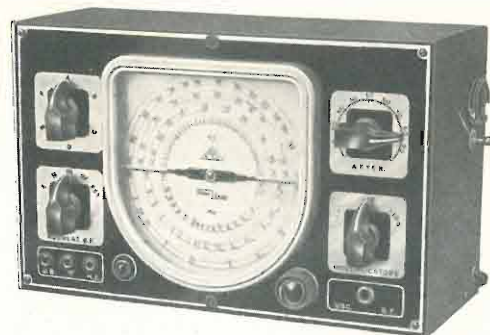
Per risolvere il problema sopra accennato nel più semplice dei modi il progettista può fare un primo progetto di massima considerando i tubi come nuovi e quindi verificare se supposta la presenza della resistenza e della capacità catodica il progetto è ancora soddisfacente.

È molto difficile dare istruzioni di carattere generale sul come scegliere circuiti che si dimostrino sotto questo aspetto soddisfacente. Tuttavia si può dire che se il circuito funziona in bassa frequenza un criterio generale è quello di usare una controreazione sufficientemente elevata fino a rendere di importanza trascurabile la controreazione dovuta alla resistenza catodica. Se invece il circuito funziona a frequenza molto elevata non sono da temere fenomeni di controreazione, vi è solo alterazione della polarizzazione, ma per questo basta fare la resistenza di polarizzazione grande rispetto alla resistenza catodica dovuta all'invecchiamento. Questo normalmente dà luogo ad una eccessiva tensione di polarizzazione cosicché la griglia non va collegata a massa ma ad un punto positivo.

Vi sono naturalmente molti altri criteri particolari oltre a quelli indicati e l'A. ritiene che vi è una speranza di successo se il problema dell'invecchiamento dei tubi è affrontato direttamente nel progetto dei circuiti.

(98)

G. T.



### Oscillatore modulato CBU

6 gamme d'onda a commutatore rotante da 140 kHz a 30 MHz (10 m.) gamma allargata per la M. F. - Taratura individuale punto per punto in frequenza e in metri - 4 frequenze di modulazione - Alimentazione in alternata da 110 a 220 V  
Dimensioni mm. 280x170x100 - Peso kg. 3500 circa

Listini tecnici, offerte richiedeteli a:

**MEGA  
RADIO**

**TORINO**  
VIA GIACINTO COLLEGNO 22  
TELEF. 773.346

**MILANO**  
VIA SOLARI 15 - TELEF. 30.832

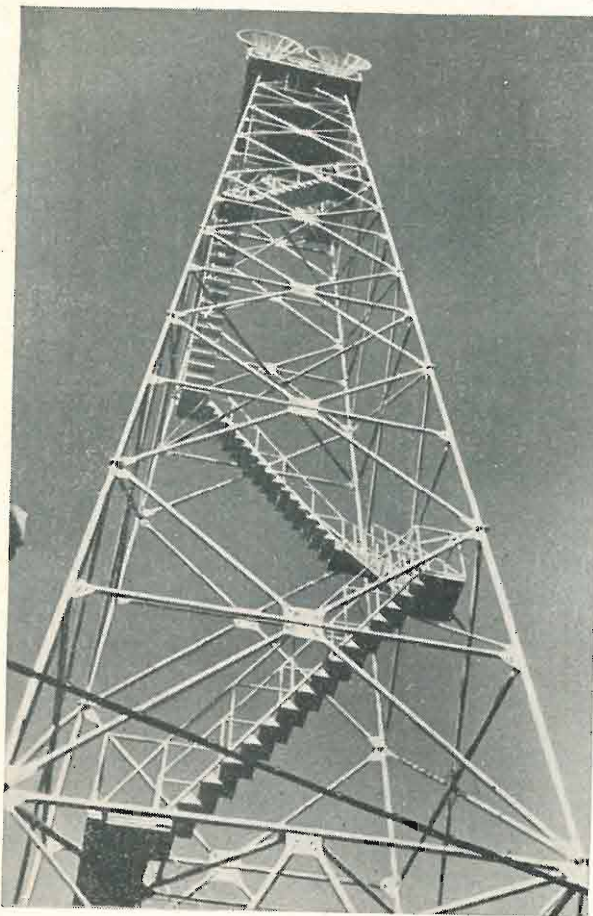
La ICAR presenta le sue nuove serie di condensatori a mica ed a carta in olio appositamente studiate e realizzate per i moderni apparecchi elettronici, mettendo così i costruttori italiani in condizione di poter impiegare condensatori di classe internazionale, normalizzati e perfettamente rispondenti alle Norme JAN C 5 e JAN C 25.

Con questi condensatori, frutto di lunghi, faticosi e costosi studi, la ICAR ha inteso apportare tempestivamente e con tutti i suoi mezzi, il suo contributo anche in questo campo che esige, per i rapidi sviluppi avvenuti e le crescenti esigenze di lavoro, un completo e radicale rinnovamento.

**ICAR**  
INDUSTRIA CONDENSATORI APPLICAZIONI RADIOELETTRICHE  
MILANO - CORSO MAGENTA 55 - TELEF. 872.870 - 898.871



# Telettra



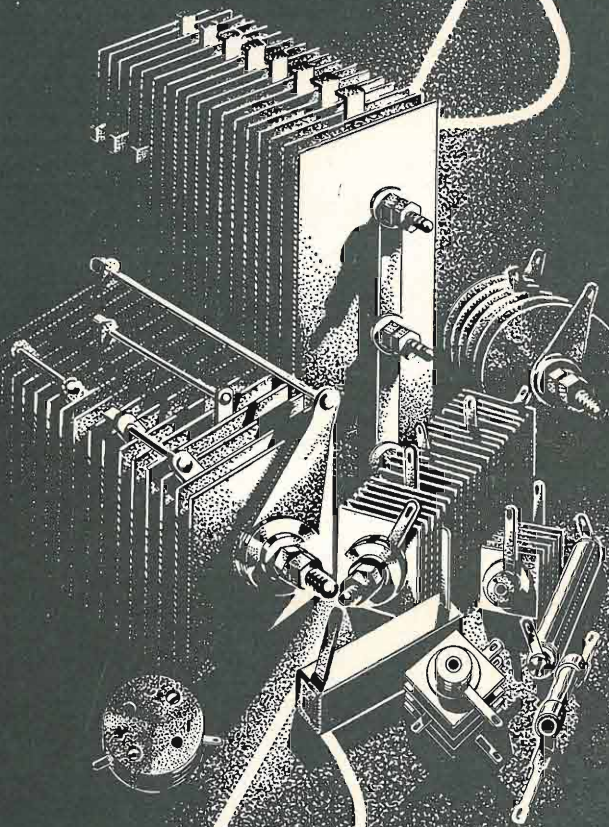
**PONTI RADIO  
A MODULAZIONE DI FREQUENZA  
PER TELEFONIA MULTIPLA  
E TELEVISIONE**

**Telettra**  
SOCIETÀ PER AZIONI  
LABORATORI DI TELEFONIA ELETTRONICA E RADIO  
MILANO - VIA CARLO POMA, 47  
TEL. 580.225 - 584.176 - 585.866

## ELEMENTI AL SELENIO PER QUALSIASI APPLICAZIONE

GRUPPI RADDRIZZANTI PER:

GALVANOPLASTICA E CARICA BATTERIE  
ALIMENTATORI TELEFONICI  
" " ARCHI CINEMA  
" " PIANI MAGNETICI  
RADDRIZZATORI RADIO  
" " A PICCOLA SUPERFICIE  
" " ALL'OSSIDO DI RAME PER  
STRUMENTI DI MISURA  
DIODI AL GERMANIUM E AL SILICIO  
MODULATORI AD ANELLO AL GERMANIUM  
E ALL'OSSIDO DI RAME



# SELENE

RADDRIZZATORI AL SELENIO

MILANO VIA F. CAVALLOTTI N° 14 TEL. 79-31-55

## LIBRI E PUBBLICAZIONI

G. DILDA: **Radiotecnica - Elementi propedeutici.**

Vol. I, «Levrotto & Bella» - Torino, 1952  
IV ristampa della III edizione. XII+324  
pagine formato cm 17,5x24,5, con 214 figure - Prezzo L. 1500.

E' stata ristampata per la quarta volta la terza edizione del noto volume del prof. Dilda. In questa prima parte dell'opera, com'è noto, sono trattati i principali elementi che compongono un radioapparato di tipo classico: nell'ordine dopo un primo capitolo, dedicato a un cenno introduttivo sulle teorie atomiche ed elettroniche, che serve ad inquadrare i fenomeni che si manifestano nei tubi elettronici, in un gruppo di altri tre capitoli sono descritti i diodi (a vuoto e nel gas) i triodi e i tubi a più di tre elettrodi; poi, in un gruppo di altri quattro capitoli, sono descritti i circuiti elementari e cioè: resistenza, induttanza e capacità (cap. V); circuito oscillatorio semplice (cap. VI); circuiti oscillatori accoppiati (cap. VII); circuiti a costanti distribuite (cap. VIII); infine, in un ultimo capitolo dedicato all'elettroacustica, dopo brevi cenni sui principi di acustica, vengono descritti i più importanti trasduttori elettroacustici (microfoni, altoparlanti, fonorilevatori).

I pregi di semplicità chiarezza e precisione di esposizione del volume sono ben noti e risultano confermati dal largo successo da esso ottenuto come appare anche dal frequente ripetersi delle ristampe. (117)

G. MANNINO - PATANÉ: **Diffusione sonora.**

«U. Hoepli» Milano, 1952 - Un volume di XVI+252 pagine formato cm 17,5x25, con 118 figure e 15 tabelle - L. 1500.

L'Autore, già noto per avere pubblicato numerose altre opere nel campo dell'elettronica, dedica questo volume alla diffusione sonora intesa essenzialmente come produzione elettroacustica dei suoni. Egli pertanto non considera il problema della raccolta (microfoni) amplificazione, trasmissione, registrazione e riproduzione (fono rilevatori ecc.) dei suoni.

Il volume, dopo una prima parte divisa in cinque capitoli, dedicata alle sensazioni sonore ed alle proprietà dei suoni, alla distorsione e alla riproduzione della musica e del parlato, passa alla descrizione dei vari tipi di altoparlanti. I titoli delle varie parti possono dare un'idea abbastanza chiara del contenuto; essi sono: Gli altoparlanti a bobine mobili in generale; Altoparlanti ad irradiazione diretta (a cono); Altoparlanti a tromba; I sistemi spianato ed enfazzato; Sistemi a più canali; Allacciamenti degli altoparlanti; Alcune nozioni generali sugli impianti di diffusione sonora. Infine, in una appendice, sono raccolte notizie sul sistema di misura Giorgi applicato all'elettroacustica.

La stampa, secondo la tradizione della Casa Editrice, è buona e curate appaiono le figure. (118)

D. E. RAVALICO: **L'audio libro.**

«U. Hoepli» Milano, 1952 - Un volume di XX+400 pagine formato cm 17,5x25 con numerose figure, illustrazioni e schemi. Prezzo L. 2500.

Il libro ha le caratteristiche di altre note opere dello stesso Autore e cioè costituisce una utile raccolta di dati, schemi delle apparecchiature e della loro installazione, che riuscirà molto gradita ai radioriparatori ed installatori. Esso però non appare molto organico e preciso nell'esposizione, nelle definizioni e nell'uso dei termini e dei paragoni.

La materia è suddivisa in dodici capitoli riguardanti rispettivamente: 1° il suono; 2° il complesso d'amplificazione sonora; 3° l'altoparlante; 4° il collegamento dell'altoparlante; 5° la sistemazione dell'altoparlante; 6° la riproduzione fonografica (solco normale e microscollo, rivelatore, cambiadischi automatico); 7° il microfono; 8° l'amplificazione ad audiofrequenza; 9° il responso di frequenza degli amplificatori; 10° esempi di amplificatori; 11° impianti di comunicazione interna ad alta voce; 12° i registratori magnetici (su filo, a nastro). Segue un'appendice comprendente numerosi schemi di apparecchiature del commercio.

L'edizione è accurata e le numerose figure ed illustrazioni molto chiare. (119)

DONALD G. FINK: **Television Engineering.**

Pagine XIV+722 con 512 figure. Editore Mc Graw Hill. New York 1952 - Seconda edizione.

La prima edizione di quest'opera comparve nel 1940 sotto il titolo di «Principles of Television Engineering» ed era già un libro assai notevole per abbondanza e chiarezza di informazione. Nei 12 anni trascorsi da allora, la televisione è diventata uno dei più diffusi servizi pubblici ed anche tecnicamente ha fatto passi giganteschi, tanto che tutte le apparecchiature d'allora sono da considerare superate. Di conseguenza, solo una trentina di pagine sulle 540 della prima edizione sono rimaste nell'attuale e le rimanenti sono state riscritte ex novo con in più un'aggiunta di circa 200 pagine.

Lo scopo che l'autore si è prefisso nella stesura dell'opera è di porre i tecnici radio in grado di effettuare il passaggio dalla familiarità con la radiotecnica alla familiarità con la tecnica televisiva. Dobbiamo dire subito che tale scopo è pienamente raggiunto. Considerando noti i principi elementari della radiotecnica, l'Autore, con grande chiarezza di esposizione e con abbondanza di esempi, ne trasporta l'applicazione al campo televisivo.

Gli argomenti peculiari della tecnica televisiva, come la scansione, l'analisi delle forme d'onda, l'illuminazione, la colorimetria, i tubi da ripresa e da riproduzione sono invece trattati partendo dai principi fondamentali. Di grande interesse sono anche i due capitoli dedicati alla televisione a colori che costituiscono una completa ed aggiornata esposizione dei vari sistemi attualmente in competizione.

Alla fine di ogni capitolo, oltre ad una estesa bibliografia, vi sono numerosi esercizi, ognuno con i risultati numerici indicati, assai utili per acquisire familiarità con i vari argomenti trattati. Gli ultimi due capitoli contengono la descrizione, con gli

schemi completi e con l'indicazione di tutti i valori dei componenti, di quasi tutte le apparecchiature impiegate in un complesso di televisione, dalla camera di ripresa dello studio al cinescopio del ricevitore, compresi anche i generatori dei segnali di sincronismo, i dispositivi di ripresa dal vivo e da film, il trasmettitore ed il ricevitore del ponte radio a microonde e tre diversi tipi di ricevitori domestici.

In appendice si trova un ampio estratto delle definizioni, dei procedimenti e delle norme tecniche televisive prescritti dalla F. C. C.

Quest'opera sarà senza dubbio di grande utilità a tutti i tecnici desiderosi di esercitare un'attività nel campo televisivo con ottimi fondamenti, sia teorici, sia pratici.

**Ripartiamo l'elenco dei capitoli dell'opera:**  
1 - Il sistema televisivo (pagine 1-21); 2 - Analisi e sintesi delle immagini (22-72); 3 - Tubi da ripresa e da riproduzione (73-150); 4 - Metodi di scansione e di sincronizzazione (151-215); 5 - Trasmissione del segnale video (216-259); 6 - Amplificazione video (260-309); 7 - Trasmissione con portante dei segnali video ed audio (310-440); 8 - Fondamenti sulla riproduzione dei colori (441-486); 9 - Sistemi di televisione a colori (487-552); 10 - Apparecchiature per ripresa e trasmissione (553-628); 11 - Ricevitori (629-690); Appendice.

R. M.

(123)

Nella collana "SAGGI", la

**EDIZIONI  
RADIO  
ITALIANA**

presenta

**NOVITÀ DI TEATRO**  
di ENZO FERRIERI

Raccolta di recenti critiche su drammi e commedie di ieri e di oggi. Ogni pagina, nell'esame del fatto teatrale, dà la misura della lunga esperienza di regista e di critico dell'Autore.

Un libro che non può mancare nella biblioteca di coloro che si interessano al teatro drammatico.

Questo volume è in vendita al prezzo di L. 500. Per richieste dirette indirizzare a

**EDIZIONI RADIO ITALIANA**  
Via Arsenale, 21 - Torino

che lo invierà franco di spese contro pagamento anticipato. Il versamento può effettuarsi sul c/c postale n. 2/37800.



## NOTIZIARIO

### INTERESSANTE RADIOCRONACA A BORDO DI UN ALIANTE

La Società radiofonica olandese A.V.R.O. ha messo in onda recentemente una interessante radiocronaca registrata a bordo di un aliante di una scuola di volo a vela. L'emissione aveva lo scopo di contribuire alla popolarizzazione di questo sport che ha avuto un notevole sviluppo in Olanda negli anni post-bellici.  
(108)

### SVILUPPO DELLA TV IN ITALIA

La stampa radiofonica tedesca riferisce che sono attualmente in funzione in Italia circa 3 mila telericevitori: si spera che tale cifra potrà salire nel corso di quest'anno a 10 mila apparecchi. Il rapido sviluppo della televisione italiana è reso possibile — si rileva — dal piano che prevede la costruzione di diverse emittenti, piano da cui trarrà notevole beneficio anche l'industria radiotecnica nazionale. E' stato inoltre accertato che gli ambienti più interessati in Italia alla televisione sono i ceti medi e popolari forniti di modeste risorse finanziarie.  
(109)

### LA TELEVISIONE NEL BELGIO

Il Consiglio di Gabinetto belga ha deciso di sottomettere alla firma del Re un decreto che stabilisce le norme fondamentali in materia di televisione.

Queste norme sono:

- 1) Numero di linee: 819 per le trasmissioni in lingua francese e 625 per quelle in lingua fiamminga.
- 2) Larghezza del canale: 7 MHz.
- 3) Modulazione video: positiva.
- 4) Modulazione audio: di ampiezza.
- 5) Segnali di sincronismo: del tipo stabilito dal C.C.I.R. (documento 7f).

Tutti i trasmettitori e tutti i ricevitori devono poter funzionare su 819 e su 625 linee.

La soluzione adottata permetterà a tutti gli abitanti in condizioni di ricevere le trasmissioni delle stazioni televisive belghe di lingua francese e fiamminga di captare i due programmi. Essa permetterà inoltre i collegamenti per lo scambio dei programmi, sia con la Francia che con gli altri Paesi, non appena si avranno i necessari cavi coassiali od herziani.

Si dichiara al Ministero delle Comunicazioni che la soluzione soddisfa i desideri dei costruttori.

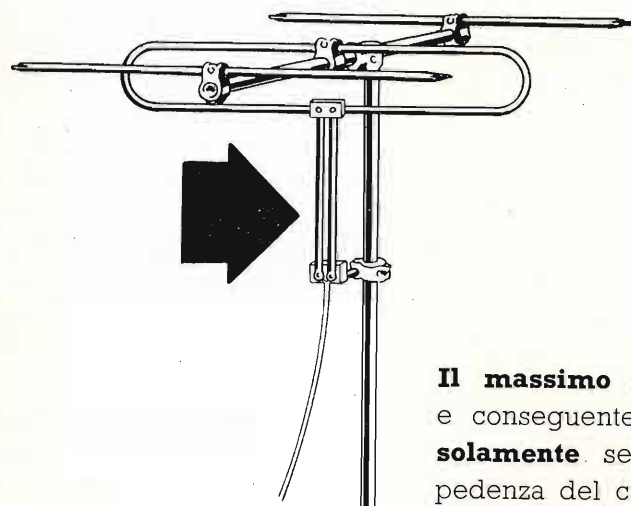
La stampa belga fa inoltre notare che la decisione di cui sopra tiene conto dell'impossibilità psicologica di scegliere per tutto il Belgio uno dei due sistemi in vigore nei paesi confinanti: questa è la ragione della soluzione di compromesso adottata, che a prima vista non sembra certamente adatta a favorire un rapido sviluppo della televisione nel Belgio.  
(58)

### ANCORA SUL PROBLEMA DI UNA TV INTERNAZIONALE

Il direttore della RCA Sarnoff ha dichiarato che la televisione internazionale sarà sicuramente una realtà nel giro di cinque anni nonostante le innegabili difficoltà tecniche, economiche e politiche che, peraltro, debbono costituire una sfida e uno stimolo per tutti. Sembra intanto che lo stesso governo americano stia esaminando la possibilità di istituire un collegamento televisivo fra il nuovo ed il vecchio mondo attraverso una catena di stazioni di relais sviluppatesi attraverso il Labrador e la Groenlandia, l'Islanda, le isole Fär Oer e Shetland e scindentesi quindi in due rami: l'uno collegato con le reti britannica e francese, l'altro alla Scandinavia e all'Europa Settentrionale.  
(104)

### COLLEGAMENTO TV TRA PARIGI E SAARBRÜCKEN

Recentemente, nel corso di una esposizione di radiotecnica che si è svolta a Saarbrücken e durante la quale il pubblico ha potuto assistere ad alcune dimostrazioni di TV, il direttore di Radio Saarbrücken, Billmann, ha annunciato la creazione della società TV della Saar. Egli ha inoltre dichiarato che ancora prima della fine dell'anno in corso verrà completato il collegamento TV tra Parigi e Metz che permetterà così a Strasburgo di ritrasmettere i programmi della TV francese.  
(105)



## ANTENNE PER TELEVISIONE E PER FM



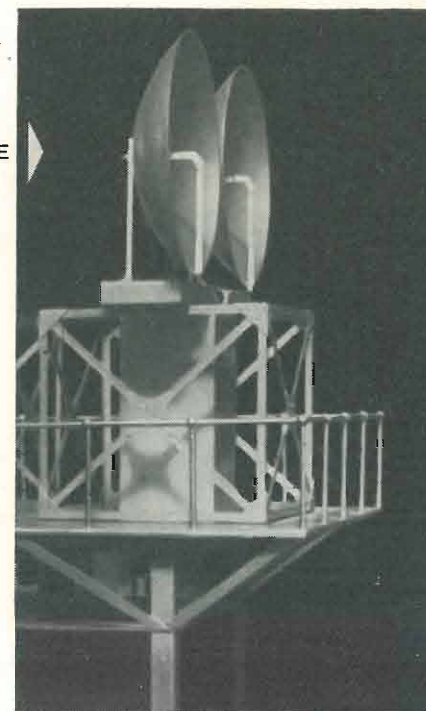
**Il massimo rendimento** di un'antenna per televisione, e conseguentemente la migliore ricezione, sono possibili **solamente** se l'antenna è perfettamente adattata all'impedenza del cavo di discesa.

**Un'antenna disadatta alle caratteristiche della discesa funziona male o non funziona affatto.**

Tutte le nostre antenne per TV ed FM sono munite di adattatore d'impedenza e vengono fornite già pronte per l'adattamento al cavo desiderato. Mancando tale precisazione nell'ordine, l'antenna viene consegnata con adattamento per discesa in piattina bifilare da 300 ohm.

**LIONELLO NAPOLI** - VIALE UMBRIA, 80 - TEL. 573.049 - MILANO

ANTENNE DI PONTE RADIO A MICRO ONDE



# SIRTI

## RETI ED EQUIPAGGIAMENTI PER COLLEGAMENTI TV



ESECUZIONE DI GIUNTO SU CAVO COASSIALE





**Strumenti** di Misura per A. F.  
portatili e da pannello

**Strumenti** di Misura per c.c. e c.a.  
portatili e da pannello

**Strumenti** di Misura elettronici

**Strumenti** ed Apparecchi da  
Laboratorio

*Stabilimenti Elettrotecnici di Barlassina - Milano*  
MILANO - VIA SAVONA, 97 - TEL. 470.054 - 470.390



**TECNICA DELLE ALTE ED ALTISSIME FREQUENZE**

RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

**Ing. Oscar Roje**

Via Tasso, 7 - MILANO - Telefono 42.241



LCC LCC LCC

MICROFARAD

LCC LCC LCC

## CONDENSATORI A DIELETTICO CERAMICO D'ALTA QUALITÀ

Per soddisfare ai severi collaudi meccanici e termodinamici a cui vengono sottoposti i condensatori nelle apparecchiature elettroniche moderne in continua contesa con spazio e peso, ed in pari tempo alle prestazioni elettriche « sine qua non » d'impiego, vi presentiamo questa nuova serie di condensatori a dielettrico ceramico d'alta qualità che costruiamo su licenza L.C.C. (C.ie Gen.le de T.S.F.).

Le eccezionali doti di robustezza e di minimo ingombro che li caratterizzano, assieme alle molteplici forme di esecuzione, li rendono atti a tutte le esigenze di montaggio, siano essi impiegati in RICEVITORI, APPARECCHIATURE ELETTRONICHE, TRASMETTITORI di piccola, media e grande potenza ad uso CIVILE, MILITARE, PROFESSIONALE e TROPICALE su posti fissi, mobili e portatili ultracompati (vedi in particolare serie ultraminiatura per ricevitori e trasmettitori automatici meteorologici e di telecomando ed equipaggiamenti elettronici per aeromobili).

Le forme normali di esecuzione sono le seguenti: TUBETTO, PASTIGLIA, PIASTRINA, TUBETTO SUBMINIATURA ed ULTRAMINIATURA, TUBETTO REGOLABILE, TUBETTO MULTIPLO, PASSANTE, PIATTO e BICCHIERE. I reofori e le connessioni sono stati studiati per raggiungere un duplice scopo: robustezza meccanica di fissaggio ed autoinduzione minima. Nulla infine è stato trascurato per una migliore duttilità di impiego assieme all'estrema facilità e rapidità di montaggio.

I dielettrici ceramici L.C.C. sono soggetti ad una selezione ed a prove severe prima della costruzione dei condensatori in modo da assicurare al cliente valori di capacità insensibili alle variazioni di frequenza e coefficienti di temperatura precisi e stabili entro ampi intervalli di temperatura.

La tabella sottoriportata riassume le prestazioni dei dielettrici ceramici da noi più usati.

Il tecnico elettronico ha infine a disposizione un componente che sopporta senza danno temperature d'impiego tra  $-80^{\circ}\text{C}$  e  $+130^{\circ}\text{C}$ , con tensioni nominali a scelta tra 820 a 10.000 V (senza limitazione per raggruppamento) e potenze reattive in AF da qualche VAR a 20 kVAR, e soprattutto una gamma di coefficienti di temperatura la cui scelta abbinata a quella di capacità della serie di precisione assicura con efficacia e nel tempo l'allineamento e la taratura di qualsiasi circuito oscillante.

Attiriamo l'attenzione sulla serie TV appositamente studiata per l'impiego negli apparecchi di ricezione televisiva.

Dielettrico	Costante dielettrica	Perdite specifiche in AF $10^{-4}$	Coefficiente di temperatura $10^{-6}$		IMPIEGO	COLORE DISTINTIVO
M 8	7	2	+ 100	$\pm 60$	PIATTI	B ANCO
TM 20	20	2	0	$\pm 60$	TUBETTI PRECIS. e PASTIGLIE	ROSSO
TM 30	30	1	- 30	+ 30 - 45	TUBETTI serie normale e serie precisione, TUBETTI per trasmissione piccola potenza, e PIATTI media e grande potenza	MARRONE
TZ 32	35	2	- 80	+ 40 - 60	TUBETTI precisione	VIOLETTA
T 45	45	3	- 470	$\pm 80$	PIATTI media e grande potenza	ROSA
TA 65	65	4	- 700	$\pm 200$	TUBETTI serie normale e PASTIGLIA	VERDE
T 80	80	4	- 750	+ 110 - 160	TUBETTI serie normale e precisione, trasmissione piccola potenza, PIATTI e BICCHIERI media e grande potenza	VERDE
TB 2.000	2400	150			SUBMINIATURE	BLEU
TB 5.800	5800	200			SUBMINIATURE e ULTRAMINIATURE	BLEU

**Fabbrica Italiana Condensatori S. P. A.**

Via Derganino, 18 - 20

MILANO

Telef. 97.00.77 - 97.01.14