



---

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA TELECOMUNICAZIONI E SCIENZE AFFINI  
DIRETTA DA ADRIANO PASCUCCI

1947

VOLUME II

---

EDITRICE "IL ROSTRO"





RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA TELECOMUNICAZIONI E SCIENZE AFFINI  
DIRETTA DA ADRIANO PASCUCCI

IN QUESTO NUMERO: pag.

	Notiziario	11
	EDITORIALE - Lo Stato rigattiere	13
TERRA	- Circuiti elettrici a regime alternativo sinusoidale permanente	15
	LOMBARDINI - Il magnetron a cavità multiple	25
BARGELLINI	- I problemi della radiodiffusione in Italia e la modulazione di frequenza	37
STAWSKI	- Metodi di misura delle perdite dielettriche a frequenze superiori a 100 MHz	49
	LENTINI - Controllo di produzione e servizi accessori	55
	TRACHMAN - Generalità sui tubi elettronici trasmettenti	59
LANDINI	- Adattamento di impedenza su trasformatori di modulazione e uscita	64
	RUBRICA DEI RADIANTI	
	All' insegna dei 56...	65
	Cose viste	70
PERA	- Un trasmettitore per tutte le bande con 40 W input	71
	Collaboratori	77
	Rivista delle Riviste	79
	Libri	86

REDAZIONE GRAFICA DI ORESTE PELLEGRINI

VOLUME II N. 1

EDITRICE "IL ROSTRO"

DIREZIONE AMMINISTRAZIONE - VIA SENATO 24 - MILANO - TELEF. 72.908

PUBBLICITÀ: ALFONSO GIOVENE - VIA SENATO 24

Una copia L. 300 - Abbonamento per il periodo Luglio-Dicembre - (6 num.) L. 1600



## Proiettore "Facs", IV°

### CARATTERISTICHE

**PROIETTORE** - Di costruzione robusta e nel contempo leggera e poco ingombrante - Tutte le parti rotanti lubrificate con condotta centralizzata. - Ha rocchetti e guide del film di forma completamente nuova che permettono una assoluta garanzia della conservazione del film. - Non ha la delicata croce di malta ma uno speciale traino a tre denti in presa. Brev. N. 412921 - 17-9-45. - L'unica proiettore costruito in Italia con motore universale, a due velocità stabilizzate (16-24) indipendentemente dalle variazioni della tensione o frequenza. Brevetto N. 1060 - 31-5-44. - semplice e per il suo funzionamento non occorre persona specializzata. - Ha un solo bottone di comando, venendo in tal modo ed evitare manovre errate. Brev. N. 1061 - 31-5-44. - Può impiegare indifferentemente lampade da 400 - 700 - 1000 watt.

**DISPOSITIVO SONORO** - Lettura della colonna sonora con ottica di nuova concezione (Brevetto N. 49 73 - 1-8-45) lampada a bosso consumo (3 W). - Non ha assolutamente trillo o miagolio (Flutter) - Amplificatore di grande potenza convertibile. - Tutte le sue parti sono facilmente ispezionabili.

*Queste caratteristiche permettono di ottenere superbe proiezioni da un impianto cinematografico portatile in due valigie e alimentabile in qualunque località con lo solo rete d'illuminazione e senza colloudi della sola data l'ininfiammabilità del film.*

PROIETTORE CINEMA-SONORO 16 M/M PER LA PROIEZIONE DI FILM SONORI E MUTI IN SALE CINEMATOGRAFICHE - ORATORI - OSPEDALI - RICREATORI E OVUNQUE SIA RICHIESTA UNA FACILE E RAPIDA INSTALLAZIONE. - DI FUNZIONAMENTO SEMPLICE E SICURO. - ASSOLUTA SICUREZZA DA OGNI PERICOLO D'INCENDIO

## S. A. FUMEO - MILANO

Stabilimento A: VIA MESSINA, 43

» B: VIA CENISIO, 8

TELEFONI 92.779 - 981.595

CONCESSIONARIO ESCLUSIVO PER L'ESTERO

**INTERNATIONAL TECHNICAL SERVICE COMP. LTD.**

MILAN (ITALY) - Via Cesare Battisti, 8 - Tel. 573.958 - 571.596

## XXV<sup>o</sup> FIERA DI MILANO

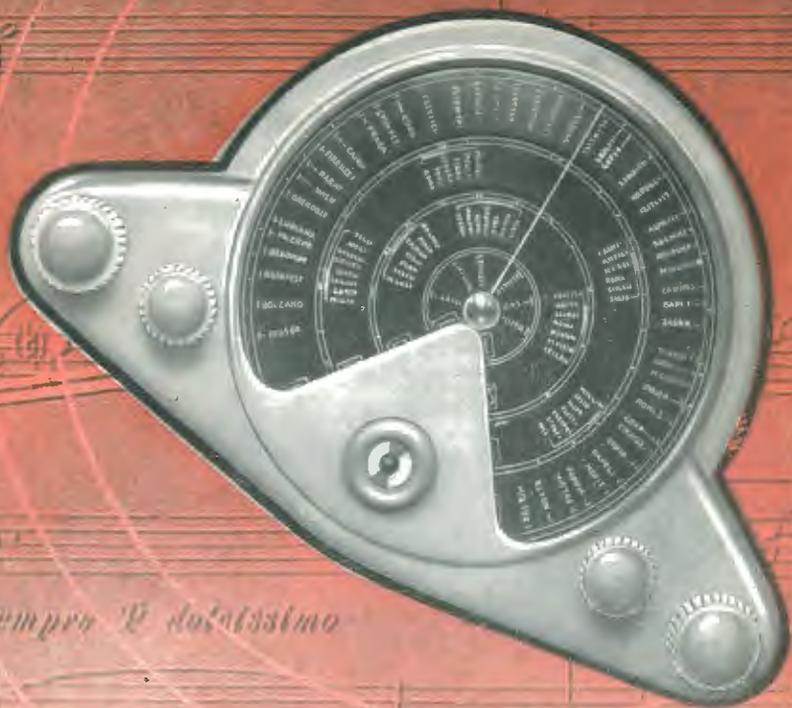
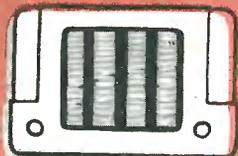
14 - 29 GIUGNO 1947

PADIGLIONE OTTICA

**FOTO - CINE - RADIO**

STANDS N. 1672 - 1673

Nel cinquantenario  
Marconiano la FIMI  
in linea sul merca-  
to mondiale con una  
gamma di modelli per-  
fetti, dal minuscolo  
77 al superbo 625  
infusi del più recente  
trovati del progresso  
radioelettrico.



*sempre il dotolissimo*

**PHONOIA**  
Radio



# Valvole *Radiant Italiani*

## Trasmittenti

*particolarmente indicate*

### PE 06/40 PENTODO TRASMITTENTE

Catodo: ad ossidi accensione indiretta

$V_f = 6.3 \text{ V}$	$I_f = 1.3 \text{ A}$	$I_b = 800 \text{ mA}$
$I_{k \text{ max}} = 130 \text{ mA}$	$V_{g2 \text{ max}} = 300 \text{ V}$	$V_a \text{ max} = 600 \text{ V}$
$W_{g2 \text{ max}} = 5 \text{ W}$	$W_a \text{ max} = 25 \text{ W}$	$\mu_{g1-g2} = 5.5$
	$V_{kl \text{ max}} = 75 \text{ V}$	$S(I_a = 40 \text{ mA}) = 4 \text{ mA/V}$
$C_{af} = 8.6 \text{ pF}$	$C_{fg1} = 14 \text{ pF}$	$C_{ag1} = 0.1 \text{ pF}$

Classe C, telegrafia: 40 watt utili su 15 m.  
Coppia in controlfase: 60 watt utili su 5 m.

Classe C, telefonia: modulazione anodica e di schermo, 36 watt su 15 m.  
Coppia in controlfase: 40 watt su 5 m.

### PE 1/80 PENTODO TRASMITTENTE

Catodo: ad ossidi, accensione indiretta

$V_f = 12 \text{ V}$	$I_f = 0.9 \text{ A}$	$I_b = 1 \text{ A}$
$I_{k \text{ max}} = 160 \text{ mA}$	$V_{g2 \text{ max}} = 500$	$V_a \text{ max} = 1000$
$W_{g2 \text{ max}} = 6 \text{ W}$	$W_a \text{ max} = 35 \text{ W}$	$\mu_{g1-g2} = 3.9$
	$V_{kl} = 170 \text{ V}$	$S(I_a = 40 \text{ mA}) = 2.5 \text{ mA/V}$
$C_{af} = 12 \text{ pF}$	$C_{fg1} = 15 \text{ pF}$	$C_{ag1} = 0.1 \text{ pF}$

Classe C, telegrafia: 80 watt utili su 15 m.  
Coppia in controlfase: 65 watt utili su 5 m.

Classe C, telefonia: modulazione anodica e di schermo 60 watt utili  
modulazione di soppressore: coppia in controlfase 16 watt  
utili su 5 m.

SCONTO SPECIALE AI SOCI DELLA A.R.I.

# PHILIPS *radio*



*Lionello Napoli*

---



*altoparlanti*

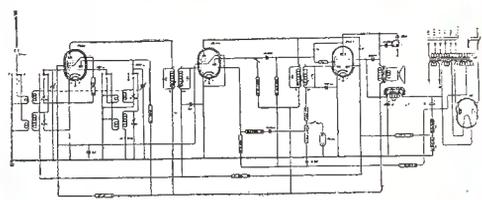
DI OGNI TIPO  
E DIMENSIONE

---

MILANO  
VIALE UMBRIA 80  
TELEF. 573040

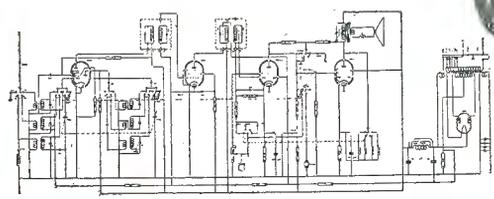
**DUE NOVITA', SU CIRCUITI DI SICURO RENDIMENTO**

*Toti*



Onniwaveband 7 valvole rivas.  
 Reazione di 2° grado d'onda - Banda media da 100 a 1500 mc. - Onde corte da 18 a 25 mc.  
 Alta sensibilità e gradevole riproduzione, potenza 2,5 Watt.  
 Controllo automatico della sensibilità.  
 Regolazione manuale del volume e della tonalità.  
 Scala di controllo.  
 Alimentazione su rete in pila o a  
 pila. In rete ed anche di massima accensione.

*Leila*



Onniwaveband 5 valvole rivas.  
 Reazione di 2° grado d'onda - Banda media da 100 a 1500 mc. - Onde corte da 18 a 25 mc. - Onde corte da 25 a 30 mc.  
 Alta sensibilità e suadabile. Potenza 4 Watt.  
 Controllo automatico di sensibilità, controllo manuale di volume e di tonalità. Scala di controllo di range d'onda.  
 Alimentazione per rete in pila o a pila.  
 Mobile in rete ed anche di moderno accensione ed massima accensione.



**INDUSTRIE RIUNITE L. BERTONCINI - BERGAMO**



# L'ALTOPARLANTE AD ESPANSIONE

DIFFUSIONE PANORAMICA PERFETTA

ASSENZA DI OGNI EFFETTO DIRETTIVO

ELIMINATO LO SCHERMO ACUSTICO

PRECURSORE DI UNA ESTETICA NUOVA

RIPRODUZIONE STEREOFONICA

*Non confondete.....*

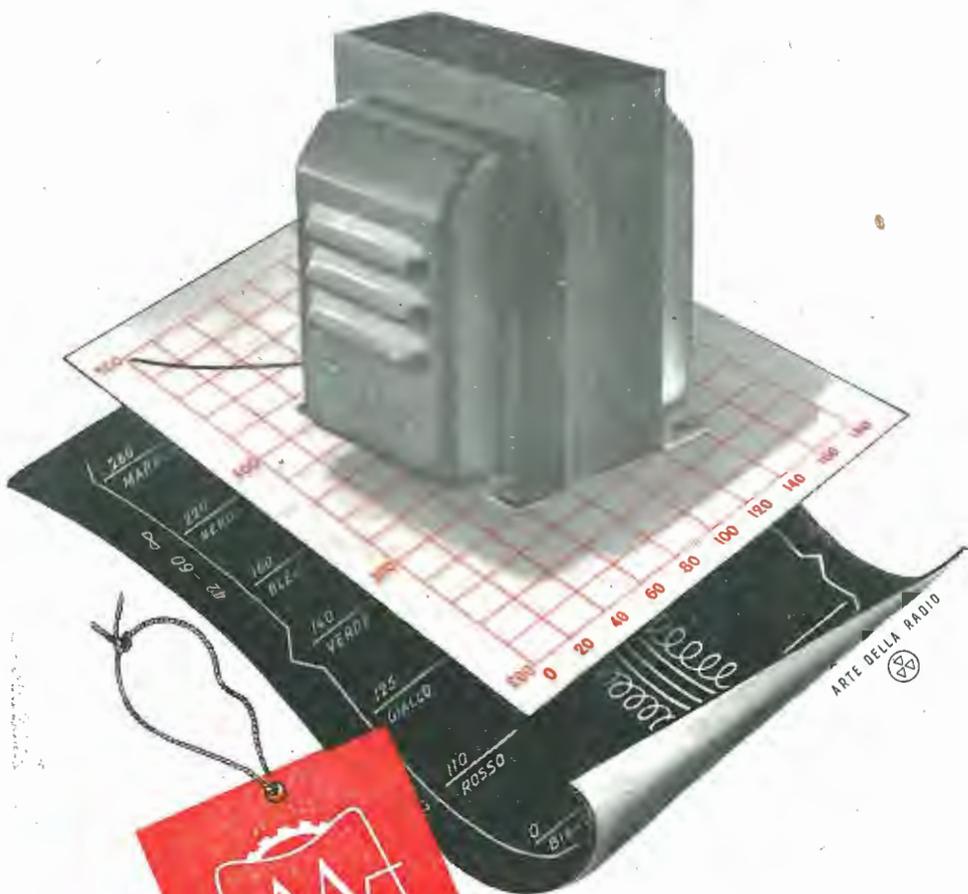
MODELLI DEPOSITATI  
BREVETTI PROPRI

**OFFICINE RADIONDA**

Sede Commerciale: MILANO - Foro Bonaparte 69 - Tel. 16.956

# TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE PER RADIORICEVITORI E AMPLIFICATORI

Questa serie di trasformatori è tale da soddisfare vaste esigenze di alimentazione in radioricevitori normali e di lusso e negli amplificatori di potenza. L'accuratissima costruzione, l'esatto dimensionamento, l'isolamento perfetto, le basse perdite, l'adeguato raffreddamento, fanno di questi trasformatori dispositivi di alta classe di elevato rendimento e di impiego assolutamente sicuro anche nelle più gravose condizioni di carico e sovracarico. Costruttori e radioriparatori troveranno nei trasformatori ODETTI un prodotto di costo moderato, in rapporto alla qualità, e di perfetta rispondenza all'uso.



MECCANOTECNICA

*Odetti*

MILANO - VIA LEPANTO, 1 - TEL. 691.198

# ALTOPARLANTI

*PUNTO ROSSO*

BREVETTATI



UNA SERIE STUDIATA  
PER OGNI TIPO DI  
APPARECCHIO RADIO



*la*  
**RADIOCONI**

MILANO . Via Pizzi N. 29 - Telefoni N. 52.215, 580.098

# R.S.T.

ANNUNCIA DI AVER ASSUNTO LA RAPPRESENTANZA ESCLUSIVA DI VENDITA PER L'ITALIA E L'ESTERO DELLE SEGUENTI CASE,

**AMPHENOL** U.S.A.  
American Phenolic Corporation



**ICE**  
Industrie Costruzioni Elettriche - Milano  
Strumenti di misura di alta precisione



**MIAL**  
di Pascucci - San Pietro & C. - Milano  
Apparecchi elettronici di misura e condensatori



**SATAN**  
Milano - Trasformatori statici per radiotecnica  
e per tutte le applicazioni dell'industria elettrica

ED I PROPRI RADIORICEVITORI

**CHAMPION**

**RADIOTECNICA  
STRUMENTI  
TELECOMUNICAZIONI**

MILANO - Via Unione, 7 - Tel. 13.595 - Teleg. Genelectron



## CELEBRAZIONI MARCONIANE

Ricorre quest'anno il cinquantesimo anniversario della invenzione delle telecomunicazioni senza filo da parte di Guglielmo Marconi. Fu precisamente nel luglio 1897 che veniva costituita la Wireless Telegraph and Signal Company (successivamente diventa la Marconi's Wireless Telegraph Company) a seguito di un imponente lavoro sperimentale di Marconi, culminato con le memorabili trasmissioni attraverso il canale di Bristol. Pochi giorni prima egli aveva ottenuto il suo primo brevetto; quattro anni più tardi realizzava la prima comunicazione transatlantica.

Le celebrazioni marconiane iniziate a Napoli e a Bologna si chiuderanno in autunno a Roma con un congresso internazionale cui parteciperanno eminenti personalità del mondo scientifico e tecnico. T. E. ha già in preparazione, per la occasione, un numero speciale che, per la larga collaborazione internazionale cui godrà, potrà degnamente rappresentare un omaggio alla memoria del nostro scienziato. A Milano, durante la Fiera Campionaria, mostra dei cimeli marconiani, della storia delle radiocomunicazioni e del progresso radiotecnico. A quest'ultimo settore partecipano un ristretto ed eletto gruppo di case internazio-

nali con le più moderne espressioni della loro produzione.

## RIPRESA

Le dure limitazioni invernali, la necessità di organizzare su basi consone al crescente sviluppo della Rivista la parte editoriale hanno portato ad una lunga interruzione nella pubblicazione di T.E. Siamo lieti di comunicare che tutto è stato fatto, nel limite delle umane possibilità, per assicurare nuovamente una regolare cadenza nella pubblicazione. La collaborazione di elementi amministrativo-editoriali di vasta competenza ed esperienza consentirà alla direzione tecnica, immutata, di concentrare l'attenzione sulla parte redazionale per soddisfare sempre più i desideri dei lettori. Ai quali il direttore desidera personalmente esprimere i propri ringraziamenti per le manifestazioni di simpatia e di incoraggiamento che gli sono pervenute durante questa forzata sosta. Egli tiene ad assicurare circa l'immutato indirizzo e programma della rivista, mantenendo la raggiunta posizione nel campo della stampa tecnica internazionale.

## NUOVE EMISSIONI CAMPIO- NE DELLA WWV

La stazione WWV del Central Radio Propagation Labora-

tory del National Bureau of Standard (Washington) ha ulteriormente perfezionato i suoi servizi con l'aggiunta di quattro nuove emissioni su 20, 25, 30 e 35 MHz. La tabella in calce riassume le emissioni giornaliere.

È interessante notare che la precisione dei segnali a 440 e 4000 Hz è migliore di una parte su 50.000.000.

Per altre notizie rimandiamo al notiziario di T.E. n. 1, 1946.

## NUOVI RECORD SU ULTRA- FREQUENZE

Su 50 MHz (N.B. 50, cioè sulla attuale gamma americana non sulla nostra vecchia banda dei 56) il 25 gennaio 1947 KH 6 DD (Cap. Bob Mitchell, Ewa, Oahu) comunicava bilateralmente con J9 AAK (Mag. W.O. «Texas» Brewer, Okinawa) coprendo una distanza di 4.600 miglia. KH 6 DD aveva 500 watt ed una rotary a tre elementi mentre J9 AAK alimentava coi modesti 70 watt di una 829 un sistema radiante a 5 elementi.

Su 235 MHz nuovo record da parte di W6OVK e W9OAW/6 che coprono bilateralmente 186 miglia il 2 marzo 1947. Usavano come finali 832 e 829.

Infine su 1215 MHz, W1BBM e W1ARC hanno, il 19 marzo 1947, comunicato alla distanza di 0,4 miglia.

Frequenza MHz	Orario, tempo E.S.T.	Potenza kW	Frequenza modulante, Hz
2,5	7 p. m. alle 9 a. m.	1	440
5	" " "	10	"
5	" " "	10	440 e 4000
10	continuativo	10	" " "
15	"	10	" " "
20	"	0,1	" " "
25	"	0,1	" " "
30	"	0,1	440
35	"	0,1	"

## LA RADIO ALLA FIERA DI BASILEA

Con la solita, perfetta, organizzazione si è svolta dal 12 al 22 aprile la Fiera Campionaria di Basilea. Il settore radioelettronico che presentava tutte le industrie svizzere del ramo era di notevole interesse. Lo spazio non ci consente una ampia rassegna come quella dell'anno scorso (T.E., n. 3, p. 245), tuttavia citiamo, senza alcun ordine, alcune fra le cose che più ci hanno colpito; un impianto di amplificazione, con grandi altoparlanti, della Perfessione.

La riproduzione era veramente di eccezionale fedeltà. Un cambiadischi della Torens che permette la successiva audizione delle due facce di ogni disco: ciò è compiuto mediante un fonorilevatore che lavora anche con la puntina rivolta verso l'alto. Il ricevitore professionale della Autophone per M.d.F. e M.d.A. Un regolatore automatico elettrostatico dello stato igrometrico dei tessuti della Ultra.

Ancora della Autophone un complesso ricetrasmittente a M.d.F. su 10 metri con chiamata a disco combinatore per 5 posti predisposti. Un pezzo questo di notevole semplicità realizzativa. Diversi misuratori di tempo per orologeria, a lettura diretta mediante orologio campione o quarzo ad 80 ÷ 100 kHz e demoltiplicatori. La comparazione fra l'orologio in misura ed il campione di tempo avveniva oscillograficamente oppure mediante metodi stroboscopici. I prezzi, assai elevati,

di questi perfetti strumenti si aggiravano sui 3000 franchi.

Inoltre nel campo degli strumenti di misura abbiamo particolarmente notato un oscillografo a raggi catodici della Metrohm con voltmetro a valvola di calibrazione incorporato e generatore di impulsi (da impiegarsi come segnatempo o per scopi di misura) regolabile a salti da 1 microsecondo di durata in avanti.

(a.p.)

## NOVITA' NELL'INDUSTRIA

❖ In data 21 febbraio la R. C. A. a mezzo del suo vicepresidente Meade Brunet, ha annunciato che la Telonda International Corp. è stata nominata distributrice per l'Italia di tutti i prodotti della stessa Radio Corporation of America.

La sede principale della Telonda è a New York, e sezioni staccate sono state create in Italia, a Milano ed a Roma. Il presidente della Telonda è G. A. Biondo, precedentemente direttore delle vendite per l'Europa della R.C.A. International Division.

Il dott. ing. Alessandro Banfi, noto cultore di televisione in Italia, e già direttore tecnico dell'E.I.A.R. è stato nominato direttore tecnico della Telonda e capo delle rispettive sezioni italiane. L'indirizzo provvisorio dell'Ufficio di Milano della Telonda è Viale Vittorio Veneto, 24, Milano.

❖ Il nostro apprezzatissimo collaboratore dott. Antonio Tescari ha lasciato i precedenti impegni e costituito una propria società industriale. Tratta-

si della s.a.r.l. R.N.R. («Radio Non Radio») che si dedicherà particolarmente a realizzazioni nel campo della elettronica per l'industria. Fra i primi prodotti lanciati sono una serie di razionali forni elettronici a riscaldamento dielettrico e ad induzione.

❖ Altri due nostri autorevoli collaboratori il dott. ing. Franco Scandola (i l JP) e Alessia Gurviz, in unione al rag. Gianfranco San Pietro hanno costituito una nuova società di rappresentanze di materiale radioelettronico estendendo l'attività della già esistente e ben nota organizzazione «R.S.T.». La società si dedica alla rappresentanza, in esclusiva, per l'Italia e per e dall'estero, delle più note case produttrici. A. Gurviz è direttore dell'Ufficio Esportazioni, G. San Pietro amministratore e F. Scandola direttore tecnico e del reparto vendite in Italia.

❖ Il dott. ing. Virgilio Floriani, noto specialista nel campo della telefonia a frequenze vettrici e detentore di diversi brevetti a riguardo, ha lasciato precedenti impegni direttivi per costituire, appoggiato da un gruppo finanziario, una nuova ditta, la «Telettra». Comunicandoci quanto sopra, in data 15 febbraio, l'ing. Floriani aggiunge che nella nuova società, con l'aiuto di valenti collaboratori e con brevetti diversi da quelli a suo tempo impiegati, intende contribuire con tutta la sua passione di tecnico alla ricostruzione ed al progresso nel campo della tecnica elettronica.

## NUOVI «DX» ITALIANI SUI 5 METRI

Al momento di andare in macchina apprendiamo che sabato 14 giugno è stato effettuato un DX bilaterale fra i l IRA (Novara) e l'americano W 5 BSY che, sul piroscafo Crest of Waves di 6000 tonnellate è in navigazione da Genova a Nuova Orleans. W 5 BSY all'atto del contatto si trovava a Gibilterra e lavorava, dietro indicazioni di i l HV che aveva da tempo preparato un piano di prove d'accordo con W 5 BSY,

su 58,4 MHz. Alle 20 dello stesso giorno lo stesso collegamento veniva compiuto anche da i l AY.

Successivamente abbiamo avuto notizia di diversi collegamenti effettuati da radianti italiani sui 5 metri con Orano (Algeria).

Si parla anche, ma la notizia attende conferma, di un precedente DX di i l IRA con la Svezia.

# lo stato rigattiere

AAA Al migliore offeren  
vendosi occasionissime valvole  
apparecchi precisione  
AA Partita Q 250 materiale  
vendesi a un migliore off  
tristemente casi nuovi di  
A buoni prezzi vendo  
usati quasi nuovi verame  
Nel vostro interesse comperate  
offriamo con garanzia  
Sicuro smercio immediato  
vendosi apparecchi più

Eravamo eccitatissimi, dico, noi tecnici e amatori. Gli alleati percorrevano le strade del nord tirandosi dietro insieme al loro caratteristico odore di benzina, di lana grassa, di sapone e di tabacco biondo un diluvio di suoni e di segnali. Diavolo, sarebbe stata la volta di vedere finalmente qualche cosa. Passata l'emozione procurata dalla vista dei primi handie e walkie talkie e l'interesse destato dai BC e dagli HT4 bisogna convenire che di roba radio se ne poté vedere e, peggio, avere pochina. E non è a dire che non si tentasse di tutto; non so se poi l'abbia fatto, ma un nostro radiante, dei più famosi, aveva intenzione di mettere sull'autostrada che fiancheggia la sua villa un gran cartello invitante gli eventuali OM che, armigeri disarmati, saettavano verso il lago su Dodge e jeepponi, ad entrare in casa se volevano scambiare 250 TH e vecchi numeri di QST contro cognac e orologi. Il mio amico Ali che possiede una invidiabile improntitudine e, cosa ancor più invidiabile, parla inglese con un delizioso accento di Brooklin, riuscì un giorno a Roma a farsi mostrare per trenta secondi un radar; ma questa sana curiosità gli deve essere costata almeno una cena per sei al « 57 ».

Poi, rapidamente, la situazione è cambiata e si è cominciato a veder girare tubi spettacolosi, klistroncini metallici, ricetrasmittitore tascabile e quarzi fuori gamma a carrettate. Le cose cominciavano ad andare benino finché a mettere un po' d'ordine in questa anarchica pacchia giunse un ente. Poteva essere un'ottima cosa: l'ente era parastatale perciò poteva offrire sufficienti garanzie di relativo disinteresse, l'ente trattava tutto quello che poteva essere residuo bellico, dal pigiasassi alle catinelle ma siccome ogni ente che si rispetti, almeno da noi, è sempre onusto di legioni di funzionari si pensava che ce ne sarebbe stato certo uno sufficientemente competente per riconoscere una 807. Il valore e la quantità del materiale radio accumulato, accatastato nei campi era e probabilmente è enorme. Un minimo di organizzazione e di cooperazione e si sarebbe po-

tuto formulare ed attuare un piano nel comune interesse; cioè in quello dei produttori e dei consumatori. Poniamo il caso delle valvole: oggi esse rappresentano per l'industriale, per quel disgraziato del progettista, per il riparatore, per il rivenditore e per l'utente un problema simile, ma su scala più vistosa, a quello del burro per la donna di casa. Di valvole ce ne sono, anche al di fuori di quelle che la nostra industria produce a dispetto delle limitazioni imposte dai fornitori di energia elettrica di gas e di metalli nonché dagli allegri lavoratori del vetro. Ma bisogna pagarle quel che vien chiesto, non guardare la provenienza, costituirsi l'abito mentale del ricettatore e non irrigidirsi su determinate necessità tecniche. Avevi studiato un apparecchio per un certo tipo di valvola? Be' disfa tutto perchè ora, se la vuoi, c'è solo questa disponibile.

Ma dunque le valvole ci sono e a dar retta ad alcuni, a migliaia di casse. Era stato proposto, da parte di una autorevole associazione lombarda, di rilevarle tutte, passarle alle fabbriche nazionali che avrebbero provveduto al collaudo, siglatura (in sostituzione di quella VT) imballaggio ed applicazione della prescritta tassa e distribuzione secondo un piano organico ai fabbricanti e consumatori. Non se ne è fatto nulla e intanto le casse di valvole continuano il loro processo di stagionatura nei campi e nei magazzini interrotto solo da sporadici prelevamenti di rari lotti da aggiudicarsi con snelle gare e da forse meno sporadici prelevamenti ad opera di filantropici sciuscià di poste Capuana o del Tombolo.

Quel che dico per le valvole vale per tutto il resto. Importanti istituti tecnici e scientifici si arrabattano per trarre dai famelici bilanci le cifre necessarie a riordinare ed aggiornare le magre attrezzature ed intanto modernissimi strumenti giacciono nei magazzini sottoposti ad un severo collaudo del loro trattamento « anti-fungus » e, peggio, alle diaboliche cure di personale poco pratico e poco scrupoloso. Così che quando giungono ad essere aggiudicati sono poco più che rottami di strumenti.

Un piano organico avrebbe potuto prevedere e superare tutto questo; avrebbe potuto valorizzare una enorme quantità di materiale senza con questo minacciare la nostra industria, anzi interessandola e facendola partecipe del processo di valorizzazione. Adesso, invece, si centellina sadicamente il disturbo che certe vendite, legali ed illegali e, più che altro, le chiacchiere a loro riferentesi, provocano sul nostro mercato. Migliaia di strame valvole vanno a remengo nei più strani modi mentre sarebbe stato semplice affidarne la distribuzione ad associazioni di radianti che potrebbero esserne i soli acquirenti interessati.

È una enorme e caotica bottega di rigattiere, questa, che disgraziatamente oltre al legname e alle gomme vuol trattare anche quel difficile ramo del mercato che è la radicelettronica. Ed è molto difficile far capire a un rigattiere che il mercato radio è diverso da quello degli stracci e che un tubo elettronico può anche somigliare ad un fiasco spagliato ma, sì, è un pochino più delicato... A. P.



In questo articolo viene esaminato il comportamento, a regime alternativo sinusoidale permanente, di alcuni circuiti fondamentali per le applicazioni radiotecniche.

Un tale esame, relativo a circuiti ben noti, e per alcuni dei quali potrebbe anche apparire eccessivo uno studio matematico dettagliato, è svolto essenzialmente allo scopo di ottenere gli elementi necessari allo studio dei circuiti a regime non sinusoidale, e transitorio, che formerà l'oggetto di un successivo articolo.

I risultati della analisi qui svolta sono presentati in modo da essere per quanto possibile di immediata utilizzazione ai fini pratici di progetto: per questo si è fatto largo uso di grafici e di abachi, e si è cercato sempre di giungere a formule risolutive relativamente semplici ed immediatamente interpretabili.

La lettura di questo articolo richiede soltanto la conoscenza di procedimenti matematici a carattere elementare.

Si riportano qui sotto per comodità del lettore le principali notazioni usate in questo articolo, e che verranno mantenute nel successivo.

- R resistenza: ohm  
 C capacità: farad  
 L autoinduttanza: henry  
 M mutua induttanza: henry  
 Z impedenza: ohm  
 $\bar{Y}$  ammettenza: ohm<sup>-1</sup>  
 $\bar{E}$  tensione: volt  
 $\bar{I}$  corrente: ampère  
 $\omega = 2\pi f$  pulsazione: sec.<sup>-1</sup>  
 $\omega_0$  pulsazione di risonanza: sec.<sup>-1</sup>  
 $j\omega = \sqrt{-1} \omega$  operatore di Steinmetz  
 $\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \beta$  pulsazione ridotta  
 $\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{\omega_{\text{Max}} - \omega_{\text{min}}}{\omega_0}$  scarto relativo di frequenza  
 $\varphi$  angolo di fase (radianti)  
 $\varphi^\circ$  angolo di fase (gradi)  
 T = CR costante di tempo di circuiti RC: sec.  
 $T = \frac{L}{R}$  costante di tempo di circuiti LR: sec.  
 Q coefficiente di merito:  $\frac{\omega L}{R}$  in circuiti LCR con perdite in serie a L,  $\frac{R}{\omega L}$  in circuiti con perdite in parallelo a L.

## SIMBOLI USATI E RELATIVE UNITÀ DI MISURA

### Definizioni particolari in altri casi.

$$k^2 = \frac{M^2}{L_1 L_2} \text{ coefficiente di accoppiamento}$$

$$a = 20 \log_{10} \left| \frac{\bar{A}_2}{\bar{A}_1} \right| \text{ attenuazione o amplificazione in decibel}$$

$\alpha, \gamma, r$  ecc. parametri adimensionali senza particolare significato fisico.

— I valori istantanei di tensione, corrente ecc. sono rappresentati mediante lettere minuscole ( $e, i, \dots$ ).

— Le grandezze alternative sinusoidali, rappresentate mediante vettori rotanti, e in genere le grandezze vettoriali, sono indicate mediante lettere maiuscole soprinalineate ( $\bar{E}, \bar{I}, \bar{Z}, \bar{Y}$  ecc.).

— Il modulo (valore assoluto) di una grandezza è indicato con la notazione  $||$  racchiudente il simbolo della grandezza ( $|\bar{Z}|, |\bar{E}|$  ecc.).

seguito

## SIMBOLI

ecc.

## 1. INTRODUZIONE.

La maggior parte degli apparecchi e dei dispositivi impiegati nella tecnica delle radiocomunicazioni comprende circuiti a costanti concentrate, cioè composti di resistenze, induttanze proprie o mutue, capacità, le cui dimensioni geometriche sono piccole rispetto alla lunghezza d'onda dei fenomeni elettromagnetici di cui tali elementi sono sede.

Fanno eccezione le antenne, le linee, e, nella maggioranza dei casi, i circuiti per frequenze molto elevate, le cui costanti sono da considerare in tutto o in parte distribuite o addirittura non possono essere definite in maniera semplice e sicura (circuiti in regime di radiazione).

Gli svariatissimi circuiti della prima categoria che si incontrano in pratica derivano quasi tutti da alcuni tipi fondamentali:

- i circuiti elementari RC, RL;
- il circuito di accoppiamento a resistenza e capacità;
- i circuiti risonanti in serie e in parallelo;
- il filtro di banda.

La loro teoria fa parte dei primi elementi della radiotecnica, ed è ben nota a coloro che si dedicano a questioni relative alle radiocomunicazioni.

Tuttavia essa viene qui presentata in maniera semplice, unitaria, e con immediati riferimenti pratici, al fine di giungere a formule risolutive o a grafici che permettano il calcolo immediato di tali circuiti. In questo primo articolo ci si limita a considerare il funzionamento a regime alternativo sinusoidale permanente: studio di per se interessante, ma che nel nostro caso vuole essenzialmente essere la necessaria premessa a quello più generale relativo al comportamento dei circuiti in regime qualunque, che verrà trattato in una seconda parte, utilizzando i metodi del calcolo degli operatori. Per giungere a questo nella maniera più semplice ed intuitiva viene qui premesso un breve esame del metodo di Steinmetz-Kennely, che costituisce il mezzo più rapido per lo studio dei fenomeni in regime alternativo

sinusoidale permanente, e dal quale, mediante opportune generalizzazioni, si può far derivare il metodo degli operatori, nel caso particolare delle applicazioni ai circuiti elettrici. Come già si è detto limiteremo per ora il nostro studio ai circuiti a costanti concentrate, di valore indipendente dal tempo, e dalla ampiezza della tensione ad essi applicata, o della corrente circolante, escludendo quindi tutti gli elementi a caratteristica non lineare, e supponendo che i tubi elettronici eventualmente in circuito siano anche essi a caratteristiche lineari.

## 2. IL METODO DI STEINMETZ-KENNELY DAL PUNTO DI VISTA OPERATORIO.

Consideriamo una grandezza elettrica, ad esempio una corrente  $i(t)$ , variabile con legge alternativa sinusoidale, rappresentabile mediante la funzione:

$$i(t) = I \sin \omega t \quad (1-1)$$

dove  $i(t)$  rappresenta l'ampiezza istantanea,  $I$  l'ampiezza massima,  $\omega = 2\pi f$  la pulsazione.

Questa grandezza può venir rappresentata mediante un vettore di modulo  $I$ , che per  $t=0$  fa l'angolo  $\varphi = \omega t = 0$  con un asse  $x$ , assunto come asse di riferimento, e che ruota nel verso positivo (per convenzione antiorario) con la velocità angolare  $\omega$  (\*).

In questa rappresentazione l'ampiezza istantanea  $i(t)$  si ottiene proiettando il vettore su un asse  $i$  perpendicolare all'asse  $x$  (vedi fig. 1).

Se facciamo coincidere gli assi  $x$  ed  $i$  con gli assi coordinati  $x$  e  $jy$  del piano di Gauss (con  $j$  si denota l'unità immaginaria  $j = \sqrt{-1}$ ),

(\*) Il caso in cui sia  $\varphi = 0$  per  $t=0$ , cioè quando la grandezza è rappresentata da una funzione del tipo:

$$i(t) = I \sin(\omega t' + \varphi') \quad 1-1'$$

si riduce al caso esaminato cambiando l'istante in cui si comincia a studiare il fenomeno, cioè effettuando la sostituzione:  $t' = t - \varphi'/\omega$ , che riduce la 1-1' alla 1-1.

questo vettore può essere rappresentato con un numero complesso, cioè del tipo  $x + jy$  dove  $x$  ed  $y$  sono le proiezioni, istante per istante, del vettore dato sugli assi. Indicando, come sempre faremo, le grandezze vettoriali con la sopraneatura possiamo dunque scrivere:

$$\bar{I} = I(\cos \omega t + j \sin \omega t). \quad (1-2)$$

Al variare di  $t$  varia l'angolo  $\omega t$ , e l'estremo mobile del vettore percorre una circonferenza di raggio  $I$ .

Lo studio dei fenomeni che accadono in un circuito elettrico percorso dalla corrente  $i(t)$ , (o alimentato dalla tensione  $e(t)$ ), rende però necessaria la conoscenza non solo delle funzioni  $e(t)$  o  $i(t)$ , ma anche delle rispettive derivate e integrali nel tempo.

Basta pensare ad esempio che la tensione ai capi di una autoinduttanza  $L$ , o di un condensatore  $C$  percorsi dalla corrente  $i$ , valgono rispettivamente

$$e_L = L \frac{di}{dt} \quad e_C = \frac{1}{C} \int i(t) dt.$$

Nel caso da noi esaminato come esempio si ha dalla (1-1)

$$\frac{di}{dt} = I \omega \cos \omega t = I \omega \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right)$$

$$\int I dt = -\frac{I}{\omega} \cos \omega t = \frac{I}{\omega} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (*)$$

cioè derivata ed integrale si ottengono, nel caso di grandezze alternative sinusoidali, moltiplicandone o dividendone il modulo per  $\omega$  e aumentando, o diminuendo, l'argomento di  $\frac{\pi}{2}$ .

Nell'interpretazione vettoriale questo corrisponde a moltiplicare o a dividere il vettore dato per  $j\omega$ : infatti si ha dalle (1-2)

$$j\omega I(\cos \omega t + j \sin \omega t) = \\ = \omega I(-\sin \omega t + j \cos \omega t)$$

$$\frac{I}{j\omega} (\cos \omega t + j \sin \omega t) = \\ = \frac{I}{\omega} (\sin \omega t - j \cos \omega t)$$

cioè si ottiene un vettore di modulo  $\omega$  volte più grande o più piccolo e (vedi figura 2) di argomento aumentato o diminuito di  $\frac{\pi}{2}$ .

Ricordiamo ora che in analisi si chiama operatore un simbolo che applicato a una quantità (scalare o vettoriale) la trasforma in un'altra, secondo una legge determinata.

Così si può dire che una qualunque funzione della variabile indipendente  $x$ , per esempio  $y_1 = \sin x$ ,  $y_2 = \tan x$ ,  $y_3 = x^2$  ecc. si ottiene dalla funzione  $y = x$ , applicandole rispettivamente gli operatori:

$$\sin(); \tan(); ()^2, \text{ ecc.}$$

Applicando questo concetto ai risultati ottenuti considereremo  $j\omega$  e  $\frac{1}{j\omega}$  come operatori (vettoriali) aventi la proprietà di ruotare i vettori di  $+\frac{\pi}{2}$  e  $-\frac{\pi}{2}$  e di moltiplicarne o dividerne il modulo per  $\omega$ .

Si può dunque concludere che:

a) derivazione ed integrazione della funzione che rappresenta una grandezza alternativa sinusoidale funzione del tempo corrispondono nella rappresentazione vettoriale alla moltiplicazione del vettore rappresentativo per gli operatori

$$j\omega \text{ o } \frac{1}{j\omega};$$

b) il simbolo  $j$  dell'elettrotecnica gode delle proprietà algebriche dell'unità complessa  $\sqrt{-1}$ ;

c) la moltiplicazione o la divisione di un vettore per l'operatore  $j$  ne produce la rotazione

(\*) Si è trascurata la costante di integrazione, che rappresenta, essendo  $\int i dt = q$ , una carica costante presente nel circuito, e che può sempre esser supposta nulla.

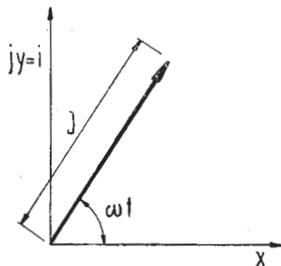


Fig. 1. - Rappresentazione delle grandezze alternative sinusoidali mediante vettori rotanti.

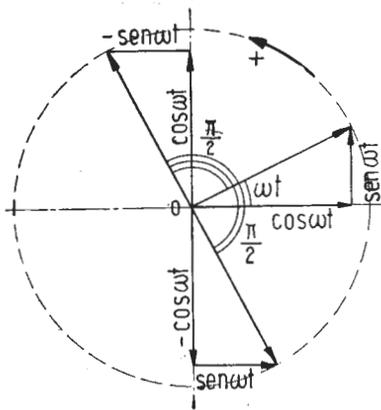


Fig. 2. - Rotazione del vettore rappresentativo, per effetto della moltiplicazione o divisione per  $j$  (raggio della circonferenza eguale a uno).

$$di + \frac{\pi}{2} \text{ o } - \frac{\pi}{2} .$$

In base a questi risultati si possono subito ricavare le espressioni che danno la corrente circolante, o la tensione ai capi di resistenze induttanze e capacità, alimentate a tensione o corrente alternativa sinusoidale permanente. Si ha infatti

$$\bar{I}_R = \frac{\bar{E}}{R} \quad \bar{E}_R = R \bar{I}$$

$$\bar{I}_L = \frac{1}{L} \int e dt = \frac{\bar{E}}{L \omega j} \quad \bar{E}_L = j \omega L \bar{I}$$

$$\bar{I}_C = C \frac{de}{dt} = \frac{\bar{E}}{1 / j \omega C} \quad \bar{E}_C = \frac{1}{j \omega C} \bar{I}$$

mentre la tensione indotta dalla corrente  $\bar{I}$  in un circuito 2 accoppiato mediante una induttanza mutua  $M_{12}$  a quello 1 percorso dalla corrente vale:

$$\bar{E}_2 = j \omega M_{12} \bar{I}_1 .$$

Le formule trovate si possono scrivere:

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}}{\bar{Z}} = \bar{E} \bar{Y} \quad \bar{E} = \frac{\bar{I}}{\bar{Y}} = \bar{I} \bar{Z} \quad (1-3)$$

dove  $\bar{Z}$  e  $\bar{Y}$  sono rispettivamente l'impedenza e l'ammettenza del circuito.

Queste espressioni sono formalmente identiche alla legge di Ohm valida per i circuiti a corrente continua purchè si ponga nei vari casi

$\bar{Z}_R = R$	$\bar{Y}_R = \frac{1}{R}$	(1-4)
$\bar{Z}_L = j \omega L$	$\bar{Y}_L = \frac{1}{j \omega L}$	
$\bar{Z}_C = \frac{1}{j \omega C}$	$\bar{Y}_C = j \omega C$	
$\bar{Z}_{12} = j \omega M_{12}$	$\bar{Y}_{12} = \frac{1}{j \omega M_{12}}$	

Con queste espressioni qualunque circuito a regime alternativo sinusoidale permanente può essere studiato mediante le leggi di Ohm e di Kirchhoff ponendo le impedenze  $\bar{Z}$  o le ammettenze  $\bar{Y}$  al posto delle resistenze  $R$  o delle conduttanze  $G$ , e considerando correnti, tensioni, impedenze e ammettenze come grandezze vettoriali dotate di modulo e argomento.

Richiamati così i principi fondamentali del metodo di Steinmetz-Kennely iniziamo lo studio di alcuni circuiti particolarmente importanti per le applicazioni pratiche.

### 3. CIRCUITI ELEMENTARI RC RL.

Consideriamo i quattro circuiti di fig. 3, che raggrupperemo a due a due, supponendoli alimentati da correnti  $\bar{I}$  o da tensioni  $\bar{E}_1$  di ampiezza costante e di pulsazione  $\omega$  variabile.

Determiniamo il valore della tensione  $\bar{E}_2$  ai morsetti di uscita, o meglio il rapporto di questa tensione a quella che si avrebbe facendo

$$C = 0 \text{ o } L = 0 \text{ nel caso a)}$$

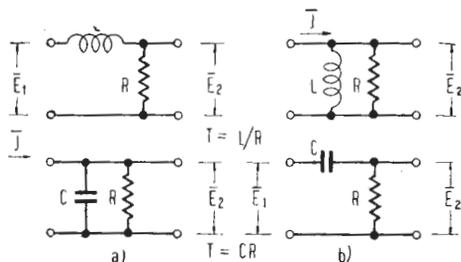
$$C = \infty \text{ o } L = \infty \text{ nel caso b)}$$

e consideriamo prima i circuiti CR.

Per il circuito a) si ottiene successivamente:

$$\bar{E}_2 = \frac{\bar{I}}{Y} = \bar{I} \frac{1}{\frac{1}{R} + j \omega C}$$

Fig. 3. - Circuiti elementari LC ed RL.



cioè

$$\frac{\bar{E}_2}{\bar{E}_1} = \frac{1}{1 + j\omega CR} \quad (1-5)$$

e per il circuito b)

$$\bar{E}_2 = \bar{E}_1 \frac{R}{Z} = \bar{E}_1 \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

cioè

$$\frac{\bar{E}_2}{\bar{E}_1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega CR}} \quad (1-6)$$

Analogamente si troverebbe per i circuiti LR:

caso a)

$$\frac{\bar{E}_2}{\bar{E}_1} = \frac{1}{1 + \frac{j\omega L}{R}} \quad (1-5')$$

caso b)

$$\frac{\bar{E}_2}{\bar{E}_1} = \frac{1}{1 + \frac{R}{j\omega L}} \quad (1-6')$$

Se si pone per le espressioni  $CR$  o  $\frac{L}{R}$  il valore  $T$  (la costante di tempo) le quattro formule trovate si riducono a due sole, e precisamente (ponendo  $\bar{E}_1 = \bar{I}R$  per cui i circuiti alimentati a corrente costante) si ha

circuiti a)

$$\frac{\bar{E}_2}{\bar{E}_1} = \frac{1}{1 + j\omega T} ; \left| \frac{\bar{E}_2}{\bar{E}_1} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega T)^2}} \quad (1-7)$$

$\text{tang } \varphi = -\omega T$

circuiti b)

$$\frac{\bar{E}_2}{\bar{E}_1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega T}} ; \left| \frac{\bar{E}_2}{\bar{E}_1} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega T)^2}}}$$

$\text{tang } \varphi = \frac{1}{\omega T}$

(1-8)

I grafici di figg. 4 e 5 riportano modulo ed argomento (in gradi) del rapporto  $\frac{\bar{E}_2}{\bar{E}_1}$  in funzione di  $\omega T$ .

In ordinata tale rapporto è espresso in decibel cioè si è posto

$$|\alpha| = 20 \log_{10} \left| \frac{\bar{E}_2}{\bar{E}_1} \right|$$

Con queste curve, una volta assegnata l'attenuazione  $\alpha$  o lo sfasamento  $\varphi$  tra grandezze di entrata e di uscita, che si vuole ottenere per un determinato valore di  $\omega$  (rappresentante il limite superiore di gamma dei circuiti a) e quello inferiore dei circuiti b)), si ricava immediatamente  $\omega T$  e quindi, essendo noto  $\omega$ , si determina  $T$  (\*).

Le curve date permettono dunque di progettare qualunque circuito del tipo fig. 3.

(\*) La tensione di riferimento, cioè quella supposta con fase 0, è la tensione di ingresso  $\bar{E}_1$ .

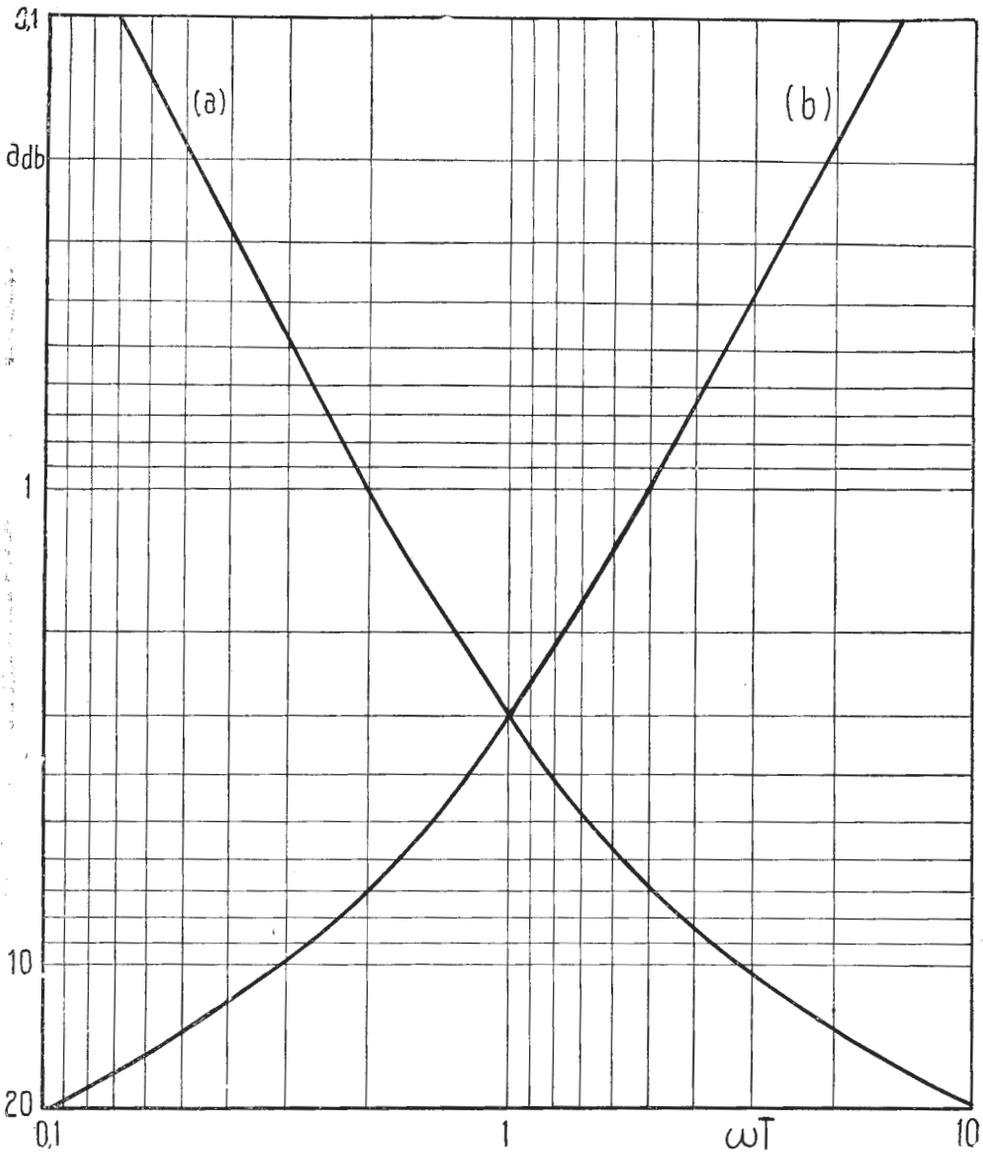


Fig. 4. - Attenuazione  $a$  in circuiti RC, RL in funzione della pulsazione  $\omega = 2\pi f$ , e della costante di tempo  $T$ .

#### 4. CIRCUITO DI ACCOPPIAMENTO A RESISTENZA E CAPACITÀ.

Esaminiamo ora il comportamento del circuito di fig. 6, al quale può ridursi la maggior parte dei circuiti di accoppiamento a resistenza e capacità, usati in amplificatori di B.F., quando è piccola la capacità parassita  $C_{gk}$  tra griglia della 2<sup>a</sup> valvola e massa (\*).

Supporremo ancora di alimentare il sistema a corrente costante, caso al quale ci si può sempre ricondurre mediante l'opportuna scelta del circuito equivalente del generatore che alimenta il circuito. Ad esempio un tubo elettronico di resistenza interna  $\rho$ , coefficiente di amplificazione  $\mu$  e impedenza  $S$ , che è caricato da un'impedenza  $Z$  ed è comandato dalla tensione di griglia  $E_g$ , può essere considerato un generatore di tensio-

ne costante  $\bar{\mu} \bar{E}_g$  caricato sull'impedenza  $\rho + \bar{Z}$ ,  
 o come un generatore di corrente costante  $S \bar{E}_g$   
 caricato sulla ammettenza  $\frac{1}{\rho} + \frac{1}{\bar{Z}}$ .

Riferendosi alla fig. 6 si deve avere, per l'equilibrio delle correnti:

$$\bar{I} = \bar{I}_1 + \bar{I}_2 + \bar{I}_3 = \frac{\bar{E}_1}{R_a} + \frac{\bar{E}_2}{R_g} + j \omega C_a \bar{E}_1.$$

cioè essendo

$$\bar{E}_1 = \bar{E}_2 + \frac{\bar{I}_1}{j \omega C_g} = \bar{E}_2 \left( 1 + \frac{1}{j \omega C_g R_g} \right)$$

si ha anche, posto  $T_a = C_a R_a$ ,  $T_g = C_g R_g$ ,

$T_{ag} = R_a C_g$ :

$$\frac{\bar{I} R_a}{\bar{E}_2} = \frac{T_{ag} + T_a + T_g}{T_g} + j \omega T_a + \frac{1}{j \omega T_g}$$

Se si pone

$$\begin{aligned} \text{a): } \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{T_a T_g}} & \text{b): } Q &= \frac{\sqrt{T_a T_g}}{T_{ag} + T_a + T_g} \\ \text{c): } \gamma &= \frac{T_{ag} + T_a + T_g}{T_g} \end{aligned}$$

(1-9)

si ha infine, con semplici passaggi algebrici

$$\frac{\bar{I} R_a}{\bar{E}_2} = \gamma \left[ 1 + Q \left( j \frac{\omega}{\omega_0} + \frac{1}{j \omega} \right) \right] \quad (1-10)$$

Questa formula dà il rapporto fra la tensione che si avrebbe ai capi di una resistenza pura  $R_a$ , percorsa dalla corrente  $I$ , e la tensione effettivamente presente all'uscita del circuito.

A parte il fattore  $\gamma$  la (1-10) è analoga, come vedremo, all'espressione che dà il rapporto fra

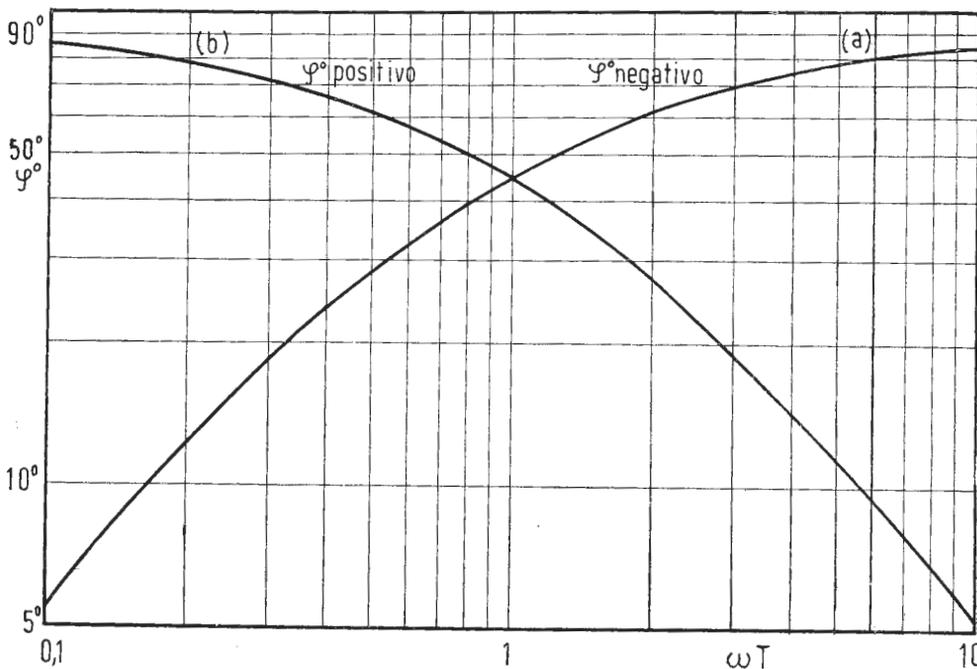


Fig. 5. - Sfasamento  $\varphi$  in gradi in circuiti RC, RL in funzione della pulsazione  $\omega = 2\pi f$ , e della costante di tempo  $T$ .

(\*) Quando questa condizione non è soddisfatta i risultati che otterremo sono ancora validi, ponendo al posto di  $C_a$  la somma  $C_a + C_{gk}$ , con approssimazione tanto migliore, quanto più  $C_{gk}$  è piccolo rispetto a  $C_g$  e  $C_a$ .

la tensione (o la corrente) in risonanza e fuori risonanza per i circuiti LRC in serie o in parallelo.

La differenza fra i due tipi di circuiti risiede esclusivamente nel valore del parametro Q che, mentre nei circuiti LRC è generalmente molto maggiore di 1/2, in quello di fig. 6 può al massimo raggiungere tale valore.

Questo spiega perchè non è possibile realizzare amplificatori di elevata selettività facendo uso di soli circuiti di accoppiamento RC.

Per dimostrare le precedenti asserzioni osserviamo che ponendo

$$\frac{T_{ag}}{T_g} = \frac{R_a}{R_g} = \alpha$$

la (9 b) può essere scritta, dividendo numeratore e denominatore per  $T_g$

$$Q = \frac{\sqrt{1 + \frac{T_a}{T_g}}}{1 + \alpha + \frac{T_a}{T_g}}$$

Questa espressione ha un massimo per

$$\frac{T_a}{T_g} = 1 + \alpha \quad (1-11)$$

come si verifica eguagliando a zero la derivata

$$\frac{dQ}{d\frac{T_a}{T_g}}. \text{ In corrispondenza di questo valore di } \frac{T_a}{T_g}$$

si ha:

$$Q_{max} = \frac{1}{2\sqrt{1+\alpha}} \quad (1-12)$$

Per  $\alpha \rightarrow 0$  e cioè, per  $R_g \rightarrow \infty$  si ha  $Q = \frac{1}{2}$ .

Il coefficiente  $\gamma$ , che in genere vale

$$1 + \alpha + \frac{T_a}{T_g}$$

assume per  $Q = Q_{max}$  il valore

$$2(1 + \alpha)$$

e, per  $\alpha \rightarrow 0$  il valore 2. Dunque quando il circuito ha la massima selettività possibile la tensione massima di uscita, che si ha per  $\omega = \omega_0$ , è la metà di quella che si avrebbe sul carico resistivo puro  $R_a$ , a pari corrente di alimentazione: l'amplificazione massima di stadio è ridotta a metà.

La curva di risposta dello stadio ha l'andamento del modulo della (1-10), cioè, indicando con  $E_{20}$  la tensione massima di uscita corrispondente alla condizione  $\omega = \omega_0$ , e posto

$$\frac{E_{20}}{E_2} = \frac{\omega_0}{\omega} = \beta \quad (1-13)$$

si ha

$$\frac{E_{20}}{E_2} = \sqrt{1 + Q^2 \beta^2} \quad (1-14)$$

e per l'angolo di fase tra tensione in risonanza e fuori risonanza, assunta la prima come tensione di riferimento

$$\tan \varphi = -Q\beta \quad (1-15)$$

La fig. 7 rappresenta l'andamento di queste due funzioni di  $Q\beta$ . L'attenuazione  $\alpha$  è al solito espressa in decibel. Le curve riportate permettono di determinare il valore di Q necessario ad avere data attenuazione o dato sfasamento agli estremi di una data gamma (cioè per un assegnato valore di  $\beta$ ). Esse sono curve universali: cioè permettono di progettare circuiti con qualunque Q e  $\omega_0$ .

Tuttavia in genere un circuito va progettato per una data larghezza di banda  $\Delta \omega = \omega_{max} - \omega_{min}$  e per una data attenuazione agli estremi  $\alpha$ .

Per soddisfare questa esigenza osserviamo che a due valori di  $\beta$ , eguali in valore ma opposti di segno corrisponde, dato Q, uno stesso valore di  $\beta^2$  e quindi di  $\alpha$ .

Se si pone  $\frac{\omega}{\omega_0} = x$  si ha allora dalla (1-13)

$$x^2 \pm \beta x - 1 = 0.$$

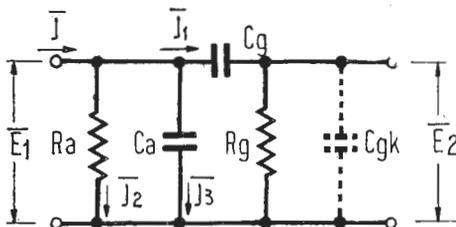


Fig. 6. - Circuito di accoppiamento RC.

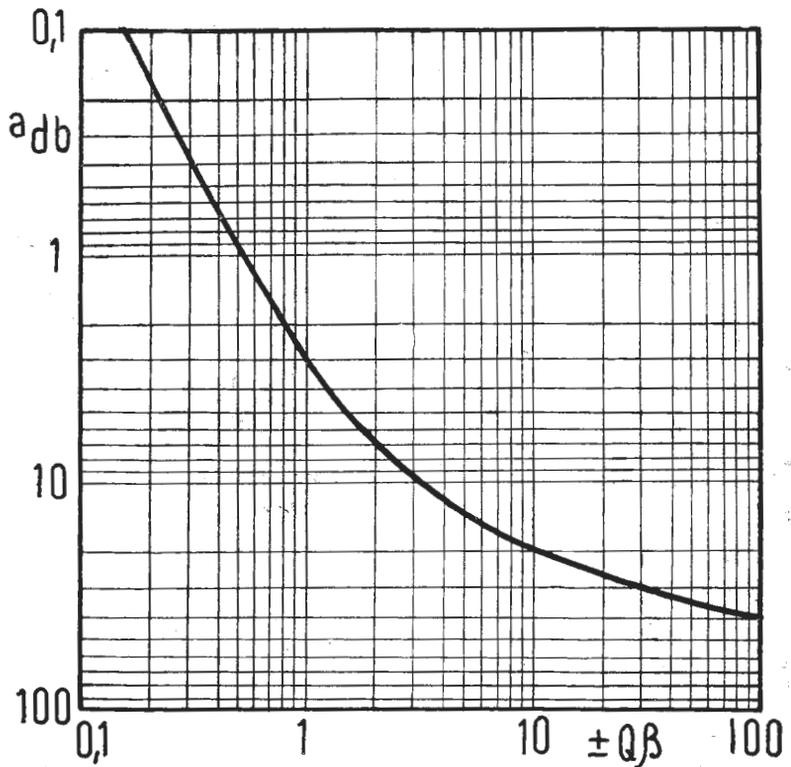


Fig. 7a. - Attenuazione  $a$  in decibel per il circuito di accoppiamento RC, in funzione di  $Q\beta$  (definizioni nel testo).

Delle quattro radici di queste due equazioni se ne hanno due positive; che corrispondono ai due limiti di gamma:

$$\frac{\omega_M}{\omega_0} = \frac{1}{2} (\beta + \sqrt{\beta^2 + 4}) \quad (1-16)$$

$$\frac{\omega_m}{\omega_0} = \frac{1}{2} (-\beta + \sqrt{\beta^2 + 4}).$$

Facendone il prodotto si trova

$$\boxed{\omega_0 = \sqrt{\omega_M \omega_m}} \quad (1-17)$$

La larghezza relativa di gamma vale per le (1-16)

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_c} = \frac{\omega_M}{\omega_0} - \frac{\omega_m}{\omega_0} = \beta$$

e poichè una volta assegnata l'attenuazione  $a$  richiesta ai limiti di gamma risulta fissato il prodotto  $Q\beta = f(a)$  (che è la funzione rappresentata in fig. 7a), si ottiene:

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \beta = \frac{f(a)}{Q}$$

L'abaco di fig. 8 rappresenta questa funzione di

tre variabili  $\frac{\Delta \omega}{\omega_0}$ ,  $a$ ,  $Q$  ed è costruito tenuto

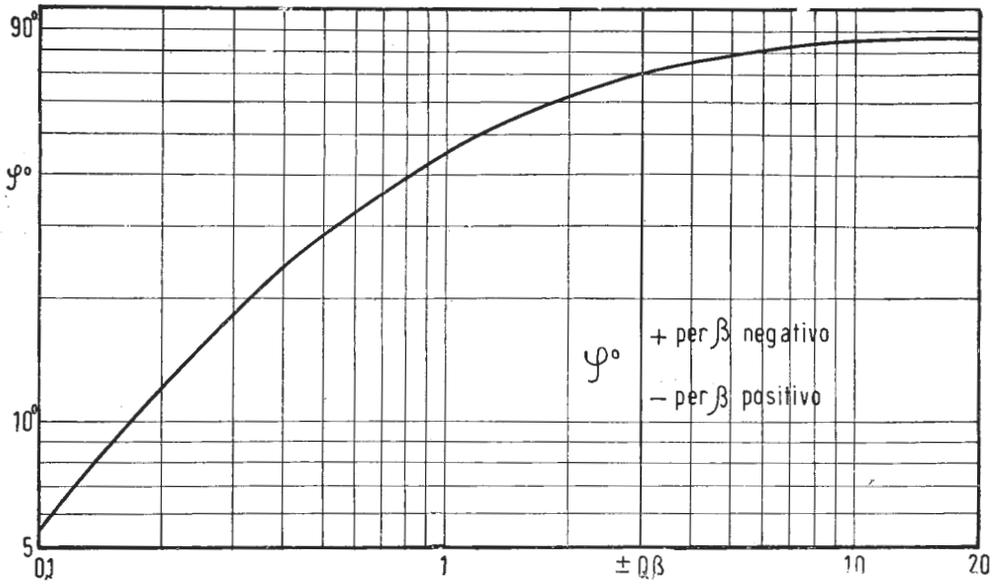


Fig. 7b. - Sfasamento  $\varphi^\circ$  in gradi, in funzione di  $Q\beta$ , per il circuito di accoppiamento RC.

conto dei valori di  $f(\alpha)$  che si ricavano, dato  $\alpha$ , dalla fig. 7.

L'uso dell'abaco è semplice: dati per es.  $\omega M$ ,  $\omega_m$  e  $Q$  si calcolano

$$\omega_0 = \sqrt{(\omega M \omega_m)} \text{ e } \Delta \omega / \omega_0.$$

Mandando le parallele agli assi per i punti che rappresentano i dati valori di  $Q$  e  $\Delta \omega / \omega_0$  si ricava (eventualmente per interpolazione) l'attenuazione del circuito ai limiti di gamma. Analogamente si procede date altre due delle grandezze  $\alpha$ ,  $Q$ ,  $\frac{\Delta \omega}{\omega_0}$ .

$$\alpha, Q, \frac{\Delta \omega}{\omega_0}.$$

L'abaco vale anche per i circuiti CLR, di cui sarà detto in seguito: la linea  $Q = 1/2$  lo

divide in due parti: per  $0 \leq Q \leq \frac{1}{2}$  è possi-

bile l'uso di circuiti LCR o RC; per

$\frac{1}{2} < Q \leq \infty$  occorre usare circuiti LCR.

(continuazione al N. 2)



*Il magnetron a cavità multiple ha avuto un vastissimo sviluppo durante la guerra per la generazione di onde da 30 cm. a 1 cm. nei radar. Nel seguente articolo si cerca di dare un quadro intuitivo del suo funzionamento, con particolare riguardo al problema dei vari « modi » di oscillazione e ai metodi a cui si ricorre per ottenere dal magnetron una oscillazione pura.*

Il magnetron a cavità multiple appartiene ad una categoria di tubi sviluppati nel corso della guerra ora cessata. Benchè i primi studi sul magnetron come generatore di microonde risalgano al 1921, e benchè esso abbia dimostrato subito di essere in grado di alimentare con ottimo rendimento oscillatori di potenza fino alle lunghezze d'onda più brevi, la sua applicazione pratica su vastissima scala ha trovato sviluppo soltanto quando, nei primi mesi di guerra, alcuni scienziati inglesi dell'Università di Birmingham resero noto nei circoli militari alleati quali meravigliosi risultati era possibile ottenere combinando opportunamente il principio del magnetron con quello delle cavità risonanti.

Ad onor del vero tentativi di questo genere erano stati fatti anche prima in diverse nazioni, ma con risultati meno felici; presto però lo sforzo di preparazione bellica ha messo questo genere di ricerche sotto il sigillo del segreto militare per cui non è facile fare ora una storia obbiettiva dello sviluppo di questi tubi.

## PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

È noto che si possono caratterizzare diversi tipi di funzionamento dei magnetron, che permettono di distinguere più categorie di oscillatori: l'oscillatore però che offre il maggior interesse pratico è il magnetron ad anodo plurisezionato, studiato dal Posthumus fin dal 1935, e noto con il nome di magnetron a campo rotante. In esso le condizioni di oscillazione sono stabilite da una sincronia tra la rotazione del campo sulle varie sezioni dell'anodo, e quella degli elettroni presenti nel tubo.

Il magnetron a cavità multiple non è in fondo che un magnetron con anodo plurisezionato, in cui le varie sezioni sono le aperture di una corona di cavità alloggiate nel corpo stesso del blocco anodico.

La fig. 1 mostra chiaramente la conformazione di un magnetron a 8 cavità. Come si vede, si possono distinguere in esso le seguenti parti principali: una corona di risonatori, uno spazio di simmetria cilindrica tra catodo ed anodo, il blocco del catodo con sistema di riscaldamento indiretto, e infine un circuito di utilizzazione, consistente

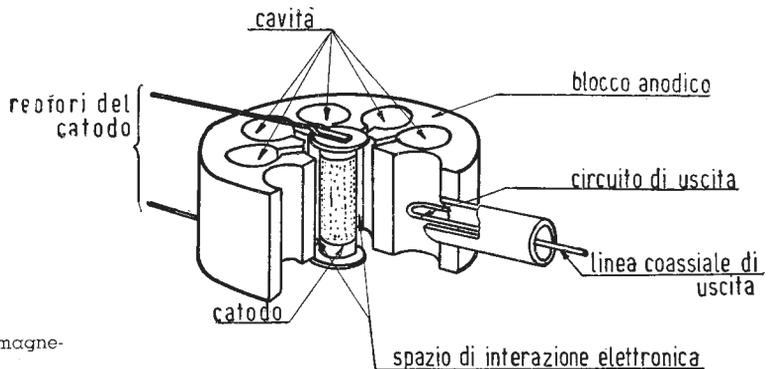


Fig. 1. - Sezione di un magnetron a 8 cavità.

in una piccola spira posta in una delle cavità, che convoglia all'esterno mediante una linea coassiale l'energia generata dal magnetron.

Per il funzionamento del tubo occorre l'esistenza di una forte differenza di potenziale tra catodo e anodo, e di un campo magnetico di intensità determinata, orientato ortogonalmente al campo elettrico anzidetto. Generalmente il magnetron a cavità multiple è alimentato con un potenziale anodico impulsivo: questo permette di dare al tubo tensioni istantanee di decine di migliaia di volt con aumento di stabilità e di rendimento, e senza tuttavia raggiungere dissipazioni proibitive.

Il processo di generazione ha luogo nello spazio tra catodo e anodo. Ivi gli elettroni muovendosi sotto l'azione contemporanea del campo elettronico radiale continuo, del campo magnetico trasversale continuo, e del campo elettromagnetico oscillatorio presente nel sistema dei risonatori anodici, porta ad una trasformazione di energia dalla sorgente di corrente continua, al campo a radiofrequenza. Lo studio del moto elettronico risulta particolarmente complesso, ma si può dire che le traiettorie degli elettroni sono approssimativamente delle epicicloidi spiraleggianti attorno al catodo.

Gli elettroni cedono energia al campo oscillatorio quando la loro velocità angolare media è tale da far sì che essi passino davanti alle successive sezioni dell'anodo in relazione di fase pressochè costante con il campo a radiofrequenza, e tale che la componente tangenziale di questa si contrapponga al moto elettronico. Mostriamo tra breve come nel magnetron si stabilisca un meccanismo di selezione per cui si vengono a formare gruppi elettronici che permangono lungamente in tale situazione favorevole per cedere energia al campo oscillante; e contemporaneamente sono al più presto ricacciati sul catodo quegli elettroni che assorbono energia dal campo che si vuol generare.

## MODI DI OSCILLAZIONE DEL MAGNETRON

Prima però di addentrarci maggiormente nel processo di interazione tra elettroni e campo oscil-

lante, è bene chiarire un po' le idee su come il campo oscillante si stabilisce lungo l'anodo.

Può essere utile a tale riguardo rappresentarsi il sistema circolare di cavità del magnetron, in una successione lineare di cavità accoppiate come si è fatto in figura 2.

Ogni elemento della successione è una cavità cilindrica di cui interessa conoscere il campo elettrico che si localizza ai bordi di una sezione aperta lungo la generatrice. Se si considera una cavità isolata è noto che essa ammette una serie di modi di oscillazione di risonanza, tra cui si può distinguere un modo fondamentale che è quello che ha interesse pratico nel nostro caso.

È noto inoltre che eccitando con un transitorio un sistema di due risonatori accoppiati ha origine il fenomeno del battimento, per cui in ogni singola cavità, si localizza un'oscillazione che è la sovrapposizione di due componenti di frequenza rispettivamente  $\omega_0 + \omega_B$  e  $\omega_0 - \omega_B$ , ove  $\omega_0$  è la frequenza propria delle cavità, e  $\omega_B$  è la frequenza di battimento. Si possono dunque distinguere due modi; in quello di frequenza più bassa le due cavità oscillano in fase, in quello di frequenza più alta oscillano sfasate di  $\pi$ ; la separazione delle due frequenze aumenta con l'accoppiamento. Se invece di eccitare il sistema con un transitorio, lo si forza ad oscillare su determinate frequenze, la sua ammettenza passa per un minimo quando la frequenza dell'eccitazione esterna coincide con l'una o l'altra delle due frequenze nodali suddette.

Passando dal caso di due cavità a quello di  $N$  cavità accoppiate si intuisce che dovranno esistere  $N$  modi di oscillazione, caratterizzati ognuno da una speciale relazione di fase fra le cavità adiacenti.

Per ricercare tali modi occorrerebbe scrivere per ogni cavità una equazione differenziale in termini di una variabile, ad es. la tensione o la corrente, delle costanti della cavità stessa, nonché dell'interazione mutua tra i vari risonatori; e ricavare dalla soluzione del sistema di equazioni differenziali di second'ordine così ottenuto la relazione di fase tra le cavità adiacenti. I valori di fase suddetti dipendono dalle

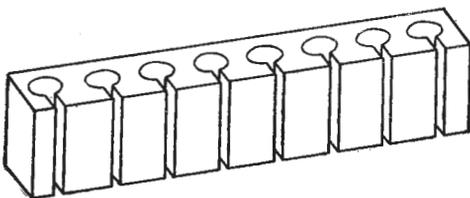


Fig. 2. - Complesso risonatore di un magnetron ad 8 cavità sviluppato in una successione lineare.

condizioni al limite; se  $N$  fosse infinito tutti gli sfasamenti sarebbero possibili; per  $N$  finito invece i valori di sfasamento sono limitati ad una successione discreta, in corrispondenza di quelle onde che, riflettendosi ai terminali del sistema, interferiscono senza annullarsi, in analogia a quanto avviene nel noto fenomeno delle corde vibranti.

Nell'anodo di un magnetron il sistema di cavità è chiuso in un cerchio. Questo corrisponde al caso di una successione lineare di infinite cavità, in cui ogni risonatore è condizionato ad oscillare in identità di fase con tutti quelli distanti  $n N$ . Tale caso limita i modi di oscillazione a quelli che presentano uno sfasamento per un giro completo dell'anodo ( $N$  cavità) di  $2\pi n$ , per  $n$  intero, compreso lo zero; cioè uno

$$2\pi n$$

sfasamento tra cavità adiacenti di  $\frac{2\pi n}{N}$ . Questa

condizione stabilisce che il potenziale lungo l'anodo del magnetron a cavità multiple deve assumere un andamento ondoso che contiene  $n$  cicli completi in un intero giro. Il numero  $n$  corrisponde a sfasamenti diversi per tutti i valori compresi tra  $0$  e  $N/2$  (quest'ultimo caso, corrispondente ad uno sfasamento di  $\pi$  tra cavità adiacenti, è detto modo di oscillazione  $\pi$ ).

Il sistema di equazioni differenziali di cui si è precedentemente parlato, oltre a fornire i valori di sfasamento tra cavità adiacenti, serve a determinare anche le frequenze relative ad ogni modo di oscillazione ammesso. In un magnetron a  $N$  cavità si possono quindi distinguere

$\frac{N}{2} + 1$  modi, caratterizzato ognuno da una

propria frequenza, che è differente da quella di una singola cavità oscillante isolatamente.

Generalmente l'onda di potenziale anodico non è una semplice sinusoidale, ma può essere sviluppata in serie di Fourier come somma di un infinito numero di componenti sinusoidali ruotanti in direzioni opposte.

Considerando un modo  $n$  qualsiasi, si può scrivere:

$$V = \sum_k A_k e^{j(\omega t - k\theta + \gamma)} + \sum_k B_k e^{j(\omega t + k\theta + \delta)} \quad (1)$$

ove

$$k = n + pN \quad \text{con } p = 0, \mp 1, \mp 2, \dots \quad (2)$$

mentre  $\gamma$  e  $\delta$  sono costanti di fase arbitrarie. L'espressione (1) mostra il campo come l'insieme di due onde opposte le cui componenti ruotano

con velocità angolare  $\mp \frac{\omega}{k}$ .

I termini  $k = n$  sono detti fondamentali; quelli per  $|k| > n$  sono conosciuti col nome di armoniche di Hartree. Si può mostrare che dette

armoniche si attenuano rapidamente procedendo dall'anodo verso il catodo, secondo un fattore che cresce con la potenza di  $k$ , per cui più ci si avvicina al catodo più il campo si approssima alla componente fondamentale.

Si è detto che nel caso di un magnetron a  $N$  cavità è possibile distinguere soltanto  $\frac{N}{2} + 1$

modi di oscillazione diversi, anziché  $N$ ; ciò è dovuto alla simmetria del sistema di risonatori. Nel caso di un anodo perfettamente simmetrico, infatti, ogni modo  $n$ , salvo i casi  $n = 1$  e  $n = N/2$ , è definito da una radice doppia delle equazioni differenziali precedentemente citate, radice doppia che dà luogo a quello che si suol dire un doppietto degenerato di frequenze. Che ciò debba accadere lo si può comprendere considerando che l'espressione (1), che è la soluzione generale del sistema suddetto, ha quattro costanti arbitrarie, mentre, trattandosi di equazioni differenziali del second'ordine, non risulta possibile definirne che due sole.

Per togliere la degenerazione basta portare nel sistema una perturbazione, ad es. introducendo in una delle cavità la spira di carico illustrata in fig. 1. Questo elemento perturbatore determina nel sistema di equazioni l'ulteriore condizione al contorno necessaria per rimuovere ogni arbitrarietà nella scelta delle costanti,

Indicando con  $\phi$  lo sfasamento totale del sistema in assenza di perturbazione, e limitandosi a considerare una perturbazione opportunamente piccola, essa contribuirà con un ulteriore piccolo sfasamento  $\delta\phi$ , tale però che la somma  $\phi + \delta\phi$  permanga eguale a  $2\pi n$  per l'intero giro dell'anodo.

Ora ogni onda di ampiezza  $A_k$ , incidente nel punto di perturbazione considerato come origine, si potrà scindere in due componenti, una che supera la perturbazione, e una che in essa si

riflette, di ampiezze rispettivamente  $\frac{\varepsilon}{2} A_k$  e  $(1 - \frac{\varepsilon}{2}) A_k$ , essendo  $\varepsilon$  un numero comples-

so conveniente piccolo. Due onde incidenti opposte, assumeranno le ampiezze definite dalle equazioni,

$$A_k = \left[ -\frac{\varepsilon}{2} B_k + \left(1 - \frac{\varepsilon}{2}\right) A_k \right] e^{j\phi}$$

$$B_k = \left[ -\frac{\varepsilon}{2} A_k + \left(1 - \frac{\varepsilon}{2}\right) B_k \right] e^{j\phi}$$

$$\text{Ma } \phi = 2\pi n - \delta\phi = 2\pi n - \frac{\partial\phi}{\partial\omega} \delta\omega$$

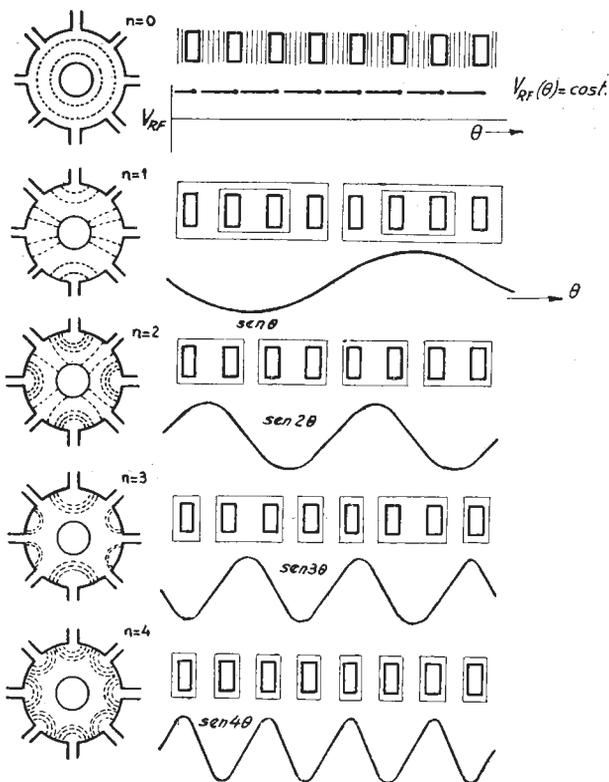


Fig. 3. - Distribuzione del campo in un magnetron ad 8 cavità per le componenti fondamentali dei modi  $n = 1, 2, 3, 4$ .

per cui, fermandosi ai termini di prim'ordine, si ottiene:

$$\left\{ i \frac{\partial \phi}{\partial \omega} \delta(\omega) - \frac{\epsilon}{2} \right\} A_k - \frac{\epsilon}{2} B_k = 0$$

$$\left\{ i \frac{\partial \phi}{\partial \omega} \delta(\omega) - \frac{\epsilon}{2} \right\} B_k - \frac{\epsilon}{2} A_k = 0$$

che offre una soluzione solo quando il determinante del sistema è nullo, cioè solo quando:  $\delta(\omega) = 0$  ossia  $\omega = \omega_n$ , e in tal caso  $A_k = -B_k$  oppure,

$$\delta(\omega) = - \frac{i \epsilon}{\frac{\partial \phi}{\partial \omega}} \text{ e in tal caso } A_k = -B_k$$

Da questa analisi si deduce che non possono esistere che onde incidenti di eguale ampiezza: il campo risultante è stazionario con un nodo nel punto di perturbazione quando  $\omega = \omega_n$ ,

$$\text{e un ventre quando } \omega = \omega_n - \frac{i \epsilon}{\frac{\partial \phi}{\partial \omega}}$$

Quindi in un anodo perturbato si hanno due modi per ogni  $n$ , esclusi però i casi  $n=0$  ed  $n=N/2$ . Nel primo caso, essendo il potenziale anodico indipendente dall'argomento angolare, la soluzione  $A_k = -B_k$  significa campo nullo in tutti i punti, e quindi non ha interesse fisico; nel secondo caso la soluzione  $A_k = B_k$  significa potenziale zero in tutti i segmenti anodici, il che è egualmente privo di valore per il nostro studio.

In definitiva dunque il potenziale anodico di un magnetron ad  $N$  cavità ammette un'onda stazionaria per i due modi in cui le cavità adiacenti sono in fase ( $n=0$ ), o sfasate di  $\pi$  ( $n=N/2$ ), mentre per gli altri modi di oscillazione può consistere sia di un'onda stazionaria (per  $A_k = B_k$ ), sia un'onda progressiva (per  $A_k = -B_k$ ) le cui componenti ruotano con velocità angolare  $2\pi f/k$ .

In fig. 3 è riportata la configurazione del cam-

po di un magnetron ad 8 cavità, per alcuni modi caratteristici.

Se il sistema di  $N$  cavità di un magnetron venisse eccitato con un transitorio, esso vibrerebbe contemporaneamente in tutti i suoi modi, in analogia con quanto avviene nel caso di due risonatori accoppiati. Quando invece il sistema è forzato ad oscillare su determinate frequenze, la sua ammettenza passa per un minimo ogni volta che la frequenza dell'eccitazione esterna coincide con quella di uno degli  $n$  modi.

#### VELOCITA' ANGOLARI DEGLI ELETTRONI.

In pratica si tende sempre a fare oscillare il magnetron nel suo modo di oscillazione  $\pi$  e a sfruttare nel processo di interazione elettronica una delle due componenti fondamentali dell'onda stazionaria presente. Si è già precedentemente accennato che il criterio di generazione di un magnetron a cavità multiple è quello di far ruotare gli elettroni in sincronia con il potenziale anodico, in modo che si mantengano in una fase opportuna per cedere energia al campo oscillante. Queste condizioni sono chiaramente illustrate nelle figg. 4, 5, 6.

In fig. 4, che si riferisce al caso di un magnetron ad 8 risonatori oscillante nel modo  $\pi$ , si consideri un elettrone che attraversa l'apertura della cavità posta fra i segmenti anodici 1 e 2, nell'istante  $t$  in cui il campo è orientato in modo da provocare la massima decelerazione. È chiaro che l'elettrone conserverà anche

nella successiva apertura la stessa relazione di fase col campo, se il tempo necessario per

raggiungerla risulta di  $(p + \frac{1}{2})T$ , ove  $p$  è

un numero intero, zero compreso, e  $T$  è il periodo di oscillazione del campo. In figura sono tracciate quattro linee, corrispondenti a  $p = 0, 1, 2, 3$ , che attraversano le aperture delle successive cavità nelle condizioni desiderate. Invece di  $p$  si suole impiegare il parametro  $k$ , che è il numero di cicli che impiega l'elettrone per muoversi di un ciclo nel passaggio da una apertura alla successiva. Per il modo  $\pi$  risulta

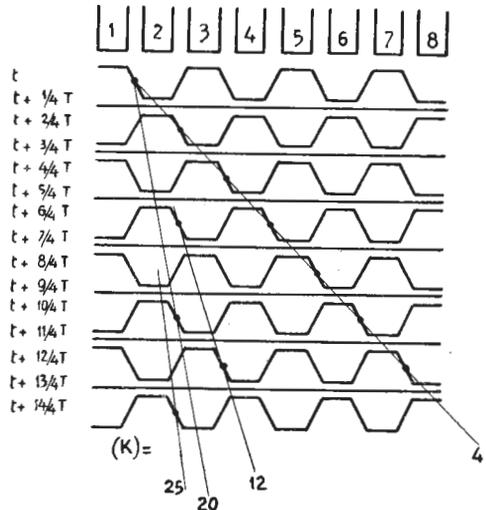
$$\frac{k}{N} = p + \frac{1}{2}, \text{ da cui } k = n + pN, \text{ rela-}$$

zione che ovviamente coincide con la (2). Dato che il modo considerato in figura è stazionario, e quindi ammette le stesse componenti in entrambe i sensi, anche la rotazione dell'elettrone può avvenire nei due sensi per ogni valore di  $k$ . Dalla fig. si può anche comprendere che un elettrone che ha velocità diversa da quella corrispondente alle linee  $k$  esce di sincronia col campo, e in media viene tanto accelerato quanto ritardato, in modo da non avere con quello scambi energetici sensibili.

Le fig. 5 e 6 sono analoghe alla 4, ma si riferiscono al modo  $n = 2$  dello stesso magnetron, la prima nel caso di potenziale stazionario, la seconda nel caso di potenziale non stazionario. Anche per questo modo di oscillazione un'interazione elettronica favorevole si ha per

Fig. 4.

Nella fig. è rappresentata l'onda di potenziale anodico di modo  $\pi$  ( $n = 4$ ) in un magnetron ad 8 cavità, in istanti diversi, e i cammini elettronici che interagiscono utilmente col campo. I rettangoli superiori indicano i segmenti di anodo tra le aperture delle cavità. Il potenziale anodico ha l'andamento di un'onda stazionaria qui riportata per ogni quarto di periodo ( $T/4$ ). Si noti che il potenziale è costante su ogni segmento di anodo, e varia linearmente nel passaggio da un segmento al successivo. Gli elettroni interagiscono utilmente quando il campo tende a ritardarli al massimo, come ha luogo nelle zone indicate in fig. con un punto nero. Le linee  $k = 4, 12, 20, 28$  rappresentano il cammino medio degli elettroni che si muovono con velocità angolare  $2\pi/4, 2\pi/12, 2\pi/20, 2\pi/28$ . Poiché il campo è stazionario gli elettroni che possiedono le dette velocità interagiscono utilmente col campo in entrambe i sensi di rotazione, orario e antiorario.



valori di  $k$  dati dalla (2), ma, a differenza di quanto avviene per il modo  $\pi$ , la serie di tali valori dipende dal segno di  $p$ . Se il potenziale è stazionario per ogni  $k$  si ha la possibilità di un moto elettronico in entrambe i sensi (cfr. fig. 5); nel caso di un'onda progressiva invece solo i valori positivi di  $k$  corrispondono ad un moto elettronico concorde col campo, mentre per  $k$  negativo il moto elettronico è opposto a quello del campo.

### PROCESSO DI FORMAZIONE DEI GRUPPI ELETTRONICI

Ad un primo esame potrà parere difficile studiare l'interazione tra gli elettroni e il campo oscillante di un magnetron, data la quantità di componenti dei diversi modi di oscillazione presenti lungo l'anodo. Ma, come vedremo in seguito, è sempre possibile separare le frequenze dei vari modi l'una dall'altra, ed ottenere una oscillazione in cui sia presente un modo soltanto, e precisamente il modo  $\pi$ . Inoltre il fatto che il moto elettronico dovuto ai campi elettrico e magnetico continui è rotatorio, permette di tener conto di una soltanto delle due onde progressive opposte componenti il modo stazionario  $\pi$ , giacchè risulta possibile, almeno teoricamente, aggiustare la tensione anodica  $V$ , e il campo magnetico  $B$  in modo da rendere la velocità angolare media degli elettroni eguale a quella di qualsivoglia componente progressiva del campo. Quando ciò sia stato ottenuto, soltanto il campo relativo alla componente prescelta ha un effetto apprezzabile sul moto elettronico, mentre la componente della stessa armonica che ruota in senso opposto, nonché quelle delle altre armoniche, interagiscono con l'elet-

trone tanto rapidamente da annullarsi reciprocamente dopo un tempo finito.

In base a quanto detto il meccanismo del magnetron si riduce al moto di elettroni sotto l'azione, oltre che nel campo elettrico e magnetico continui, di un'onda sinusoidale che ruota con velocità costante lungo lo spazio di interazione. Perchè si abbia generazione occorre che gli elettroni che partono dal catodo in fase tale da trovarsi poi in una regione ove il campo a radiofrequenza tende a decelerarli, possano muoversi insieme ad esso, continuando a cedere energia al campo. L'orbita di questi elettroni è schematizzata in fig. 7. D'altra parte gli elettroni che lasciano il catodo in modo da essere accelerati dalla componente trasversale del campo a radiofrequenza, debbono essere respinti indietro, e ricacciati sul catodo (fig. 8). Questo processo di selezione e repulsione che produce la formazione di gruppi elettronici nelle zone favorevoli per la generazione, è dovuto all'effetto di decelerazione e accelerazione provocato dalla componente radiale della radiofrequenza che si oppone o favorisce il campo anodico continuo. Quando tale componente tende ad aumentare il campo radiale totale, la velocità media di traslazione degli elettroni aumenta; similmente quando il campo radiale decresce, decresce anche la velocità elettronica di rotazione. Questi mutamenti di velocità agiscono in modo da mantenere gli elettroni nella zona più favorevole per interagire col campo oscillante. Per chiarire la cosa consideriamo un elettrone che si trova di fronte ad una sezione anodica nell'istante di massimo del campo oscillante, quando questo è orientato in modo da provocare sull'elettrone la decelerazione longitudinale più forte. (Confr. fig. 9). Prima dell'attraversamento

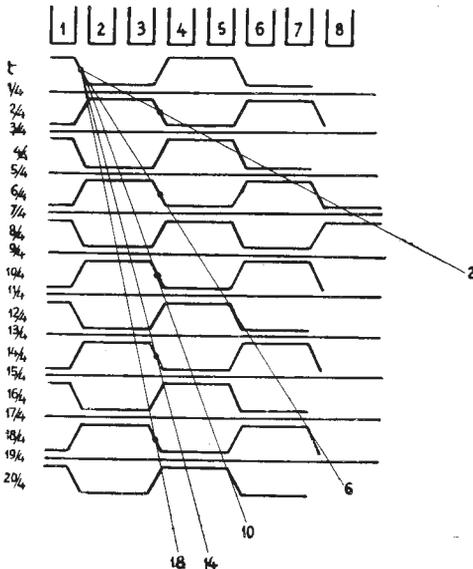


Fig. 5.

Rappresentazione simile a quella della fig. 4, ma relativa al modo stazionario  $n = 2$ . Gli elettroni che interagiscono utilmente col campo hanno velocità angolare media  $2\pi t/2, 2\pi t/6, 2\pi t/10, 2\pi t/14$ , ecc. in entrambi i sensi di rotazione.

l'elettrone ha subito un aumento di velocità per effetto della componente radiale del campo a radicefrequenza diretta verso l'anodo; dopo l'attraversamento subirà un analogo ritardo trovando lo stessa componente orientata in senso opposto. Un elettrone che segua quello considerato, incontrando il campo oscillante nel suo istante di massimo prima di compiere l'attraversamento della sezione, troverà dopo l'attraversamento una componente radiale meno intensa, e ne otterrà in definitiva un aumento nella velocità media di translazione che tenderà a sospingerlo in avanti verso la zona più favorevole per cedere energia al campo. Viceversa un elettrone che preceda quello prima considerato subirà nell'attraversamento un effetto che tenderà a ridurre la sua velocità media, e sarà anch'esso trascinato verso la zona più favorevole per cedere al campo la sua energia cinetica. In base a questo processo tutti gli elettroni dell'intorno considerato tenderanno a raggrupparsi, e a compiere più rotazioni nella stessa relazione di fase col campo oscillante, fino a che, distrutta la loro energia cinetica, finiranno col ricadere sull'anodo.

Ci si può dunque raffigurare il meccanismo elettronico di un magnetron a N cavità, oscillante nel suo modo  $\pi$ , come il moto intorno al catodo di  $N/2$  nubi elettroniche rotanti in sincronismo con l'onda fondamentale di potenziale anodico, e recanti una protuberanza nelle regioni di massimo campo ritardante. Questa immagine intuitiva è notevolmente conforme a quanto risulta da una teoria più completa dei moti elettronici, in cui si tenga conto della carica spaziale.

Come si è visto, buona parte degli elettroni

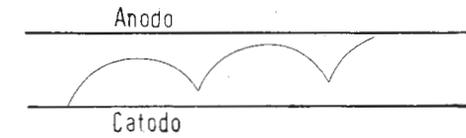
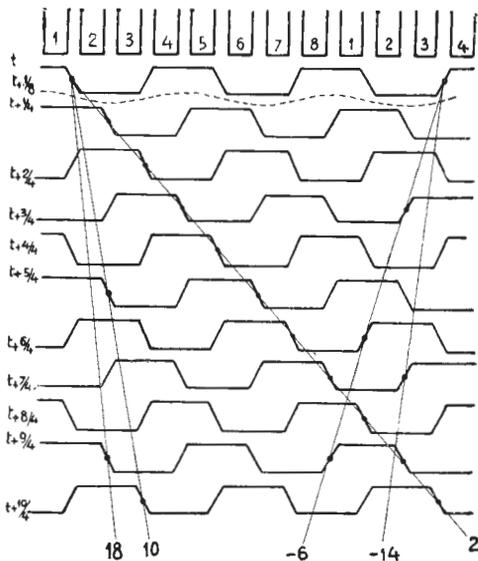


Fig. 6. - Rappresentazione simile a quella di figg. 4 e 5, ma relativa al modo progressivo  $n = 2$ . Mentre l'onda si sposta con velocità angolare  $2\pi f/2$ , gli elettroni dotati di velocità  $2\pi f/2, 2\pi f/10, 2\pi f/18, \dots$  nello stesso senso di rotazione, o con velocità  $2\pi f/6, 2\pi f/14, \dots$  nel senso opposto, interagiscono utilmente col campo.

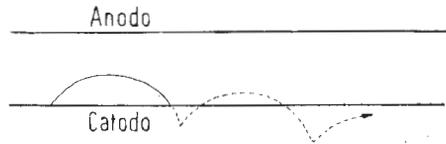


Fig. 7. - Orbita approssimata di un elettrone che cede energia al campo oscillante. L'energia cinetica che l'elettrone cede è stata acquistata a spese del campo elettrico continuo esistente tra catodo ed anodo.

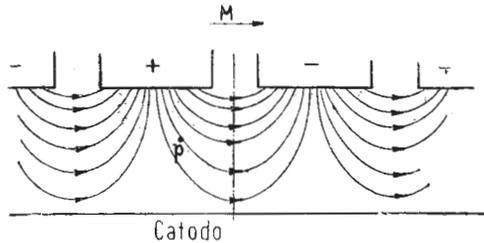


Fig. 8. - Orbita approssimata di un elettrone che assorbe energia dal campo oscillante. L'energia assorbita diventa energia potenziale rispetto al campo elettrico continuo tra catodo ed anodo per cui l'elettrone viene respinto sul catodo. La curva tratteggiata rappresenta l'andamento che avrebbe la traiettoria dell'elettrone se non venisse interrotta dalla superficie catodica.

Fig. 9. - Andamento delle linee di forza elettriche in corrispondenza di una sezione anodica nell'istante in cui un'oscillazione di modo  $\pi$  passa per un massimo. Sul piano M gli elettroni incontrano la più intensa forza ritardante. L'elettrone P attraverserà il piano M dopo l'istante di massimo campo.

ricade sul catodo. Nei magnetron di potenza la intensità del bombardamento elettronico è tale da permettere il funzionamento del tubo con filamento spento; e in alcuni casi speciali è necessario anche provvedere al raffreddamento forzato del catodo.

### LE CARATTERISTICHE DEL MAGNETRON.

È facile, basandosi sul sincronismo tra il moto elettronico e il campo a radiofrequenza, trovare la relazione che lega i parametri geometrici raggio del catodo  $R_c$ , raggio dell'anodo  $R_a$ , con il potenziale anodico  $V$ , il campo magnetico  $B$ , e la frequenza di oscillazione  $f$ . Si è visto che la velocità angolare della componente progressiva di ordine  $k$  è  $2\pi f/k$ ; se consideriamo la velocità media degli elettroni che si trovano a mezza via tra catodo ed anodo, trascurando le variazioni del campo elettrico con il raggio, la loro velocità angolare sarà:

$$\frac{V}{R_a - R_c} = \frac{1}{B} \quad 2 \quad \frac{2V}{B(R_a^2 - R_c^2)}$$

Poichè le due velocità angolari devono essere eguali:

$$V = \frac{\pi f}{k} R_a^2 B \left( 1 - \left( \frac{R_c}{R_a} \right)^2 \right) \quad (3)$$

L'espressione precedente, ottenuta in modo così semplice, non differisce molto da quelle dedotte con una teoria più completa dal Posthumus, dallo Slater e dall'Hartree. Tutte sono rappresentate nel piano  $V, B$  con delle rette, che risultano parallele.

In fig. 9 sono tracciate le linee relative alla

equazione di Hartree per le componenti fondamentali dei modi  $n=1, 2, 3, 4$  e per l'armonica  $p=-1$  del modo  $n=3$ , di un magnetron da 10 cm. ad 8 cavità.

Un'altra rappresentazione di grande utilità pratica è quella relativa al piano che ha per coordinate la tensione  $V$  e la corrente  $I$  del circuito anodico. Caratteristiche sperimentali di questo tipo sono riportate in fig. 10 per lo stesso magnetron dell'esempio precedente. In essa sono riportate le curve per campo magnetico costante, per potenza costante, e per costante rendimento. Il fatto che le linee  $B = \text{cost.}$  sono pressochè orizzontali ed equidistanti è una riprova della validità dell'equazione (3).

### SEPARAZIONE DEI MODI DI OSCILLAZIONE.

Le frequenze dei vari modi di oscillazione di un magnetron a cavità multiple sono generalmente assai prossime l'una all'altra. La curva (a) della fig. 12 offre un esempio della distribuzione dei vari modi in lunghezza d'onda per il magnetron od 8 cavità già considerato. Tale distribuzione è molto più raggruppata di quanto non risulta dal calcolo riferito al sistema di risonatori accoppiati, e ciò sembra doversi ad un effetto capacitivo della zona dove si aprono le sezioni del blocco anodico.

Teoricamente la stretta vicinanza di frequenza dei diversi modi non dovrebbe influire sul funzionamento del magnetron, giacchè ogni modo richiede una particolare condizione di  $V$  e di  $B$  per entrare in oscillazione. Ma data la prossimità delle frequenze è in pratica difficile evitare che l'oscillazione prescelta, che come si è detto è generalmente quella relativa al modo  $\pi$ , provochi nel circuito l'esistenza di qualche altro modo non desiderato.

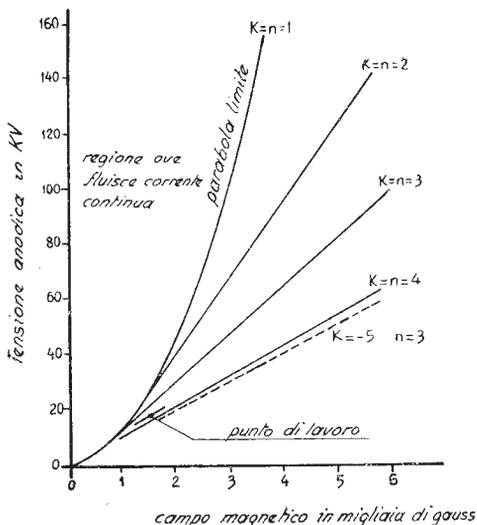


Fig. 10. - Linee di Hartree che danno la relazione tra tensione anodica e campo magnetico corrispondente all'oscillazione di un magnetron da 10 cm. ad 8 risonatori nei suoi modi fondamentali 1, 2, 3, 4 e per l'armonica  $p = -1$  del modo  $n=3$ .

Fig. 11. - Curve di equal campo magnetico, di equal potenza e di equal rendimento di un magnetron da 10 cm. ad 8 risonatori.

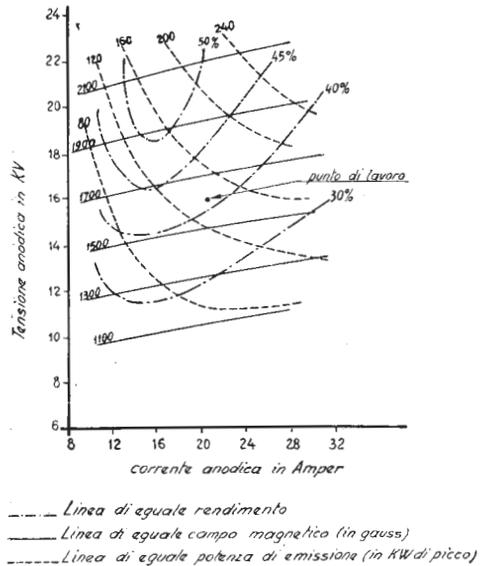
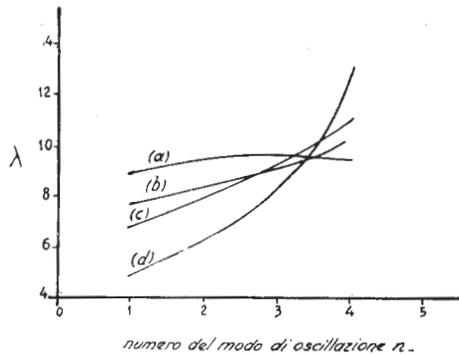


Fig. 12. - Distribuzione delle lunghezze d'onda dei vari modi di un magnetron ad 8 cavità, senza connessioni (curva a), e con connessioni di vario tipo. La curva (b) si riferisce alle connessioni di fig. 13 b), la curva (c) a quella di fig. 13 c), e la curva (d) a quella di fig. 13 d). Si noti che la lunghezza d'onda varia più rapidamente con  $n$ , più l'accoppiamento tra i risonatori è stretto.



Per ottenere la separazione delle frequenze dei modi di oscillazione si ricorre a quegli stessi metodi con cui si separano le frequenze di due risonatori accoppiati, e che, come è noto, consistono o nell'aumentare l'accoppiamento, o nel dissintonizzare leggermente un risonatore rispetto all'altro. Analoga cosa è ottenuta nel magnetron, sia accrescendo l'accoppiamento tra i risonatori mediante opportune connessioni, sia impiegando cavità di due dimensioni diverse, che si succedono con distribuzione alterna.

#### MAGNETRON CON CONNESSIONI E MAGNETRON A « SOL LEVANTE ».

La maggior parte dei magnetron ora in uso impiega connessioni conduttive per la separazione delle frequenze dei modi di oscillazione. In fig. 12 è indicata l'escursione in lunghezza d'onda dei modi di oscillazione di un magnetron senza connessioni (curva a) o con i tre tipi di connessioni rappresentati schematicamente nelle figg. 13a, 13c, 13d. Si noti che la lunghezza

d'onda cresce per i modi più alti e diminuisce per quelli più bassi man mano che l'accoppiamento tra le cavità diventa più stretto.

Nei magnetron a cavità multiple è di grande importanza l'esistenza di una certa dissimmetria nel sistema risonante per distribuire equamente il carico del circuito di uscita tra le due componenti dell'onda stazionaria. Nei magnetron con connessioni tale dissimmetria è ottenuta rimuovendo due dei cappi connettitori con l'avvertenza di non turbare la simmetria del sistema per il modo  $\pi$ , ma di alterarla notevolmente per gli altri modi di oscillazione.

L'altro metodo di separazione delle frequenze modali di un magnetron è ottenuto con un nuovo tipo di anodo, noto con il nome di anodo a « sol levante », di cui un esempio è illustrato in fig. 14. Esso è particolarmente adatto nella generazione di onde molto brevi, dato che in tal caso il sistema delle connessioni diventa di difficile applicazione.

In fig. 15 è tracciata la curva di distribuzione delle frequenze per i vari modi di oscillazione.

di un magnetron a sol levante con 18 risonatori (c), insieme alla distribuzione relativa ad un magnetron normale di equal modo  $\pi$ , senza connessioni (a) e con connessioni (b). Dalla fig. risulta che i modi di un magnetron a sol levante sono divisi in due gruppi distinti. Per comprendere ciò si consideri che, come nel caso di due risonatori accoppiati esistono due frequenze corrispondenti ad oscillazione con risonatori in fase o con risonatori sfasati di  $\pi$ , così nel magnetron a sol levante esistono due gruppi di frequenze relative ad oscillazioni complessive a cui corrispondono i modi dei due sistemi componenti, cioè i modi di equal periodicità, ma in fase o sfasati di  $\pi$ . Nel magnetron considerato a 18 risonatori i modi  $n=0, 1, 2, \dots, 9$  devono essere composti di due gruppi di modi di eguale periodicità  $n'=0, 1, 2, 3, 4$  relativi uno ai risonatori più grandi, e l'altro a quelli più piccoli. I due modi  $n'=0$ , sovrapposti in fase, danno luogo al modo  $n=0$  del sistema complessivo, ma sfasati di  $\pi$  danno luogo all'oscillazione complessiva di modo  $\pi$  ( $n=9$ ). Analogamente i modi  $n'=1$  dei due gruppi componenti sovrapposti in fase generano il modo complessivo  $n=1$ , e se sfasati di  $\pi$  il modo  $n=8$ ; i modi componenti  $n'=2$  generano i modi complessivi

$n=2$  e  $n=7$ , e così via. E così la curva di distribuzione della frequenza ha andamento normale rispetto alla periodicità del campo da 0 a 4, ma si inverte per  $n$  da 5 a 9. I due rami della curva sono pressoché speculari ma spostati l'uno rispetto all'altro lungo la scala delle frequenze, mentre il modo  $\pi$  risulta nettamente distinto dagli altri modi.

Il principale vantaggio del magnetron a sol levante è la sua semplicità di costruzione, specie per le onde più brevi, sia per l'assenza di connessioni anodiche, sia perché risulta possibile, senza pregiudicare la separazione delle frequenze modali, impiegare anodi di maggior lunghezza.

Uno svantaggio del magnetron a sol levante è la presenza nel suo modo di oscillazione  $\pi$ , di una forte componente di modo 0. Ciò avviene perché il campo elettrico che si localizza alla bocca dei risonatori più grandi è maggiore di quello relativo ai risonatori più piccoli, ed essendo tali cavità in fase, questo eccesso si somma lungo l'intero sviluppo dell'anodo dando origine ad un campo indipendente dall'argomento angolare, la cui importanza aumenta col rapporto tra le dimensioni dei due tipi di risonatori adottati. Uno dei problemi del progetto dei magne-

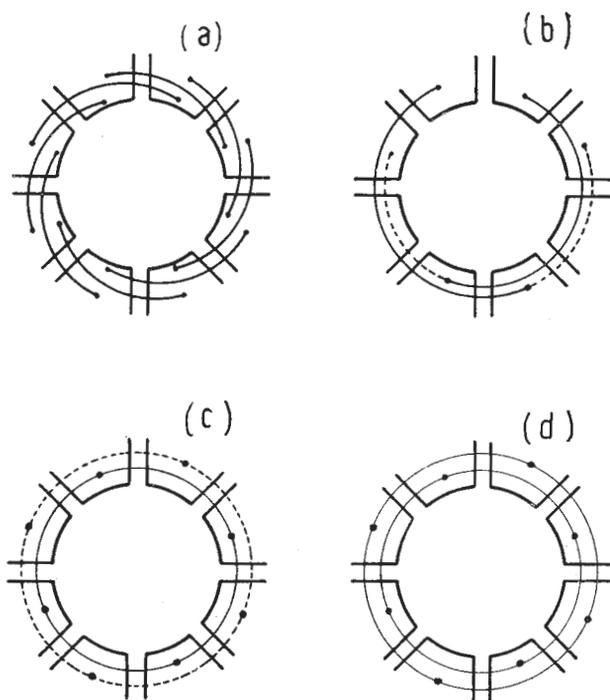


Fig. 13. - Quattro esempi di connessioni tra i segmenti anodici di un magnetron ad 8 cavità.

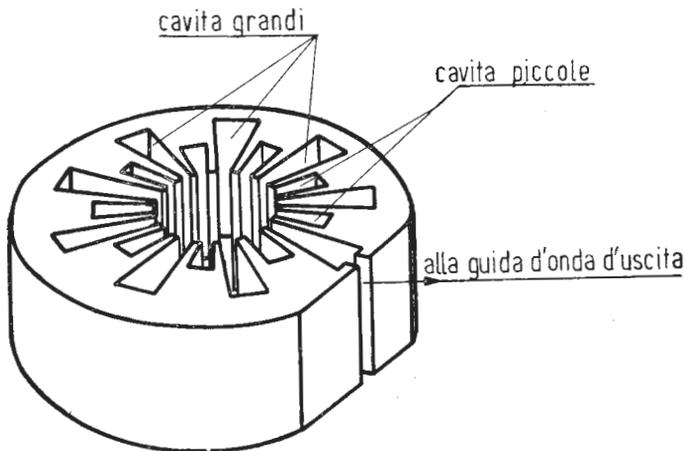


Fig. 14. - Vista prospettica di un anodo di magnetron a «sol levante» a 18 cavità.

tron a sol levante è appunto quello di ottenere una buona separazione dei modi senza rendere eccessiva la componente suddetta.

#### CONSIDERAZIONI CONCLUSIVE.

L'alto rendimento dei magnetron a cavità multiple è probabilmente dovuto, oltre che all'impiego di risonatori con ottimo fattore di merito, al favorevole sfruttamento della corrente elettronica del tubo, sia per la selezione di copiosi gruppi di elettroni che prendono parte alla generazione, sia per la prolungata utilizzazione degli stessi elettroni in successivi cicli di oscillazione. Allo sviluppo di elevate potenze contribuiscono inoltre, a prescindere dal rendimento, la grande superficie del catodo, che facilita la emissione di forti correnti, e la semplicità costruttiva dell'insieme nei riguardi della dissipazione termica e del raffreddamento.

Tutte queste doti han portato il magnetron a cavità all'attuale sviluppo di cui è inutile ripetere qui una documentazione che occupa già tanta letteratura. Basti ricordare che questo tubo è stato sperimentato con lo stesso successo, seppur con tecniche pressochè indipendenti, in Inghilterra, in America, in Giappone, Russia e Germania, e che, per citare un solo esempio, il tubo 725A per 3 cm. è stato prodotto negli Stati Uniti, nell'anno 1944, in oltre 300.000 esemplari. Per portare ad ogni modo una testimonianza toccante sulla portata dei risultati raggiunti, chiuderemo questa breve esposizione citando i dati più salienti di alcuni magnetron costruiti dall'industria americana:

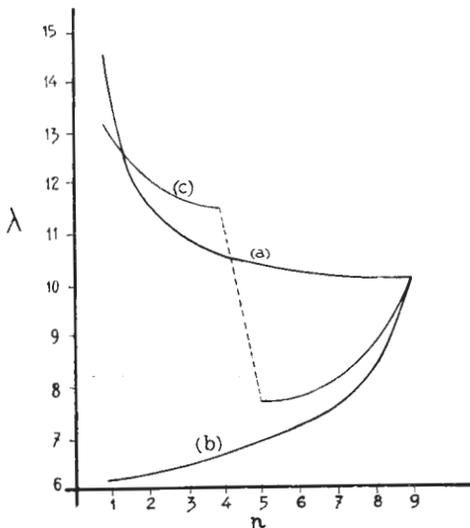


Fig. 15. - Distribuzione della lunghezza d'onda dei vari modi del magnetron a sol levante illustrato nella fig. 14 (curva c) e di un magnetron normale a 18 cavità di equal modo  $\pi$ , senza connessioni (curva a) e con connessioni (curva b). Data la grande lunghezza dell'anodo la distribuzione della curva (b) (magnetron con connessioni) si approssima a quella teorica per anodo infinitamente lungo, mentre quella della curva (a) mostra l'effetto capacitativo delle fenditure anodiche sui modi di oscillazione con  $n$  più piccolo.

- su 30 cm kW di emissione continua con un rendimento del 60 %;
- su 10 cm 4.000 kW di picco (4 kW di potenza media) con un rendimento del 55 %;
- su 3 cm 1.000 kW di picco (1 kW di potenza media) con un rendimento del 47 % (magnetron a sol levante);
- su 1 cm 100 kW di picco 100 W di potenza media) con un rendimento del 37 % (magnetron a sol levante).



(\*)Le illustrazioni e i principali dati di questo articolo sono ripresi dalla trattazione del Fisk, Hagstrum, Hartman citata nella bibliografia.

#### BIBLIOGRAFIA

- ASHKIN A., **A High Power Rising Sun Magnetron**, Phys. Rev. Apr. 1946, p. 701.
- CARRARA N., **Microonde**, A.P.E., Torino, 1937.
- CARRARA N., **I Magnetron nei radar**, Rivista Marittima, febbraio 1946.
- FINK D. C., **Cavity magnetron**, Electronics, genn. 1946 (tradotto nel supplemento « Radar » dell'U.S.I.S.).
- FISK J. B., HAGSTRUM H. D., HARTMAN P. L., **The magnetron as a generator of centimeter waves**, B.S.T.J., aprile 1946, p. 167.
- GOUDET G., **Développements récents de la technique du magnetron**, « L'Onde Elec. », febbraio 1946, pag. 49.
- LANGMUIR R. V., NELSON R. B., **A 10 Kilowatt C. W. Magnetron With Water Cooled Cathode**, Phys. Rev., luglio 1946, p. 115.
- OKABE K., **Electron beam magnetrons and type B magnetron oscillations**, P.I.R.E., genn. 1939, p. 24.
- POSTHUMUS K., **Oscillations in a split anode magnetron**, Wireless Eng., marzo 1935, p. 126.

# I PROBLEMI DELLA RADIODIFFUSIONE IN ITALIA E LA MODULAZIONE DI FREQUENZA

Pier Luigi Bargellini

Class. Dec. R. 550



*Il testo che segue essendo l'ampliamento di una conferenza tenuta nel Marzo 1946 per le sezioni fiorentine dell'A.E.I. e dell'A.R.I. deve intendersi come una semplice presentazione della modulazione di frequenza fatta in un momento nel quale era lecito sperare nuove vie di sviluppo per l'intero problema della radiodiffusione italiana.*

*Restando finora tacitamente confermato il regime monopolistico radiofonico l'articolo riacquista sapore di attualità poichè contro la FM si appuntano con incredibile leggerezza gli strali di tutti gli interessati allo «statu quo». Ora è evidente che non si può più continuare a dare ad intendere al pubblico che la FM è soltanto una «americana» poichè anche chi, persistendo in atteggiamenti che già furono esiziali per la radiotecnica italiana, volesse sottovalutare l'esperienza americana (136 stazioni FM già in funzione e 700 previste entro il 1947, dichiarazioni della F.C.C. e dei maggiori esponenti tecnici americani — vedasi ad esempio l'Editoriale di Electronics, Giugno 1946) non può tenere debito conto dei recenti favorevoli risultati di prove effettuate in Inghilterra dalla B.B.C. e delle decisioni prese in seguito (vedasi: B.B.C. Quarterly, Vol. 1, N. 2 ed anche: Tecnica Elettronica, Vol. 1, N. 7) da quell'Ente a cui tanto amano riferirsi i sostenitori del sistema monopolistico italiano.*

Pochi anni dopo la prima guerra mondiale furono iniziati nei paesi più progrediti d'Europa e d'America i primi esperimenti di radiodiffusione, cioè di radiotelegrafia circolare per l'incastro a tutti (broadcast) di notizie, di musiche ed in genere di programmi di interesse vario. Tutti sono a conoscenza del grande sviluppo preso successivamente da questo particolare ramo della radiotecnica e mentre notissima è l'eccezionale importanza assunta durante la recente guerra dai servizi di radiodiffusione noti sono anche, purtroppo, gli abusi che di essi sono stati fatti.

In un paese come l'Italia ove la radiodiffusione è stata finora esercitata attraverso un sistema monopolistico e dove le distruzioni di guerra e forse ancor più il rinnovato indirizzo politico hanno provocato e stanno tuttora provocando una profonda alterazione di valori e rapporti sociali ed economici riesce interessante cercare di definire quale potrà effettivamente essere la soluzione più consona ai nostri bisogni. Un tale complesso problema può essere impostato da punti diversi di partenza: vi è chi tenta di farne una questione squisitamente politica mentre altri si affanna principalmente dell'aspetto economico e così via; qui vorrei piuttosto richiamare l'attenzione sul punto di vista tecnico per giungere alla conclusione se anche da tale punto di vista appaia logica o no la tendenza, generalmente avvertita per molti altri motivi, di sostituire al sistema monopolistico tuttora vigente altre soluzioni più libere e snelle.

Avverto subito che spesso si danno giudizi

proprio a tal riguardo tendenti a spostare i termini stessi del problema; si dice infatti da molti che siccome limitato è il numero dei canali di spazio assegnati a ciascuna nazione da apposite convenzioni internazionali per la distribuzione delle lunghezze d'onda, appare confermata non dico la logicità dell'Ente unico per le radiodiffusioni ma almeno la inesistenza di circostanze favorevoli per altre soluzioni. Ora se le cose fossero proprio così non vi sarebbe purtroppo nulla da dire ma invece occorre divulgare con ogni mezzo la manifesta parzialità di simili affermazioni poichè ci troviamo oggi, non solo in Italia ma nel mondo intero, ad una svolta decisiva e rivoluzionaria del divenire della radiodiffusione. L'invenzione del Maggiore E. H. Armstrong della radiodiffusione a modulazione di frequenza che dopo sei anni di dura lotta contro interessi giganteschi si va ormai sempre più affermando negli Stati Uniti d'America è la causa di questa profonda evoluzione e non vi è dubbio alcuno che per quanto grandi e radicati siano anche presso di noi interessi e pregiudizi centrati il nuovo sistema finirà col prevalere.

Facciamo ora un passo indietro: le prime trasmissioni di radiodiffusione furono effettuate con la tecnica che derivava dalle scarse precedenti esperienze di radiotelegrafia fra punti fissi; stavano scomparendo o perdendo rapidamente terreno in quell'epoca i vecchi sistemi di generazione delle correnti a radiofrequenza come gli alternatori, le scintille e gli archi mentre le eccezionali capacità di prestazione dei triodi venivano

sempre più riconosciute e precisate. Ad ogni modo per quanto si fosse già iniziata l'era elettronica della radiotecnica non esistevano praticamente allora che le onde lunghissime e lunghe, essendo del tutto ignorate le onde corte, successivamente valorizzate specialmente dall'opera appassionata dei dilettanti di tutto il mondo, mentre di onde ancora più brevi nessuno parlava nemmeno.

Mentre tutti i servizi radio già esistenti erano affollati nelle gamme delle onde lunghissime e lunghe e per ovvie ragioni imposte dalla trasmissione di frequenze musicali non restò alla radiodiffusione che nascere nelle onde lunghe ed in quella gamma che poi fu detta delle onde medie, divenuta per eccellenza la gamma dei servizi di radiodiffusione i quali, salvo qualche eccezione in Europa, non si fanno più su onde lunghe. Dato il grande sviluppo della radiodiffusione in tutti i paesi civili le caratteristiche del comportarsi rispetto alla propagazione di tali onde sono note non solo ai radiotecnici ma anche al gran pubblico che conosce la grande diversità fra le attenuazioni che un'onda media subisce a seconda che si propaghi di giorno o di notte mentre assai noti sono pure tutti i principali effetti disturbatori quali le evanescenze dei segnali a carattere di distorsione o di indebolimento e le gravi perturbazioni che i disturbi atmosferici o quelli derivanti da altri impianti o macchine elettriche arrecano alla radiodiffusione su onde medie.

\*\*\*

Si rifletta ora sul fatto che una qualsiasi corrente a radiofrequenza di tipo alternativo o più semplicemente sinusoidale non basta alla trasmissione di un messaggio telegrafico, telefonico o di altra natura; il campo elettromagnetico provocato nello spazio da detta corrente, ove essa percorra opportuni circuiti irradianti, può tutt'al più servire a far giungere ad un lontano ricevitore una segnalazione convenzionale univoca, corrispondente cioè ad un solo comando conve-

nuto; ove invece si intenda, come è sempre il caso della pratica, passare all'oltro di svariate forme di segnali od informazioni occorrerà imprimere sulla corrente a radiofrequenza un determinato carattere in relazione alla trasmissione da effettuare.

Da questa elementare ma fondamentale considerazione deriva il concetto di onda portante e quello successivamente immediato di modulazione; se come è stato detto prima l'onda portante è una grandezza sinusoidale (tensione, corrente, campo elettrico, campo magnetico, ecc.) gli elementi caratteristici di essa sui quali è possibile influire sono evidentemente l'ampiezza, la frequenza e la fase. Il processo di fusione, per dir così, fra segnale da trasmettere ed onda portante dicesi modulazione ed a seconda che si agisca separatamente sull'ampiezza, sulla frequenza o sulla fase avremo rispettivamente: modulazione di ampiezza, modulazione di frequenza, modulazione di fase.

È quindi chiaro che alla ricezione si dovranno disporre organi adatti per separare dalla complessa onda risultante i segnali componenti le originarie informazioni; tale processo di separazione dicesi di rivelazione o di demodulazione.

Quantunque ai primordi stessi della radiotecnica fossero state tentate prove con trasmissioni modulate ad esempio in frequenza, il tipo di modulazione che andò successivamente sempre più affermandosi fu quello in ampiezza che ha dominato senza contrasti fino a pochi anni fa in tutta la radiotecnica. È perciò interessante indagare il perchè di tale indirizzo e poichè si deve avvertire subito che non è per nulla più facile effettuare su un radiotrasmettitore la modulazione di ampiezza anzichè quella di frequenza o di fase, chè se mai vale il contrario, è necessario richiamare i principi teorici dei processi singoli di modulazione.

Si consideri per semplicità il caso per il quale il segnale da trasmettere sia rappresentato da un'oscillazione sinusoidale di pulsazione  $\Omega$  mentre  $\omega$ , è la pulsazione dell'onda portante

TABELLA 1

Modulazione di ampiezza	Modulazione di frequenza	Modulazione di fase
$i = I(1 + m \text{ sen } \Omega t) \text{ sen } \omega t =$ $= I \text{ sen } \omega t +$ $+ m/2 \cdot I \cos(\omega - \Omega) t -$ $- m/2 \cdot I \cos(\omega + \Omega) t$	$i = I \text{ sen } [\omega(1 + m \text{ sen } \Omega t)] =$ $= I \text{ sen } (\omega t + m \omega t \text{ sen } \Omega t) =$ $= I \text{ sen } (\omega t + m_f \text{ sen } \Omega t) =$ $= I [\text{sen } \omega t \cos(m_f \text{ sen } \Omega t) +$ $+ I [\cos \omega t \text{ sen}(m_f \text{ sen } \Omega t)]$	$i = I [\text{sen } \omega t + \phi(1 + m \text{ sen } \Omega t)] =$ $= I \text{ sen } (\omega t + m \phi \text{ sen } \Omega t) =$ $= I \text{ sen } (\omega t + m_p \text{ sen } \Omega t) =$ $= I [\text{sen } \omega t \cos(m_p \text{ sen } \Omega t) +$ $+ I [\cos \omega t \text{ sen}(m_p \text{ sen } \Omega t)]$

a radiofrequenza; ciò non costituisce nessuna limitazione poichè, comunque complessa possa essere la forma effettiva dei segnali che debbono modulare la portante, ricorrendo ai noti criteri della serie o dell'integrale di Fourier, ci si può sempre ricondurre al caso fondamentale accennato prima.

Nella tabella 1 è riportata l'impostazione del problema relativo ai tre distinti tipi di modulazione: importante è notare che la semplice onda portante che in assenza di modulazione poteva scriversi nella forma:

$$i = I \text{sen}(\omega t + \phi) \quad (1)$$

ha dato luogo, per effetto della modulazione, ad un'oscillazione complessa le cui componenti (in ampiezza, frequenza e fase) debbono essere esaminate caso per caso. Molto semplice è l'esame nel caso della modulazione di ampiezza che, secondo quanto riportato nella stessa tabella 1, equivale ad uno spettro di tre oscillazioni semplici aventi rispettivamente come pulsazioni:

$$\omega - \Omega, \quad \omega, \quad \omega + \Omega$$

mentre l'ampiezza della oscillazione a frequenza  $\omega$ , che dicesi portante, è indipendente dal fattore  $m$  di modulazione che invece compare, a meno del fattore  $\frac{1}{2}$ , nelle ampiezze delle oscillazioni laterali a frequenza rispettivamente  $\omega - \Omega/2$  e  $\omega + \Omega/2$ . È essenziale far rilevare che il complessivo canale di frequenza occupato si estende su un intervallo, simmetrico rispetto alla portante, pari al doppio della frequenza del segnale modulante.

Nel caso della modulazione di frequenza o di fase le cose non si presentano così semplici in quanto le espressioni della tabella 1 non sono passibili di riduzione ad un numero discreto di termini come nel caso della modulazione di ampiezza; giova però innanzi tutto richiamare l'attenzione sulla identica impostazione formale delle espressioni relative ai due tipi di modulazione: a parte la diversità degli indici relativi ai rispettivi fattori di modulazione ( $m_f$  per la mo-

dulazione di frequenza,  $m_p$  per la modulazione di fase) le espressioni sono in tutto identiche. Molto interessante sarebbe approfondire questa analogia di espressioni algebriche, che può essere intesa se si rifletta sulla circostanza che una variazione di fase può in certo senso essere assimilata ad una variazione di frequenza, ma ciò ci porterebbe oltre i limiti e pertanto dirò che mentre in alcuni casi i due sistemi di modulazione possono essere considerati combinatamente, in altri casi non meno importanti occorre tenerne ben presenti le diversità; a tal riguardo faccio notare, poichè ciò ci sarà utile in seguito, che mentre la pulsazione  $\Omega$  non compare in  $m_p$  essa è invece compresa in  $m_f$ .

Le espressioni di un'onda modulata in frequenza od in fase che figurano nella tabella 1 possono essere sviluppate tenendo presenti le formule di sviluppo in serie delle funzioni seno e coseno che, come è ben noto, danno luogo ad una serie infinita di termini. In questa considerazione sta tutta la diversità fra la modulazione di ampiezza da un lato e quelle di frequenza e di fase dall'altro e soprattutto la ragione per cui la modulazione di ampiezza è stata per tanti anni la sola universalmente impiegata. Ma vediamo il problema un po' più da vicino: tenuto conto dei criteri di convergenza delle serie suddette appare chiaro che solo alcuni termini di esse potranno risultare preponderanti rispetto ad altri trascurabili. Per l'esatta analisi quantitativa del problema conviene ricorrere, anzichè agli sviluppi in serie del seno e del coseno, alle note funzioni di Bessel o cilindriche di prima specie la cui definizione viene riportata nella tabella 2 assieme agli sviluppi delle funzioni  $\cos(x \text{sen } \theta)$  e  $\text{sen}(x \text{sen } \theta)$  che compaiono nelle espressioni dell'onda modulata in frequenza o in fase della tabella 1.

Applicando quanto finora detto al caso della modulazione di frequenza si ha il risultato esposto nella tabella 3 ove compare lo sviluppo più generale di un'onda modulata in frequenza

TABELLA 2

<p>Funzioni di Bessel di prima specie e sviluppi per il computo dei termini componenti un'onda modulata in frequenza od in fase.</p>	
$J_n(x) = \frac{x^n}{2^n n!} \left( 1 - \frac{x^2}{2(2n+2)} + \frac{x^4}{2 \cdot 4(2n+2)(2n+4)} - \frac{x^6}{2 \cdot 4 \cdot 6(2n+2)(2n+4)(2n+6)} + \dots \right)$	
$\cos(x \text{sen } \theta) = J_0(x) + 2[J_2(x) \cos 2\theta + J_4(x) \cos 4\theta + \dots]$	
$\text{sen}(x \text{sen } \theta) = 2[J_1(x) \text{sen } \theta + J_3(x) \text{sen } 3\theta + \dots]$	

da un solo segnale a variazione sinusoidale di pulsazione  $\Omega$ ; vi sono in questa espressione infiniti termini, di pulsazione minore o maggiore della pulsazione corrispondente alla portante dalla quale differiscono per multipli interi della pulsazione  $\Omega$  del segnale modulante, la cui ampiezza dipende evidentemente dai valori che i rispettivi coefficienti, dati dal particolare valore delle funzioni di Bessel dell'argomento:

$$m_f = \Delta \omega / \Omega,$$

vengono ad assumere. È importante fissare l'attenzione sull'indice  $m_f$  che dicesi fattore od indice della modulazione di frequenza e che esprime il rapporto fra la variazione della radiofrequenza e la frequenza del segnale modulante; contrariamente al caso della modulazione di ampiezza, nella quale fino a che si vuole evitare distorsione il fattore di modulazione (vedasi tabella 1) deve restare inferiore od al massimo uguale all'unità, nella modulazione di frequenza l'indice  $m_f$  può assumere valori anche superiori all'unità ed anzi, come si vedrà in seguito, i valori usualmente assegnati ad  $m_f$  superano notevolmente l'unità.

Ora si comprende come la composizione stessa degli spettri di frequenza relativi ad un'onda modulata in frequenza debbano variare profondamente a seconda del valore che viene assegnato all'indice di modulazione  $m_f$ , nella tabella 4 compaiono alcuni esempi illustrativi dai quali si osserva immediatamente:

- I) l'esistenza di importanti termini superiori di frequenza quando l'indice  $m_f$  supera la unità;
- II) la non grande diversità, agli effetti dell'occupazione di un determinato canale di frequenza, fra modulazione di frequenza e mo-

dulazione di ampiezza fintanto che  $m_f$  resta piccolo di fronte all'unità;

- III) il variare dell'ampiezza della portante fino all'annullamento della medesima per certi valori di  $m_f$ .

Insisto nel ricordare che quanto è stato finora detto vale per la modulazione in frequenza di una portante a pulsazione  $\omega$  da parte di un unico segnale modulante a pulsazione  $\Omega$ , in realtà si ha, come è evidente, quasi sempre a che fare con segnali complessi (audiofrequenza, videofrequenze, impulsi ecc.) e pertanto è necessario vedere che cosa succede in tal caso. Mentre nel caso della modulazione in ampiezza ciò conduce al notissimo concetto delle bande laterali che si estendono inferiormente e superiormente alla portante dell'ammontare delle rispettive frequenze di modulazione, nel caso della modulazione di frequenza, di cui qui più particolarmente si parla, e della modulazione di fase l'esame risulta più laborioso e conduce a spettri di frequenza molto complessi come del resto ci si può immaginare dopo quanto si è visto avanti relativamente al caso della modulazione con un semplice segnale sinusoidale. Immaginando infatti di scindere il completo segnale di modulazione nelle sue componenti a frequenza fondamentale e nelle varie armoniche avremo per ciascuna di esse un certo indice corrispondente di modulazione  $m_f$  e lo spettro definitivo di frequenze sarà formato non soltanto da quei termini che comparirebbero ove ogni componente del segnale modulante agisse separatamente, ma comprenderà anche termini o frequenze di combinazione la cui ampiezza sarà determinata dai prodotti delle funzioni di Bessel di ordine eguale all'ordine delle frequenze laterali interessate. Ciò non porta però, come a prima vista si potrebbe

TABELLA 3

<p>Espressione sviluppata di un'onda modulata in frequenza.</p> <p>Indice di modulazione <math>m_f</math></p> $i = I \text{ sen } (\omega t + m_f \text{ sen } \Omega t) = I \left\{ J_0(m_f) \text{ sen } \omega t + J_1(m_f) [\text{sen } (\omega + \Omega) t - \text{sen } (\omega - \Omega) t] + \right.$ $+ J_2(m_f) [\text{sen } (\omega + 2\Omega) t + \text{sen } (\omega - 2\Omega) t] + J_3(m_f) [\text{sen } (\omega + 3\Omega) t - \text{sen } (\omega - 3\Omega) t] + \dots$ $\left. \dots + J_n(m_f) [\text{sen } (\omega + n\Omega) t + (-1)^n \text{sen } (\omega - n\Omega) t] \right\}$ $m_f = \frac{\Delta \omega}{\Omega}$
--

essere indotti a credere, ad un aumento del canale di frequenza effettivamente occupato bensì unicamente ad un aumento del numero delle frequenze contenute entro un medesimo canale, in altri termini lo spettro totale mano a mano che aumenta la complessità del segnale modulante tende a divenire sempre più uno spettro continuo. Il canale di frequenza effettivamente richiesto si estende dunque per circa il doppio della massima deviazione di frequenza rispetto al valore medio della frequenza trasmessa o di circa il doppio della massima frequenza di modulazione a seconda del prevalere dell'uno o dell'altro di questi due fattori.

Quello che qui interessa sempre meglio mettere in risalto, per le osservazioni che seguiranno immediatamente, è la maggiore estensione in ogni caso del canale necessario per una trasmissione con modulazione di frequenza rispetto al canale richiesto da una trasmissione della stessa natura con modulazione di ampiezza.

\*\*\*

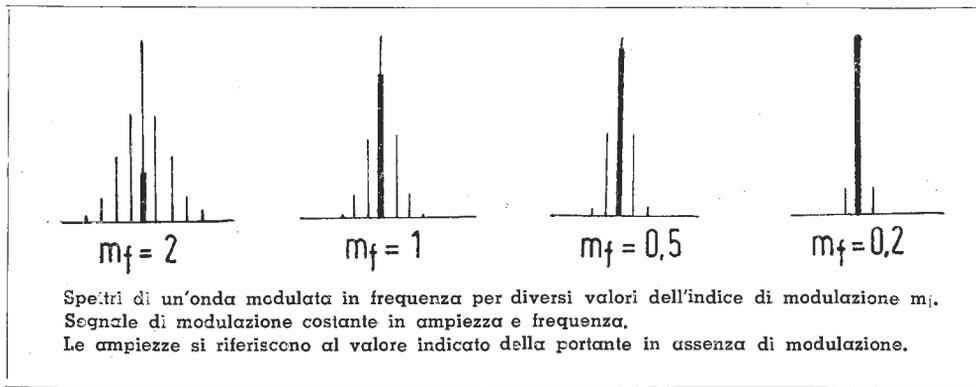
Appunto per tale ragione fondamentale la modulazione di ampiezza si è potuta affermare e regnare incontrastata fino a pochi anni or sono e non è affatto raro addirittura trovare libri, anche molto seri, di qualche tempo fa in cui ogni altro sistema di modulazione all'infuori di quello in ampiezza veniva dichiarato privo di qualsiasi interesse pratico. Ricordando quanto è stato prima detto circa i primi passi della radiodiffusione nel campo delle onde lunghe e medie ove, per quanto si comprima a tutto scapito della fedeltà la gamma delle frequenze musicali trasmesse, i canali disponibili sono sempre scarsi tali affermazioni appaiono non prive di fondamento. La radiotecnica però ha compiuto nel frattempo passi giganteschi e col trascorrere degli anni è

stato tutto un tendere alla generazione ed all'impiego di frequenze sempre più elevate per cui accanto ai limitati campi di frequenza, già da tempo conosciuti e sfruttati, si sono affiancati altri campi su frequenze sempre più elevate, oggi ancor in parte vergini, offrendo possibilità quasi illimitate.

Nel campo delle onde medie i progressi compiuti per quanto notevoli sono sempre di dettaglio e bisogna finire con l'ammettere che si è ancora grandemente lontani da quella meta ultima di perfezione artistica costituita dal far sorgere nell'ascoltatore l'impressione stessa di trovarsi nel luogo di origine di un'esecuzione musicale; checchè ne dicano i radiotecnici un intenditore di musica preferirà sempre e con mille buone ragioni di assistere ad un concerto anzichè udirlo via radio. Ma anche se si vuole restare nel campo delle trasmissioni più semplici (programmi parlati ecc.), che indubbiamente hanno assai minori esigenze per quanto riguarda la gamma delle frequenze trasmesse, gli inconvenienti della evenescenza e dei disturbi sono sempre tali da ridurre di molto nel maggior parte dei casi l'attrattiva di una radioaudizione sempre intesa da un punto di vista estetico. La conferma dell'assoluta realtà di tali argomentazioni è confermata dal fatto che quantunque sia stato fatto ricorso, specialmente in Europa, a soluzioni di forza bruta nel campo della radiodiffusione, con la tendenza indiscriminata e spesso ingiustificata all'impiego di grandi potenze in trasmissione, il risultato ultimo è stato quanto mai magro per cui la enorme maggioranza degli ascoltatori, anche se dotati di costosi apparecchi, finisce col sintonizzare il proprio ricevitore sulla stazione locale per almeno il 90 per cento del suo uso.

Fatta eccezione delle onde corte, che del re-

TABELLA 4



sto non cadono in questa critica, a cui spettano compiti particolari di radiodiffusione ed insistendo invece sulle radiodiffusioni ad onda media vorrei ricordare il tempo in cui da noi le grosse stazioni nascevano a guisa di funghi senza mai tuttavia riuscire a coprire in modo soddisfacente il territorio nazionale (che è uno dei più difficili dal punto di vista della sua configurazione geografica) pur essendo affiancate da installazioni minori con il risultato di inevitabili interferenze e altri inconvenienti. Osservatori acuti prevedero tutto ciò fino dall'inizio della diffusione radio su onde medie e vi fu molti anni fa, specie in Germania, la tendenza ad affrontare il problema su basi più razionali; mancavano però a quell'epoca non le idee ma una sufficiente preparazione tecnica e sperimentale capace di tradurre con successo nella pratica l'unica logica proposta che si poteva e che si può fare al riguardo: spostare i servizi di radiodiffusione od almeno una parte di essi sulle onde ultracorte.

È ormai generalmente noto che con le onde ultracorte, la cui frequenza è compresa fra 30 e 300 MHz si può coprire con tutta sicurezza ed in modo quasi del tutto indipendente da ogni condizione esteriore un'area poco più grande di quella racchiusa entro l'orizzonte visibile dall'antenna di trasmissione, la propagazione cioè si svolge quasi sempre in modo diretto e si possono pertanto, senza tema di reciproci disturbi, installare in zone diverse numerose stazioni funzionanti sulla stessa lunghezza d'onda. Mancano poi nel modo più assoluto i disturbi di origine atmosferica che tanto aggravano la radiodiffusione ad onde medie specie nel periodo estivo.

L'appunto eternamente ripetuto contro l'impiego delle onde ultracorte per la radiodiffusione è stato quello di voler ritenere come una limitazione inaccettabile la circostanza di essere con quelle limitati dall'ascolto di stazioni non molto distanti; ora a parte i grandi progressi recentemente compiuti per i collegamenti fra stazioni per il tramite di ponti radio a microonde (onde cioè di lunghezza inferiore al metro), che permetteranno assai meglio dei costosissimi cavi il funzionamento di maglie nazionali di stazioni convenientemente sistemate in località capaci di dominare vasti orizzonti, località di cui l'Italia fortunatamente abbonda, deve essere ben chiaro che l'argomento va ogni giorno perdendo validità poiché, piaccia o no, è finito il tempo in cui il radioascoltatore medio dava la caccia alle stazioni distanti udite poi in condizioni tutt'altro che sufficienti da fornire diletto estetico mentre ciò che oggi si deve mirare ad ottenere è proprio il portare l'ascoltatore, attraverso la radio, nel luogo di esecuzione del programma che si sta trasmettendo togliendogli per quanto possibile ogni preoccupazione tecnica.

Si può quindi dire che quando la proposta dell'impiego della radiodiffusione su onde ultracorte venne per la prima volta avanzata essa fallì per l'insufficiente progresso della radiotecnica di quel tempo; mancavano invero allora generatori potenti ed efficienti per frequenze molto elevate, la ricezione stessa offriva grandi

difficoltà ed infine la proposta fallì poiché il sistema di modulazione che si sarebbe seguito, e prove vennero anche fatte, era sempre quello della modulazione di ampiezza. I successivi progressi, specie nel campo dei tubi elettronici, prepararono il terreno per la rivincita delle onde ultracorte: al tempo stesso le condizioni della radiodiffusione su onde medie andavano aggravandosi per la congestione sempre maggiore dovuta a stazioni sempre più potenti e numerose mentre il funzionamento in relais di molte stazioni di un determinato paese veniva a diminuire gran parte dell'interesse primitivo dell'ascolto di stazioni nazionali che non fossero state locali.

\*\*\*

Nel 1936 il Maggiore E. H. Armstrong, già ben noto per le invenzioni della supereterodina e della superreazione annunciava la sua nuova invenzione della modulazione di frequenza intesa soprattutto quale servizio per le trasmissioni di programmi ad altissima fedeltà non affetto da disturbi esterni di qualunque natura. Il sistema Armstrong, che è poi stato seguito da altri di diverse note Case americane da cui diversifica per certi particolari, è essenzialmente un sistema a modulazione di frequenza secondo i principi teorici prima ricordati che fonda però la sua superiorità sul fatto di essere un sistema di trasmissione a larga banda. Trasmissione a larga banda significa essenzialmente due cose e cioè: 1) trasmissione fedele di tutte le frequenze che interessano per una riproduzione esatta e conforme all'originale; 2) riduzione degli eventuali disturbi ad un livello trascurabile rispetto al livello del segnale più debole che deve essere trasmesso.

Il concetto basilare di Armstrong si fonda sulla considerazione che i disturbi (e nelle onde ultracorte vi è solo da tener di conto dei disturbi creati dall'uomo e non di quelli atmosferici) provocano essenzialmente variazioni in ampiezza dell'onda trasmessa e che disponendo pertanto in un adatto ricevitore, rispondente alle variazioni di frequenza, di organi atti a rimuovere ogni possibile traccia di variazione di ampiezza detti disturbi finiranno con l'essere eliminati. Variazioni di frequenza dell'onda trasmessa per effetto dei disturbi possono però anche essere prodotte ma questa modulazione di frequenza disturbatrice, essendo in natura a carattere statico, si comprende dover essere compresa entro certi limiti di cui l'esperienza può indicare la effettiva estensione; poiché tuttavia nella modulazione di frequenza, come è stato detto prima, non vi sono limiti nella scelta del valore da assegnare all'indice di modulazione esso potrà essere sempre scelto in modo da far risaltare di quanto interessa i segnali utili rispetto ai disturbi. In altre parole per fare apparire i disturbi piccoli rispetto ai segnali si ricorre per questi ultimi ad una modulazione che mi sia concesso di dire, usando impropriamente un termine della modulazione di ampiezza, straordinariamente profonda mentre i primi incidono appena sulla por-

tante. Più esattamente ciò significa ricorrere a valori piuttosto alti per l'indice di modulazione  $m_f$  da cui la necessità della larga banda trasmessa.

Questa larga banda che sarebbe inaccettabile per evidenti motivi sulle onde medie non viene a costituire alcuna grave limitazione sulle onde ultracorte già del resto impiegate per trasmissioni, quali quelle televisive, che richiedono bande di frequenza assai più ampie. Fondando il nuovo sistema di modulazione l'Armstrong si è tuttavia preoccupato non solo di eliminare i disturbi e di utilizzare nella trasmissione, ad esempio della voce, della musica o del canto, tutte le frequenze acustiche dalle più basse alle più alte; bensì è stata anche trovata la soluzione quasi ideale del problema della riproduzione della dinamica ben noto e grave non solo nella radiotecnica ma in tutta la tecnica della registrazione e della successiva riproduzione dei suoni. È notoriamente impossibile rispettare in qualsiasi sistema a pura variazione di ampiezza il grande divario esistente fra un « pianissimo » ed un « fortissimo » di un'esecuzione musicale che richiederebbe una dinamica di circa 60 db e tutti sanno che nella corrente pratica della radiodiffusione avviene, per via manuale od automatica, una compressione della dinamica suddetta fino al livello di circa 25 db con la conseguente ben nota mancanza di respiro di tutte le attuali trasmissioni; infatti da un lato il rumore di fondo dei vari organi di trasmissione induce ad esaltare i « pianissimo », mentre le distorsioni non lineari dei medesimi organi obbligano a comprimere i « fortissimo ».

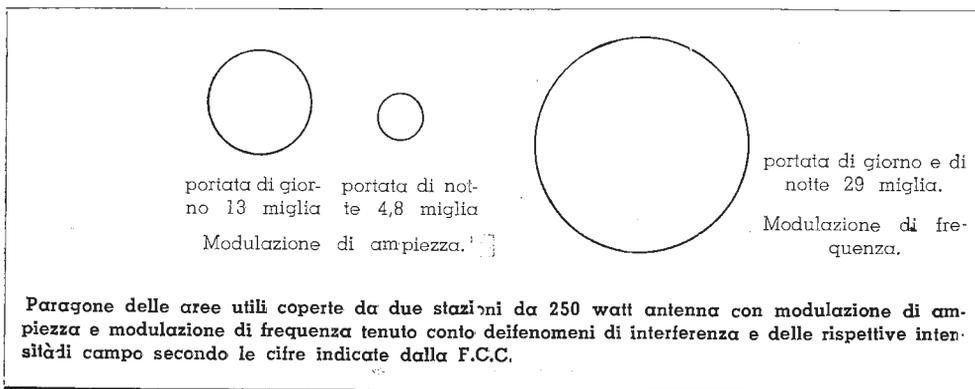
Nella modulazione di frequenza niente di tutto ciò, infatti tutti gli stadi attraverso i quali passa il segnale già modulato sia in ricezione che in trasmissione possono considerarsi a regime agli effetti delle ampiezze delle varie tensioni o correnti che in essi agiscono e pertanto, salvo nell'ultima parte del ricevitore ove in definitiva debbono essere ricostruiti suoni corri-

spondenti agli originali, niente vi è più da temere da parte delle distorsioni non lineari; gli ultimi stadi di un ricevitore si possono facilmente migliorare adottandovi i ben noti accorgimenti della reazione inversa. Per i « pianissimo » che sono affetti nei sistemi a modulazione in ampiezza dal rumore di fondo è chiaro che considerando questo fenomeno nocivo come un disturbo esso può essere altrettanto efficacemente combattuto nella stessa maniera dei disturbi esterni; a tal riguardo ricordo che mentre specialissime attenzioni debbono prendersi nel caso dei trasmettitori e dei modulatori per la modulazione in ampiezza volendo ridurre al minimo gli effetti di ronzio dovuti alle correnti di accensione dei filamenti delle valvole, ricorrendo rispettivamente all'accensione in continua, a speciali strutture dei filamenti nei tubi di potenza ed alla controreazione, nulla di tutto ciò esiste nel caso della modulazione di frequenza dove i filamenti possono essere accesi con corrente alternata ordinaria.

Sempre parlando dei trasmettitori è bene avvertire, che adottando la modulazione di frequenza, si hanno per essi contrariamente a quello che talora erroneamente si va dicendo, grandi semplificazioni e vantaggi.

Oltre alla semplificazione della accensione in alternata e della non necessità di controreazione in alta frequenza prima accennata poichè non interessa la linearità, dei vari stadi essi possono tutti lavorare in condizioni di classe C telegrafia, caratterizzate com'è ben noto da un massimo rendimento ottenibile (0,6-0,75). La modulazione si effettua sempre su piccoli stadi impieganti tubi di tipo ricevente mentre tutto il resto del trasmettitore funziona a regime con conseguente semplificazione dei problemi dell'isolamento, della neutralizzazione e così via. Paragonando una tale situazione alle note difficoltà che si hanno in bassa od in alta frequenza nei trasmettitori modulati di ampiezza è chiaro il vantaggio della modulazione di frequenza.

TABELLA 5



Paragone delle aree utili coperte da due stazioni da 250 watt antenna con modulazione di ampiezza e modulazione di frequenza tenuto conto dei fenomeni di interferenza e delle rispettive intensità di campo secondo le cifre indicate dalla F.C.C.

Un'altra ragione per cui la modulazione di frequenza è risultata grandemente superiore a quella di ampiezza si fonda sulla circostanza, messa essenzialmente in evidenza dalle prime esperienze americane che la rivelarono come una gradita sorpresa, della particolare forma che viene ad assumere il fenomeno della interferenza di due stazioni modulate in frequenza ed operanti su canali diversi. È noto che con la modulazione di ampiezza due stazioni che trasmettano su canali adiacenti possono dar luogo a fastidiosi fischi di interferenza per effetto del battimento dei due segnali nel rivelatore del ricevitore e ciò anche quando l'intensità di campo di una delle due emissioni non supera l'un per cento dell'intensità dell'altra; nella modulazione di frequenza invece l'esperienza ha chiaramente dimostrato che non si ha interferenza se non quando l'intensità di campo di una stazione eccede l'intensità di campo dell'altra di almeno due volte mentre per rapporti inferiori per un complesso fenomeno, proprio dei ricevitori per modulazione di frequenza, avviene il mascheramento del più debole da parte di quello più forte. Così sperimentatori americani hanno potuto rilevare come spostandosi su un'automobile dotata di ricevitore per modulazione di frequenza, nella zona di «frontiera» di due stazioni modulate in frequenza bastasse uno spostamento anche di poche decine di metri per far prevalere l'uno o l'altro dei due segnali. Ora questo rappresenta non il risultato più o meno discutibile di una teoria ma il frutto di esperienze condotte ormai da molti anni per cui vengono totalmente a cadere i timori di eventuali interferenze fra stazioni che trasmettono in luoghi distinti sulla stessa onda.

Negli Stati Uniti la massima autorità in fatto di telecomunicazioni e cioè la Federal Communication Commission dopo lunghi dibattiti fra i rappresentanti delle Case costruttrici interessate al nuovo sistema e gli Enti di radiodiffusione non sempre entusiasti nell'accettare novità, che significano l'invecchiamento precoce di colossali impianti di tipo classico, ha assegnato alla modulazione di frequenza le due bande rispettiva-

mente da 42 a 50 MHz e da 88 a 100 MHz stabilendo che nelle trasmissioni dovranno essere trasmesse tutte le frequenze da 30 a 15.000 periodi al secondo (alta fedeltà) fissando il valore dell'indice di modulazione  $m_f$  a 5; risulta così che la deviazione massima è di 75 kHz mentre la gamma occupata da ogni stazione è di circa 200 kHz; il numero dei canali indipendenti risulta dunque di 40 per la banda di frequenza più bassa e di 100 per la banda di frequenza più alta. Le numerosissime prove effettuate finora hanno confermato la netta superiorità della modulazione di frequenza che fornisce praticamente un guadagno compreso fra 10 e 30 dB per il rapporto segnale/disturbo a paragone della modulazione di ampiezza. È interessante il confronto delle aree di servizio utili fra due stazioni di cui la prima irradia onde modulate in ampiezza sulla frequenza di 1400 kHz mentre la seconda irradia onde modulate in frequenza sulla frequenza di 42 MHz ed aventi entrambe la potenza antenna di 250 watt. Il grafico riportato nella tabella 5 (dati della Federal Communication Commission) è stato costruito tenendo particolarmente in conto gli effetti di interferenza fra stazioni operanti su canali adiacenti e mostra che mentre di giorno la stazione con modulazione di frequenza copre un'area cinque volte maggiore di quella coperta dalla stazione con modulazione di ampiezza, di notte tale rapporto di aree sale a venticinque.

Con linguaggio eloquente gli Americani hanno battezzato il sistema Armstrong con il nome di radio a «colori» volendo con ciò significare che il vantaggio con esso conseguito rispetto alla radio ordinaria è paragonabile a quello della visione cromatica rispetto a quella in solo bianco e nero. La superiorità della modulazione di frequenza si è poi andata sempre più affermando anche in campi diversi da quelli della radiodiffusione come, ad esempio, nelle comunicazioni ad uso militare, nei ponti radio con stazioni ripetitrici, nei collegamenti radioferroviari, nella telefonia ad onde guidate su linee ad altissima tensione e così via.

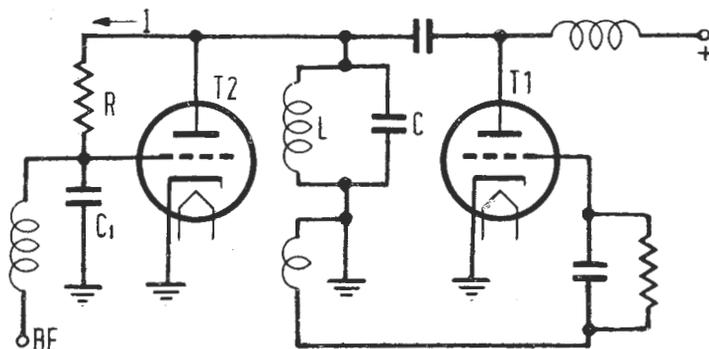


Fig. 1. - Modulatore a reattanza elettronica variabile.

\*\*\*

Darò ora qualche breve accenno alla costituzione nelle loro grandi linee di un trasmettitore di un ricevitore per modulazione di frequenza. Il trasmettitore dovendo essere caratterizzato da una grande stabilità della frequenza portante è sempre del tipo ad eccitazione separata e cioè a più stadi con un oscillatore pilota di piccola potenza ma di elevata stabilità seguito da una catena di stadi separatori, moltiplicatori ed amplificatori nel numero necessario per raggiungere la frequenza e la potenza richiesta per l'emissione.

Specialmente quando lo stadio oscillatore pilota non è del tipo a quarzo piezoelettrico può essere molto facilmente applicata in modo diretto su di esso la modulazione di frequenza, ciò avviene scegliendo in partenza una deviazione molto piccola che attraverso i successivi moltiplicatori raggiunge quindi il valore definitivo. Questa modulazione diretta avviene grazie ad un cosiddetto modulatore a reattanza costituito da un tubo elettronico connesso ad una disposizione circuitale che determina in definitiva l'equivalente di una reattanza variabile, positiva o negativa a seconda dello schema delle connessioni fra tubo e circuito, secondo il ritmo dei segnali a frequenza acustica; tale reattanza connessa in parallelo al circuito oscillatorio del pilota ne determina la modulazione in frequenza per effetto del segnale di bassa frequenza che si vuol trasmettere. Con riferimento alla fig. 1 il tubo  $T_1$  è il tubo oscillatore il cui circuito anodico  $L, C$  reca in parallelo il tubo  $T_2$  (modulatore a reattanza) la cui griglia è eccitata dalla tensione che si forma ai capi della capacità  $C_1$  per effetto della corrente che scorre nel ramo  $R, C_1$ ; poichè le cose sono disposte in modo che sia  $R$  molto maggiore della reattanza di  $C_1$  la corrente  $I$  risulta sensibilmente in fase con la tensione  $V$  ai capi del circuito

oscillatorio, quindi la griglia di  $T_2$  viene eccitata dalla tensione:

$$V/j_{(0)}C_1R$$

in quadratura ed in ritardo rispetto alla  $V$ ; d'altra parte la corrente che scorre in  $T_2$  è data da:

$$i_p = G_m e_g = G_m V/j_{(0)}C_1R$$

e perciò il tubo presenta fra anodo e catodo la reattanza positiva:

$$X_t = V/i_p = j_{(0)}C_1R/G_m = j_{(0)}L_t$$

dovuta all'induttanza equivalente al tubo  $L_t = C_1R/G_m$  che può essere fatta variare influenzando sul valore della conduttanza mutua di  $T_2$  riportando sulla sua griglia anche il segnale a frequenza di modulazione in dipendenza dell'ampiezza del quale sarà variata la frequenza dell'oscillazione generata da  $T_1$ .

In uno schema di questo tipo la stabilità media di frequenza dell'oscillatore non potrà mai essere elevatissima e pertanto, salvo facendo ricorso a sistemi di controllo automatico della frequenza, esso trova impiego nei piccoli trasmettitori, portatili o no, ai quali non è richiesta una grandissima stabilità di frequenza.

Il sistema originario proposto dall'Armstrong è invece il seguente: un oscillatore di elevata stabilità, di solito a quarzo, fornisce la frequenza base, che è sempre un sottomultiplo assai piccolo della frequenza dell'emissione; all'uscita di tale oscillatore si hanno due vie di cui la prima dopo una certa amplificazione produce una tensione  $E_a$  mentre la seconda attraverso un modulatore di tipo bilanciato, uno sfasatore ad un eventuale amplificatore produce una tensione  $E_b$  in quadratura rispetto ad  $E_a$  e modulata in ampiezza in funzione dell'entrata a frequenza acustica nel modulatore bilanciato. La risultante di  $E_a$  ed  $E_b$  è evidentemente un'oscillazione modulata in fase; poichè come è stato prima posto in luce una modulazione di fase può esse-

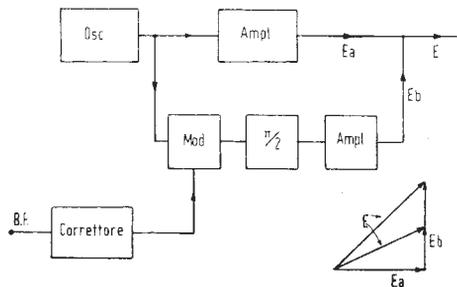


Fig. 2 - Modulatore sistema Armstrong

re assimilata ad una modulazione di frequenza con deviazione proporzionale alla pulsazione del segnale modulante per ridurre la modulazione di fase ad una modulazione di frequenza basterà anteporre al circuito modulatore un correttore, costituito ad esempio da un gruppo resistenza e capacità, tale da rendere lo scarto effettivo inversamente proporzionale alla frequenza del segnale di bassa frequenza. Resta da eliminare evidentemente la accessoria e non desiderata modulazione di ampiezza il che avviene attraverso l'effetto stesso di limitazione dei circuiti di griglia dei moltiplicatori di frequenza successivi i quali al tempo stesso portano al valore definitivo richiesto la deviazione.

Altri sistemi sono stati proposti impieganti circuiti speciali e persino tubi speciali: ciò che importa far ben notare è che in qualunque trasmettitore a modulazione di frequenza la modulazione viene sempre effettuata a basso livello, in piccoli stadi che montano tubi di tipo ricevente, mentre tutti gli altri stadi funzionano in condizioni equivalenti a quelle di classe C telegrafia e quindi con elevato rendimento e senza che siano richieste delicate regolazioni per il mantenimento della linearità che non è per nulla in tal caso richiesta.

Un ricevitore per modulazione di frequenza deve essere caratterizzato da eccezionale fedeltà di riproduzione e da buona sensibilità; è perciò universalmente adottato il sistema a cambiamento di frequenza o supereterodina che riesce vantaggioso anche perché i segnali da ricevere hanno una frequenza piuttosto elevata. Si ha dunque dopo un eventuale amplificazione a larga banda a radiofrequenza uno stadio convertitore con oscillatore spesso separato a cui fa seguito una catena (tre o quattro stadi) di amplificatori a larga banda di frequenza intermedia, come in altri casi della ricezione a cambiamento di frequenza si stabilisce un compromesso fra amplificazione raggiungibile per stadio, effetti della frequenza immagine, stabilità e così via, per fissare il valore della frequenza intermedia che è di solito compresa fra 2 e 5 MHz. Fino a tal punto dunque un ricevitore per modulazione di frequenza non differisce, salvo il valore più ampio della banda passante, gran che da una supereterodina normale per onde ultracorte e similmente non diverse risultano le parti strettamente inerenti alla bassa frequenza dei due ricevitori salvo i requisiti di maggior fedeltà a cui il ricevitore per modulazione di frequenza deve sottostare. Differente è invece il sistema di rivelazione: costituisce infatti l'ultimo stadio, e talvolta gli ultimi due stadi, di frequenza intermedia il cosiddetto « limitatore » che ha la funzione di bloccare qualunque variazione di ampiezza che accompagni il segnale; è qui che vengono arrestati in gran parte i disturbi

ed anche compensate per quanto possibile variazioni di intensità del segnale dovute a cause accidentali, il limitatore è in sostanza costituito da uno o due tubi elettronici funzionanti in condizioni di saturazione per effetto di convenienti tensioni applicate a vari loro elettrodi; all'uscita del limitatore avremo dunque un segnale di ampiezza assolutamente costante e di frequenza variabile col ritmo della modulazione. Per ricostituire il segnale originale che ha determinato la modulazione occorre dunque disporre di un organo che rispondendo diversamente alle varie frequenze faccia corrispondere a ciascuna una determinata ampiezza di segnale in uscita dal ricevitore.

Un metodo molto primitivo per raggiungere tale scopo è costituito dall'impiego di un circuito oscillatorio disintonizzato rispetto alla frequenza della portante in modo che variazioni di frequenza si traducano in variazioni di ampiezza corrispondenti ma è evidente che data la non rettilinearità dei fianchi della curva di risonanza verrebbero ad introdursi gravi distorsioni.

Il circuito che finora è stato universalmente impiegato per la rivelazione di segnali modulati in frequenza è il cosiddetto discriminatore già noto a radiotecnici per il suo precedente impiego quale elemento di controllo della costanza di velocità angolare degli alternatori ad alta frequenza e della frequenza dell'eterodina dei ricevitori a cambiamento di frequenza di gran classe. Con riferimento alla fig. 2 un doppio diodo  $T_2$  è connesso in modo che la tensione di uscita  $E_4$  risulti essere la differenza delle tensioni rettificate da ciascun diodo, le tensioni di eccitazione essendo derivate dai due circuiti oscillatori P ed S accordati sulla frequenza della portante. La tensione  $E_4$  varia con la frequenza del segnale in modo sensibilmente lineare per un intervallo assai ampio di frequenza; una simile caratteristica risulta dal fatto che alla risonanza la tensione ai capi di S è sfasata di 90 gradi rispetto alla tensione ai capi di P e pertanto i potenziali  $E_{a1}$  ed  $E_{a2}$  sulle placche del doppio diodo hanno uguale ampiezza come è indicato nel riportato diagramma vettoriale. Per frequenze diverse da quella della portante lo sfasamento risulta invece maggiore o minore di 90 gradi per le tensioni secondarie in modo che la tensione applicata ad uno degli anodi del doppio diodo prevale sulla tensione applicata all'altra placca con il risultato ultimo che compare all'uscita una tensione differenza  $E_4$  la quale come abbiamo detto varia linearmente per un notevole scarto di frequenza simmetricamente alla portante.

È stato dunque brevemente ricordato che un ricevitore per modulazione di frequenza si differenzia da un ricevitore per modulazione di ampiezza per la presenza di due stadi: il limitatore ed il discriminatore i quali, in un certo senso,

compiono in esso la funzione dello stadio rivelatore del normale ricevitore per segnali modulati in ampiezza. Il fatto che il servizio a modulazione di frequenza sia intrinsecamente un servizio di alta qualità a larga banda passante contribuisce anche a rendere il ricevitore economicamente più caro del ricevitore di tipo medio per radiodiffusione ad onde medie con modulazione di ampiezza. È giunta recentissimamente notizia di un brevetto RCA non ancora reso noto che, eliminando il doppio stadio limitatore-discriminatore ed impiegando un nuovissimo ed originale circuito, renderebbe più economico il ricevitore. È certo che, data l'impostazione stessa della radiodiffusione a modulazione di frequenza che deve essere intesa come un servizio di alta fedeltà ed integrazione dei sistemi finora impiegati, un ricevitore popolare per modulazione di frequenza non può per il momento essere immaginato e tanto meno si può pensare a ricorrere a modifiche degli attuali ricevitori o ad adattatori per i medesimi onde convertibili dal vecchio al nuovo sistema di modulazione.

Tenuto conto della complicazione dei ricevitori moderni di tipo superiore a quello corrente, per le necessità delle varie gamme di onde corte non sembra tuttavia azzardato supporre l'aggiunta in essi nel prossimo futuro di un'unità per modulazione di frequenza che allargherà di molto le possibilità di tali apparecchi: negli Stati Uniti qualcosa del genere era stato tentato prima della guerra e non c'è dubbio che l'industria americana che sta riconvertendosi dalle costruzioni militari a quelle civili sarà forse assai pre-

sto in grado di fornirci qualcosa di ottimo ed al tempo stesso conveniente.

Per chiudere queste note vorrei dire due parole sullo sviluppo storico della modulazione di frequenza in America dopo la presentazione che ne fece l'Armstrong come si è visto nel 1936. Il sistema destò grande interesse e fu provato con l'aiuto di grandi organizzazioni radiofoniche che però sembra ad un certo punto si ritirassero poichè vedevano pericolosamente compromessi i sistemi classici nei quali grandi interessi erano andati da molti anni affluendo. Non per ciò lo Armstrong si dette per vinto ma con capitali propri e soprattutto con l'aiuto di Ditte costruttrici di apparecchiature trasmettenti e ricevitori desiderosi di crearsi nuove attività e nuovi mercati continuò ad adoperarsi in ogni modo per l'affermazione del suo sistema. Successivamente le cose si sono nuovamente invertite e le Compagnie radiofoniche più lungimiranti stanno ora dedicando molte loro energie di uomini e di mezzi alla modulazione di frequenza.

In Italia, tenuto conto speciale del rinnovamento imposto dalle distruzioni belliche c'è da augurarsi che si voglia rivedere con ampiezza di vedute tutto il problema delle radiodiffusioni inserendovi un ampio programma di sviluppo dei sistemi a modulazione di frequenza; tenuta presente la favorevole configurazione del Paese e la possibilità non solo per gli scopi di radiodiffusione dell'installazione di Centri trasmettenti in località adeguate ogni improvvisazione sarebbe fuori di luogo e poichè per tanti anni non si è voluto e non si è potuto andare avanti, è pro-

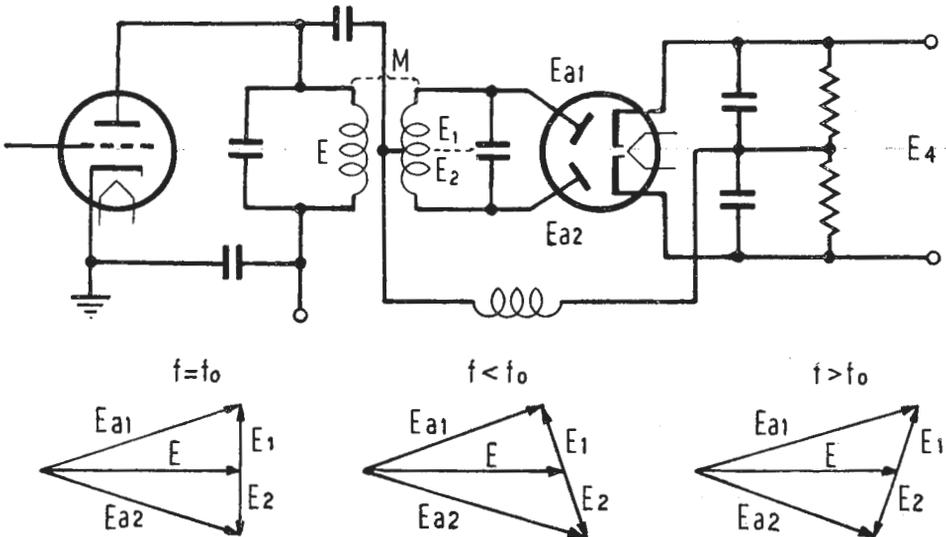
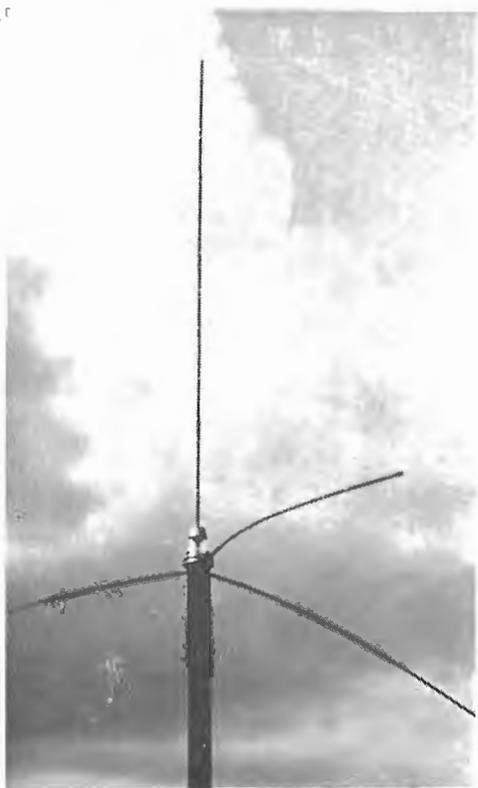


Fig. 3 - Discriminatore.

bable che tentativi di improvvisazione non mancheranno con l'intento di consolidare forme di esclusività che hanno fatto il loro tempo e che non vedono come soltanto una profonda evoluzione costituisca per esse l'unica via di rinnovamento proficuo. Il pubblico italiano è particolarmente sensibile dal punto di vista artistico ed offrirgli qualcosa di veramente straordinario come la modulazione di frequenza potrà cau-

sare simpatica reazione; l'industria radio che cerca penosamente di sopravvivere scorge nella novità d'oltreoceano un campo fecondo di risultati immediati e foriero di altri successivi sviluppi, come ad esempio la televisione, per cui conviene insistere affinché nei piani della ricostruzione anche questo settore tanto speciale riceva la necessaria attenzione. ●



Fotografia dell'antenna per 56 MHz di I I A Y.  
(Pippo Fontana)

# METODI DI MISURA DELLE PERDITE DIELETTICHE A FREQUENZE SUPERIORI A 100 MHz.

H. W. Stawski

Class. Dec. R. 224

La tecnica delle frequenze elevatissime — particolarmente al di sopra dei 1000 MHz — si distacca dalla normale tecnica di alta frequenza in due punti essenziali: nella generazione delle oscillazioni che non può essere realizzata più, se non con certi artifici, coi metodi convenzionali (oscillatori a triodo) e nella forma dei circuiti oscillanti, non più attuabili con elementi concentrati (bobine e condensatori) ma solo con elementi distribuiti (linee di trasmissione e guide d'onda).

Purtroppo nel nostro paese questa tecnica

tipico di quanto è possibile realizzare pur usando mezzi relativamente semplici e modesti. Del resto sembra quasi superfluo sottolineare quanta importanza hanno questi metodi di misura nelle ricerche sperimentali sul comportamento dei dielettrici, a parte poi il loro alto interesse scientifico.

## 2. - PRINCIPI DI MISURA.

Lasciando a parte i metodi di confronto e di sostituzione con resistenza in serie o in parallelo che a frequenze così alte non sono più at-

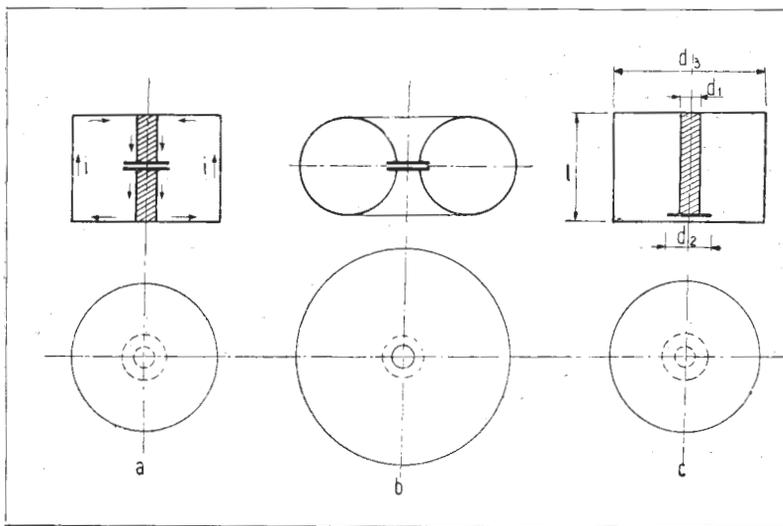


Fig. 1. - Alcune forme tipiche di cavità risonanti in regime quasi-stazionario.

non è ancora molto diffusa e non per ultimo per la scarsa o addirittura mancante produzione nazionale di valvole adatte a generare onde decimetriche e centimetriche (p. es. magnetron, klystron, ecc.). Per tanto sembra utile di dare un resoconto dello stato attuale della tecnica delle iperfrequenze almeno in qualche suo aspetto particolare.

In altro luogo è già riferito sulle proprietà in genere dei circuiti oscillanti per frequenze ultra-alte. Nella presente invece ci siamo proposti di trattare come esempio di applicazione pratica il problema della misura delle perdite dielettriche nella gamma fra 100 e 10.000 MHz, problema che nel suo complesso dà un esempio

attuabili e scartando anche i metodi calorimetrici (\*) rimane come mezzo più immediato di de-

(\*) Malgrado consentano alta precisione, i metodi calorimetrici finora non si sono molto introdotti in pratica, perchè richiedono un notevole dispendio di apparecchiature e soprattutto di tempo. Per sviluppare una sufficiente potenza, trasformata in energia termica, sono necessarie delle tensioni piuttosto alte e perciò il dielettrico non si trova nelle condizioni normali di uso. Queste condizioni sono invece molto adatte per la determinazione delle perdite nei condensatori di potenza, in funzione della frequenza e della temperatura.

determinare l'angolo di perdita  $\text{tg } \delta$  e la costante dielettrica  $\epsilon$  la misura nel circuito risonante mediante rilievo della curva di risonanza. Questo metodo è largamente impiegato anche nelle misure a frequenze più modeste.

Come noto, esistono due modi per determinare la curva di risonanza:

a) con variazione di frequenza (metodo  $\Delta f$ );

b) con variazione di reattanza, a frequenza fissa (di solito effettuata variando la capacità, metodo  $\Delta C$ ).

Ricordiamo qui solo la semplice relazione che collega il fattore di bontà di un circuito risonante con la « selettività » della sua curva di risonanza. Sia  $\Delta f$  risp.  $\Delta C$  la larghezza della curva di risonanza corrispondente alla metà della sua altezza massima e sia la curva stessa delineata da un rivelatore con legge quadratica di risposta, si ha

$$Q = f_r / \Delta f = 2 C_r / \Delta C \quad (1)$$

dove l'indice  $r$  indica il valore corrispondente alla risonanza. L'angolo di perdita di un dielettrico viene determinato allora dalla differenza di due misurazioni di  $Q$  col circuito caricato dal dielettrico in prova e senza il dielettrico ( $Q'$ ):

$$\text{tg } \delta = k \cdot (1/Q - 1/Q') \quad (2)$$

dove  $k \geq 1$  significa un fattore di correzione che indica il grado di caricamento del circuito col dielettrico. (P. es. nel caso di un condensatore di misura contenente il dielettrico diventa  $k = C/C_x$ , dove  $C = C_x + C_0$  è la capacità complessiva e  $C_x$  la parte che contiene il dielettrico).

Queste espressioni, derivate per circuiti a costanti concentrate, valgono analogamente anche per circuiti a costanti distribuite, col sottinteso che la definizione

$$Q = \omega L/r = 1/\omega C r = \omega C/G$$

viene sostituita dalla più generale

$$Q = \frac{\omega (\text{energia immagazzinata nel campo})}{\text{potenza dissipata}} \quad (3)$$

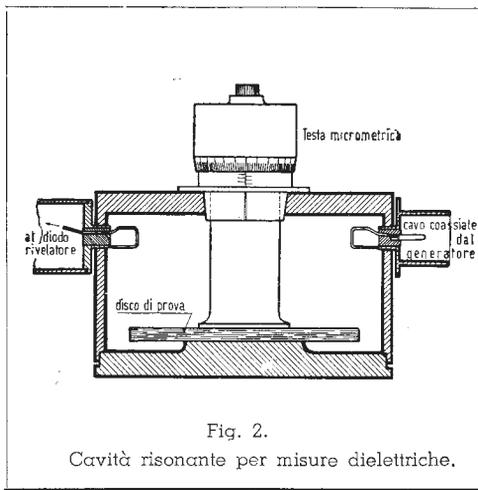
È intuitivo che nel caso di linee di trasmissione o di guide d'onda il metodo della variazione di reattanza non è sempre applicabile.

Dopo queste osservazioni di carattere introduttivo si descrivono ora alcuni procedimenti di misura procedendo progressivamente a frequenze sempre più alte.

### 3. MISURE DI PERDITE CON CAVITÀ RISONANTI IN REGIME QUASI-STAZIONARIO.

Le cavità risonanti funzionanti in regime quasi-stazionario (lunghezza dell'onda eccitatrice grande in confronto alle dimensioni) formano in un certo senso il passaggio dai circuiti a costanti concentrate a quelli a costanti distribuite. Infatti la frequenza di risonanza della « pentola oscillante », di cui nella fig. 1 sono presentate alcune forme tipiche, è determinata entro certi limiti da una capacità concentrata.

Progetto e calcolo di cavità di questo tipo e la loro applicazione nella tecnica delle onde metriche sono descritte in un recente lavoro di De Quervain (1). Il lavoro citato ci ha permesso di sviluppare un semplice metodo di misura dell'angolo di perdita e della costante dielettrica di materiali isolanti a perdite bassissime, impiegando una pentola del tipo fig. 1c leggermente modificata, che permette di introdurre il dielettrico in forma di disco nell'intercapedine fra



pistone centrale e fondello. La fig. 2 ne mostra uno schizzo schematico.

La cavità è collegata all'oscillatore mediante una linea coassiale; la rivelazione avviene con un diodo, montato in uno schermo direttamente sulla cavità. L'accoppiamento è induttivo, a mezza spira, ed è regolabile girando le boccole portaspira nei fori praticati nella cavità. Il grado di accoppiamento deve essere scelto con precauzione per evitare il caricamento della cavità e la reazione del circuito di misura sulla linea di entrata; una prova del regolare funzionamento viene data dalla forma della curva di risonanza che deve essere assolutamente simmetrica.

Come prima descritto, l'angolo di perdita viene misurato col metodo della variazione di frequenza mediante due determinazioni del  $Q$  della cavità con e senza dielettrico. In quest'ultimo caso la risonanza si ottiene avvicinando le due armature mediante la vite micrometrica. Per un provino con bordi sporgenti oltre le armature il coefficiente di correzione  $k$  nella espressione (2) può essere assunto con sufficiente esattezza uguale a 1, perchè praticamente tutto il flusso elettrico passa per il provino. C'è intanto da apportare alla equ. (2) un'altra piccola correzione, in quanto il  $Q'$  della cavità senza provino viene misurato leggermente in difetto, perchè l'allungamento del pistone necessario per ristabilire la sintonia causa un piccolo aumento della resistenza di percorso. L'er-

rore corrispondente può essere corretto con un semplice calcolo sul quale si ritorna più in avanti.

La costante dielettrica relativa del dielettrico inserito si determina dal rapporto  $\alpha_0/\alpha_d$  delle distanze fra le armature riferite alle misure senza e col dielettrico

$$\varepsilon = \alpha_0/\alpha_d \quad (4)$$

Questa relazione è approssimativa, perchè trascura l'effetto del campo dei bordi che può es-

dielettrico e  $l_d$  quella col dielettrico inserito ( $l_0 > l_d$ ) e  $R_{v0}$  e  $R_{vd}$  le relative resistenze di perdita, si ricava il  $Q'$  della cavità, ridotto alla lunghezza  $l_d$  da

$$Q' = Q_0 \cdot R_{v0}/R_{vd} \quad (9)$$

dove  $Q_0$  è il valore misurato in posizione  $l_0$ .

Ci interessano qui particolarmente le condizioni per ottenere, ad una determinata frequenza, il massimo del fattore di bontà compatibile con altre esigenze: p. es. si impone un certo

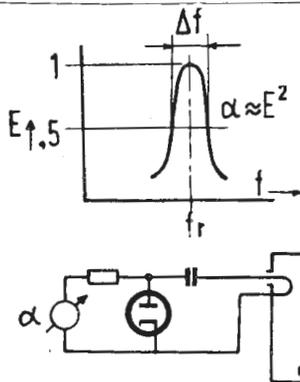
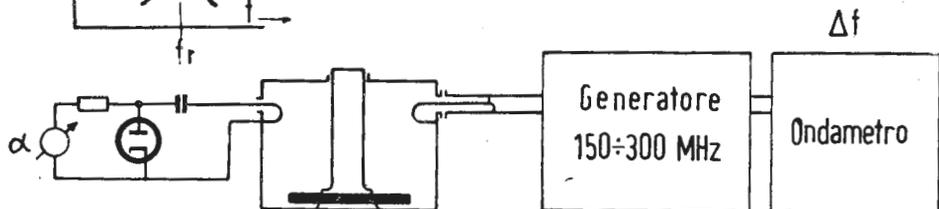


Fig. 3. - Principio di misura della c.d.  $\varepsilon$  e dell'angolo di perdita  $\text{tg } \delta$  con cavità quasi-stazionaria.



sere valutato secondo una delle formule note.

Ripetiamo brevemente alcune formule utili per il dimensionamento delle cavità descritte, ricordando sempre che la frequenza di risonanza in questo tipo non dipende dal formarsi di onde stazionarie elettromagnetiche (come avviene per le cavità risonanti vere e proprie descritte più in avanti), bensì viene determinata dal prodotto L.C, come in un normale circuito a costanti concentrate.

Secondo Quervain è con riferimento alla figura 1c: l'induttanza della cavità

$$L = 2 \cdot l \cdot \ln d_3/d_1 = 4.605 l \cdot \log d_3/d_1 \quad [10^{-9} \text{ H}] \quad (5)$$

la capacità (trascurato l'effetto dei bordi)

$$C = d_2^2/14.4 \alpha \quad [\text{pF}] \quad (6)$$

dove  $l$ ,  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $d_3$ ,  $\alpha$  sono in cm, il fattore di bontà della cavità non caricata

$$Q = \omega L/R_v = 1/R_v \cdot \sqrt{L/C} \quad (7)$$

Per  $R_v$ , la resistenza di perdita, dovuta all'effetto pelle, si ottiene:

$$R_v = \frac{34.4}{\pi \sqrt{\gamma \lambda}} \left( \frac{l}{d_1} + \frac{l}{d_2} + \ln \frac{d_3}{d_1} + 0.25 \right) \quad (8)$$

dove  $\gamma$  la conduttività in S/cm e  $\lambda$  la lunghezza d'onda in cm.

In base alla espressione (8) si calcola la correzione per il  $Q$  nel caso della cavità senza dielettrico in modo seguente: siano  $l_0$  la lunghezza del pistone centrale nella misura senza

valore di  $L$  per ottenere una capacità fra pistone e fondello adatta allo scopo della misura (\*).

Dalla definizione  $Q = \omega L/R_v$  segue che conviene di scegliere il valore più alto possibile per il rapporto  $L/R_v$ . Confrontando le espressioni (8) e (5) per  $R_v$  e  $L$  si vede facilmente che aumentando la lunghezza della cavità l'induttanza  $L$  cresce più rapidamente che  $R_v$ . Aumentando il diametro  $d_3$ ,  $R_v$  non cresce molto, mentre  $L$  aumenta considerevolmente. Infine quanto al diametro  $d_1$  del pistone, risulta che a parità di rapporto  $d_3/d_1$   $R_v$  diminuisce e  $L$  rimane costante, mentre aumentando  $d_1$  tenendo  $d_3$  costante,  $L$  diminuisce più presto di  $R_v$ . Dato che il valore di  $R_v$  secondo equ. (8) viene determinato in prima linea dal valore di  $d_1$ , cioè che la maggior parte delle perdite nella cavità risiede sulla superficie del pistone, conviene di scegliere grande  $d_1$ . Si conclude dunque che scelto un valore opportuno per  $d_1$ , bisogna dare valori alti alla lunghezza  $l$  e al rapporto  $d_3/d_1$ , cioè alla induttanza  $L$ , senza però oltrepassare il limite imposto dalla capacità di misura.

Nella tabella 1 sono dati per una frequenza di 300 MHz ( $\lambda = 100$  cm.) alcuni valori di  $Q$  calcolati in funzione dei parametri  $l$  e  $d_3/d_1$ .

(\*) Siccome nel lavoro citato di De Quervain la determinazione delle dimensioni delle cavità avviene con scopi diversi dai nostri, si procede qui per altra via.

assumendo  $d_1 = 3$  cm. Accanto ai valori dei Q figurano i valori dell'induttanza L. Come materiale della cavità è supposto rame con una conduttività  $\gamma = 5.9 \cdot 10^9$  S/cm. I limiti indicati nella tabella entro le sbarrette includono capacità di misura fra ca. 14-28 pF.

I valori di Q raggiunti nella esecuzione pratica sono alquanto inferiori di quelli calcolati. La ragione di ciò non è ancora chiarita del tutto; secondo la nostra opinione si tratta dell'incertezza nella valutazione dell'effetto pelle. Infatti, data la esigua profondità di penetrazione della corrente nei conduttori (dell'ordine di grandezza di 1/100 di mm. per rame a 300 MHz) è molto probabile che l'inevitabile ruvidità della superficie si faccia già sentire, nel senso di prolungare il percorso di corrente.

Lo schema di principio della misura è mostrato nella fig. 3. Nel lavoro di De Quervain è descritto anche un oscillatore adatto, nel quale tutti

per il Q elevato del circuito di misura. Assumendo un Q medio di ca. 2500 che è facilmente raggiungibile, si ottiene per la misura di un dielettrico con  $\text{tg } \delta = 5 \cdot 10^{-4}$  una diminuzione del Q da 2500 a 1100, cioè una discriminazione del 55 %, mentre per frequenze attorno a 1-10 MHz, per i quali difficilmente si riesce realizzare circuiti con Q superiore a 250, la discriminazione corrispondente diventa solo 11 %.

Il metodo è applicabile per frequenze fra ca. 100 e 500 MHz. Al di sotto di 100 MHz le dimensioni della cavità diventano scomodamente grandi, al di sopra di 500 MHz la distribuzione quasi-stazionaria del campo è già compromessa e il Q diventa anche basso. In questa gamma è più razionale di realizzare il circuito di misura con una linea coassiale chiusa agli estremi.

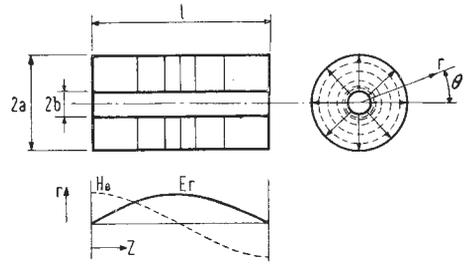


Fig. 4. - Risonatore coassiale: modo di oscillazione  $EH_1$ .

i circuiti risonanti sono costituiti da cavità.

Siccome è difficile ottenere una taratura diretta di sufficiente precisione e stabilità, la misura della variazione di frequenza avviene con un ondametro separato che deve avere una discriminazione  $\Delta f/f$  di almeno  $10^{-4}$ . Anche questo ondametro può essere costituito con vantaggio da una cavità.

La misurazione delle perdite dielettriche col metodo descritto è molto più precisa che quella coi soliti metodi a frequenze più basse, appunto

#### 4. MISURA DI PERDITE DIELETTICHE CON RISONATORI COASSIALI.

Facendo sparire nella cavità quasi-stazionaria di fig. 1c la discontinuità nel percorso di corrente, questa si trasforma in un risonatore coassiale, cioè in una linea coassiale della lunghezza  $n \cdot \lambda/2$  (n numero intero), chiusa in cortocircuito ai due estremi. Per lunghezze d'onda al di sotto dei 50 cm questi risonatori coassiali, riempiti del tutto o parzialmente con un dielet-

TABELLA 1

fattore di bontà Q e induttività L (in  $10^{-9}$  H) in funzione di l e  $d_3/d_1$ , con  $d_1 = 3$  cm, per una cavità sec. fig. 1a a 300 MHz

$d_3/d_1$ cm	$l_{cm}: 3$	6	9	12	15
2	2250 (4,2)	2790 (8,3)	3035 (12,5)	3175 (16,6)	3260 (20,8)
3	3250 (6,6)	4340 (13,2)	4900 (19,8)	5210 (26,4)	5450 (33)
4	3800 (8,3)	5310 (16,6)	6120 (24,9)	6610 (33,2)	6970 (41,5)
5	4175 (9,6)	6310 (19,3)	6780 (28)	7660 (38,6)	8110 (48,2)

trico, costituiscono dei circuiti oscillanti molto adatti per la misura delle perdite dielettriche.

Nella fig. 4 è rappresentato un risonatore coassiale riempito di un dielettrico omogeneo (p. es. aria), nel suo modo di oscillazione principale (trasversale), denominato EH<sub>1</sub>.

Secondo Lamont (2) il fattore di bontà di un risonatore coassiale di questa forma, con dielettrico aria, è dato da

$$Q = \frac{2\alpha}{d} \cdot \frac{\ln \alpha/b}{1 + \alpha/b + 4\alpha/l \cdot \ln \alpha/l} \quad (10)$$

dove  $d$  significa la profondità di penetrazione della corrente (effetto pelle):

$$d = (\mu_0 \cdot \pi \cdot f \cdot \gamma)^{-1/2} \text{ [m]},$$

con

la permeabilità magnetica dell'aria  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m

La seguente tabella 2 dà alcuni valori  $Q$  per varie lunghezze d'onda.

TABELLA 2

$\lambda$ cm.	$l$ cm.	$\alpha$ cm.	$Q$
100	50	20	20600
30	15	6	11250
10	5	2	6500
3	1.5	1.2	3550

#### 4-1. RISONATORI COASSIALI PARZIALMENTE RIEMPIITI DAL DIELETTRICO.

La fig. 5 mostra due tipi di risonatori coassiali, per i quali R. Dunsmuir (3) ha calcolato delle formule che permettono la determinazione dell'angolo di perdita e della costante dielettrica del dielettrico inserito. Le espressioni ottenute dal

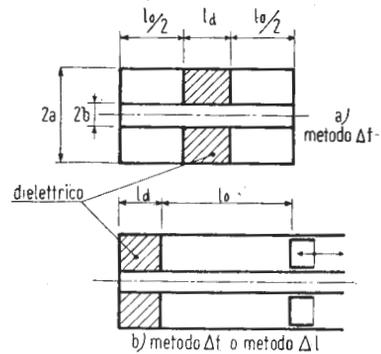


Fig. 5. - Risonatori coassiali per misure di dielettrici, riempiti solo in parte.

la frequenza  $f$  in Hz

la conduttività del metallo  $\gamma$  in S/m (ca.  $0.6 \cdot 10^8$  S/m per rame argentato).

L'espressione (10) ha un massimo per un rapporto dei raggi esterno ed interno  $\alpha/b = 3.59$ . Con questo valore diventa

$$Q_{\max} = \frac{2\alpha}{d} \cdot \frac{1}{3.59 + 4\alpha/l} \quad (10a)$$

Scegliendo la lunghezza  $l$  del risonatore in rapporto fisso al raggio  $\alpha$  (p. es.  $l = 2.5 \cdot \alpha$ , cioè  $\lambda_0 = 5\alpha$  (\*)), si ottiene per il fattore di bontà teorico l'espressione semplice:

$$Q_{\max} = 4.6 \cdot \sqrt{\alpha} = 2.06 \cdot \sqrt{\lambda_0} \quad (\text{materiale rame argentato}). \quad (11)$$

(\*) Si sono scelti questi valori per evitare la generazione di onde non desiderate del tipo E o H; secondo Jackson (3), p. 55, tab. 2 deve essere soddisfatta la condizione  $\pi(\alpha + b) < \lambda_0$ , cioè nel nostro caso  $\alpha/b = 3.59 : 4 \alpha < \lambda_0$ .

Dunsmuir sono alquanto complesse, cosicché non è possibile qui che di dare i risultati finali.

Nel caso del risonatore di fig. 5a, col dielettrico in posizione centrale, si ottiene:

$$\tan \delta = \frac{l_d + \alpha l_0}{\alpha} \cdot \left( \frac{1}{Q} - \frac{1}{Q'} \right) \quad (12)$$

$$\frac{l_d + \frac{\beta_d l_d}{\sin^2 \beta_0}}{\beta_0}$$

dove sono

$$\alpha = \frac{\beta_d l_d}{2 \sin^2 \beta_0}$$

$$\frac{\beta_0 l_0}{2 \cos^2 \beta_0}$$

$$\beta_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}; \quad \beta_d = \omega \sqrt{\mu_d \cdot \epsilon_d}$$

con  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m,  $\epsilon_0 = 1/36\pi \cdot 10^{-9}$  F/m per l'aria e  $\mu_d = \mu_0$ ,  $\epsilon_d$  per il dielettrico.

$Q$  è il fattore di bontà misurato col dielettrico inserito e  $Q'$  quello corrispondente ad un die-

lettrico ipotetico, senza perdite e col medesimo  $\epsilon_d$  nel dielettrico inserito. Quest'ultimo  $Q'$  deve essere derivato da un  $Q_0$  che viene misurato con il risonatore riempito solo di aria calcolandolo con la formula di riduzione

$$Q' = Q_0 \sqrt{\frac{\lambda_0}{\lambda_d}} \cdot \dots \dots \dots \frac{(1/\alpha + 1/b) + 4/1 \cdot \ln 4/b}{(1/\alpha + 1/b) + 4 \alpha / (\alpha l_0 + l_d) \cdot \ln \alpha/b} \quad (13)$$

$\lambda_d$  e  $\lambda_0$  sono le lunghezze d'onda di risonanza risp. per il risonatore con e senza dielettrico.

Ricordiamo ancora, che il termine davanti alla parentesi nella equ. (12) rappresenta il fattore di correzione definito nella nostra equ. (2), cioè che indica il grado di riempimento del risonatore con il dielettrico.

La costante dielettrica viene determinata da

$$\sqrt{\frac{\epsilon_d}{\epsilon_0}} = \cotg \frac{\beta_d l_d}{2} \cdot \cotg \frac{\beta_0 l_0}{2} \quad (14)$$

e sostituendo

$$\beta_d = \sqrt{\frac{\epsilon_d}{\epsilon_0}} \cdot \beta_0 \cotg \frac{\beta_0 l_0}{2}$$

$$\epsilon = \frac{\epsilon_d}{\epsilon_0} = \frac{1}{\frac{\beta_0 l_d}{2} (1 + \frac{1}{6} \beta_0 l_d \cdot \cotg \frac{\beta_0 l_0}{2})} \quad (15)$$

Questa espressione è approssimativa e vale per provini di una larghezza  $l_d < 0.3 l$  con un errore massimo del 0.5 %.

Per il risonatore Fig. 5b, col dielettrico spostato del tutto verso una delle estremità, valgono le seguenti espressioni:

$$\text{tg } \delta = \frac{l_d + \alpha l_0}{\alpha} (1/Q - 1/Q') \quad (16)$$

$$l_d + \frac{\alpha}{2 \beta_0} \cdot \text{sen } 2 \beta_0 l_0$$

dove adesso è

$$\alpha = \frac{\cos^2 \beta_d l_0}{\cos^2 \beta_0 l_d}$$

e

$$Q' = Q_0 \sqrt{\frac{\lambda_0}{\lambda_d}} \cdot \dots \dots \dots \frac{(1/\alpha + 1/b) + 4/(l_0 + l_d) \cdot \ln \alpha/b}{(1/\alpha + 1/b) + 2(\alpha + 1)/(\alpha l_0 + l_d) \cdot \ln \alpha/b} \quad (17)$$

La costante dielettrica si ricava da

$$\sqrt{\frac{\epsilon_d}{\epsilon_0}} = - \text{tang } \beta_d l_d \cdot \cotg \beta_0 l_0 \quad (18)$$

e, con la stessa approssimazione di prima

$$\epsilon = \frac{\epsilon_d}{\epsilon_0} = \frac{3}{\beta_0 l_d} \cdot \left( \cotg \beta_0 l_0 + \frac{1}{\beta_0 l_d} \right) \quad (19)$$

Nel lavoro citato, Dunsmuir non riferisce molti dati sperimentali. Dalle sue misure, fatte con risonatori del tipo fig. 5a,  $\alpha$  lunghezza d'onda attorno ai 50 cm., risulta solo che il  $Q$  teorico di un risonatore a mezza onda con  $\alpha = 2$  cm.,  $\alpha/b = 3.59$  era ca. 4500. La riduzione del  $Q$  prodotta dall'introduzione nel centro del risonatore di un dielettrico della larghezza  $l_d = 2$  cm., con  $\epsilon = 2.3$  e  $\text{tg } \delta = 5 \cdot 10^{-4}$  era ca. del 20 %.

(continua)

## BIBLIOGRAFIA

- A. DE QUERVAIN: « Elektrische Schwingtoepfe und ihre Anwendung in der Ultrakurzwellen-Verstärkertechnik », Zuerich, 1944, Leeman & Co.
- H. R. L. LAMONT: « Wave Guides », Methuen & Co. Ltd., London, 1946.
- F. HORNER, T. A. TAYLOR, R. DUNSMUIR, J. LAMB, Prof. WILLIS JACKSON: « Resonance Methods of Dielectric Measurements at Centimetre Wavelengths », J. I.E.E., vol. 93, Part. III, n. 21, genn. 1946 p. 53-63.



## 5) MANSIONI ACCESSORIE

Quando alla Sala Prove (altrimenti denominata Ufficio Ispezioni e simili) siano affidate tutte le mansioni principali fin qui elencate, essa viene ad avere una struttura ed una competenza tali da renderla capace di svolgere facilmente alcune mansioni accessorie che di solito fanno vita a sè oppure dipendono da altri reparti inceppandone alquanto il regolare lavoro.

Le elenchiamo senza spendervi molte parole per ragioni ovvie.

### 5-1) SERVIZIO INTERNO ED ESTERNO DELLE RIPARAZIONI

L'azione della Sala Prove sul reparto di riparazioni può limitarsi ad una semplice consulenza tecnica, ciò che potrebbe fare altresì il Laboratorio Progetti; senonchè la Sala Prove è meglio organizzata per fare una statistica dei guasti e trarne elementi di giudizio sulla qualità della produzione. Un condensatore che salta, una resistenza che brucia, un cono che vibra, una media frequenza che non amplifica quanto è prestabilito aprono a chi indaga tutti i segreti e le magagne sempre nascoste nel ciclo produttivo; chi abbia un minimo di pratica di reparto montaggio comprende cosa ciò significhi.

Ancor più significativi sono poi i primi rapporti provenienti dai riparatori esterni alla fabbrica quando viene posto sul mercato un nuovo ricevitore od un nuovo apparato; se questi riparatori (che sono poi i rappresentanti della ditta) fanno capo alla Sala Prove, si può in pochi giorni avere dati statistici precisi sui guasti più spesso ricorrenti e persino sul favore maggiore o minore incontrato dall'apparecchio presso la clientela (anzi in primo luogo presso lo stesso

rappresentante). In tal caso la Sala Prove, che ha già diramato ai riparatori esterni le norme di taratura e controllo generale dell'apparecchio non appena sia stato posto in commercio, diramerà poco dopo un modulo da riempirsi con le indicazioni generali di qualità e con lo spazio per l'elenco dei primi guasti riscontrati.

In genere sono sufficienti pochi moduli ritornati a dare un giudizio tecnico tutt'altro che privo di interesse.

Questa funzione sembra essere più propria alla Sala Prove che non al Laboratorio Progetti.

### 5-2) PROVE SPECIALI ANCHE PER CONTO TERZI

L'attrezzatura della Sala Prove (vedasi al capo 6) ne fa un laboratorio in genere più dotato dello stesso Laboratorio Progetti, nel senso che vi si possono eseguire un numero ben maggiore di prove e controlli speciali, soprattutto di carattere meccanico e sia pure con minore precisione in quelle dove intervengono misure elettriche.

Valga citare a titolo esemplificativo le prove tropicali (temperatura e umidità) su nuovi isolanti proposti dai fornitori oppure su nuovi impasti di carta per i coni degli altoparlanti; altro esempio può essere quello delle prove di durata su resistenze colloidali o su lampadine per scala.

La Sala Prove agisce qui per conto dell'Ufficio Acquisti che vuol sincerarsi della qualità della merce che gli viene offerta; ma può pure agire per conto del fornitore o di altro ente che si è rivolto alla Ditta sottoponendo, come spesso avviene, una nuova idea, un nuovo progetto od un nuovo materiale.

La Sala Prove, fiancheggiata dal Laboratorio Progetti, può rispondere più rapidamente e con

## Controllo di produzione

### S A L A P R O V E

---

Controllo Civile

Controllo Professionale

PROVE MECCANICHE

PROVE TROPICALI

CONTROLLO RADIO

PROVE ACUSTICHE

CAMPIONI DI MISURA

SERVIZIO VARIANTI

SERVIZIO RIPARAZIONI

INSTALLAZIONI

SCUOLA INTERNA

Fig. 1

più autorità di altri reparti; il suo verdetto diviene decisivo soprattutto ai fini commerciali delle innovazioni proposte.

#### 5-3) INSTALLAZIONI

Mentre il Laboratorio Progetti non può in generale distaccare personale per l'esecuzione di installazioni, la Sala Prove può facilmente assumere questa funzione quando si tratti di un lavoro limitato nel tempo e nella mole o quando ragioni di impellenti necessità lo consigliano. Vi sono non pochi esempi di installazioni di apparati, soprattutto su veicoli terrestri, aerei e marini, eseguite in periodo di guerra, quando tutte le forze di una fabbrica sono impegnate in un programma non differibile. In questi casi la Sala Prove fa da sé, assumendo personale se occorre, oppure sospendendo per un dato periodo alcuni controlli (nel caso citato il controllo della produzione radio civile viene ridotto al minimo).

L'organismo così creato, se è necessario, continua poi a vivere di vita propria ed autonoma.

#### 5-4) CONSULENZA TECNICA

Una parte della consulenza tecnica esterna può essere svolta dalla Sala Prove; così quella per conto di altre ditte o enti che sottopongono problemi non comuni.

Tutta la consulenza tecnica dei riparatori e dei clienti deve passare al vaglio della Sala Prove che a sua volta può smistarne una parte ai più direttamente interessati.

#### 5-5) ADDESTRAMENTO DEL PERSONALE: SCUOLA INTERNA

La Sala Prove costituisce il miglior tirocinio per tutto quel personale nuovo che si presenta all'assunzione dotato dei necessari fondamenti

## **ATTREZZATURE DELLA SALA PROVE**

---

### A) PROVE MECCANICHE

Banco vibrante  
Ruotismo per potenziom., ecc.  
Forno tropicale  
Frigorifero

Calibri e dinamometri

### B) PROVE ELETTRICHE

Strumenti di misura  
Oscillatore modulato  
Oscillatore a bassa freq.  
Generatore standard  
Oscillografo  
Modulatore di frequenza  
Voltmetro elettronico

Fig. 2

culturali ma privo di sufficiente pratica oppure con una pratica troppo specifica.

I giovani licenziati dalle Scuole Tecniche Industriali con specializzazione in elettrotecnica e radiotecnica dopo alcuni anni di presenza in Sala Prove, se giudiziosamente impiegati, acquistano una capacità ed una forma mentale fra le più adatte a farne dei tecnici sempre capaci di portare a buon fine i compiti ad essi affidati.

Per queste ragioni la Scuola interna di radiotecnica può con tutto profitto dipendere dalla Sala Prove oppure senz'altro esserne organizzata.

### 6) STRUTTURA E QUADRI DELLA SALA PROVE

Da tutto quanto precede emerge chiaramente come la Sala Prove debba avere una struttura del tutto elastica non potendosi prevedere un addetto per ogni mansione ma anzi dovendosi

pensare di effettuare rapide rotazioni del personale secondo necessità. I quadri saranno necessariamente formati da tecnici aventi ottima cultura e lunga pratica, coadiuvati da personale capace e volenteroso.

Riportiamo uno schema generale di quadro del personale, schema che è sottinteso si debba adeguare caso per caso alle abitudini ed ai sistemi di ogni fabbrica (fig. 1).

### 7) ATTREZZATURA

Oltre alla piccola attrezzatura di laboratorio, è indispensabile provvedere altri apparati, alcuni dei quali normalmente non disponibili in commercio; così dicasi per il ruotismo che consente di effettuare la prova di rotazione dei potenziometri, dei commutatori e dei comandi di sintonia. I dinamometri servono alla verifica dei contatti a molla e simili (fig. 2).

8) CONCLUSIONI

Il controllo di produzione può svolgere un delicatissimo e proficuo lavoro di affiancamento a tutte le fasi della produzione.

Il suo successo è affidato assai più alla elasticità della sua struttura ed alla capacità del suo personale che non alla complessità dei suoi quadri. Questi anzi converrà siano tenuti snelli e semplici nelle loro linee fondamentali, solo accrescendo quando occorre il personale addetto ad una delle mansioni principali.

L'organismo deve essere del tutto autonomo e possedere tutta l'autorità che gli può venire solo dal fatto di dipendere direttamente dalla Direzione Generale della quale è, in definitiva, il consulente tecnico.

In tutta la precedente trattazione si sono evitati sviluppi più diffusi dei singoli argomenti per non uscire dai limiti della generalità; ciò che potrà essere invece fatto da altri su queste stesse colonne.

APPENDICE

La fig. 3 rappresenta il fac-simile di un modulo razionale di collaudo dei ricevitori sottoposto all'attenzione dei lettori (Modello riservato la cui riproduzione altrove è vietata senza consenso dell'Autore).

La razionalità si riferisce all'ordine ed alla completezza delle operazioni di collaudo elettrico.

Si passa infatti nell'ordine dalle misure di tensioni e correnti agli elettrodi delle valvole alle tensioni di alimentazione e raddrizzate; seguono le misure di bassa, media ed alta frequenza raggruppate nel minimo spazio concesso da un foglio normale. Vi è un po' di maggior larghezza per le misure ad alta frequenza che può essere necessario ripetere in sede di modifiche o di progetto per i quali il modulo si presta altrettanto bene.

C.D. 021.306.66 Scheda di collaudo per ricevitori.		25/5/46														
APPARECCHIO mod.			DATA:													
COLLAUDO:			NORMALI													
REPARTO: FIRMA: VISTO:			N 1002.1													
TENSIONE DI RETE;V.		CORRENTE A VUOTO:A.		FREQUENZA:c/s.												
CORRENTI E TENSIONI RISPETTO MASSA:																
Tubo	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7	V8	V9	V10						
Tipo																
Va																
Vga																
Vk-Vg																
Ik																
ALIMENTAZIONE.																
V10:	125:	146:	160:	220:		MEDIA FREQ.ko/s:										
V.fil.1:	V.fil.2:	V.fil.2:	V.fil.radd.1:			3° stadio										
						Sens.uV.										
						Amplif.										
						Selett.										
BASSA FREQUENZA.																
Sensibilità a 400 c/s:mV.			Uscita norm.:V.			2° stadio										
Uscita:W.			Distors.:%.			Sens.uV.										
CAV:a uV.			Vu1 a uV.			Vu2 Vu1/Vu2										
Ronzio al primario:V.						Amplif.										
						Selett.										
CURVA DI FEDELTA.																
						1° stadio										
						Sens.uV.										
						Amplif.										
						Selett.										
ALTA FREQUENZA.																
Gamma	Freq. all.in.	Sens. V	Sens. V	Sens. ant.	Amplif ant.	Amplif s.f.	Rapp. immag.	Limiti nom.in.	Limiti misur.							
OSSERVAZIONI:																
<table border="1" style="width: 100%;"> <tr> <td>Dis...</td> <td style="text-align: center;"><b>RADIOLIST</b></td> <td>sk:</td> </tr> <tr> <td>Ver...</td> <td></td> <td>n° 266</td> </tr> </table>											Dis...	<b>RADIOLIST</b>	sk:	Ver...		n° 266
Dis...	<b>RADIOLIST</b>	sk:														
Ver...		n° 266														

RADIOLIST - dr. Ing. Rocco Lentini - MILANO. Mod. 1 - 5-45

Fig. 3. - Modulo di collaudo dei ricevitori. (Riproduzione vietata).

# GENERALITÀ SUI TUBI ELETTRONICI TRASMETTENTI

I. Thrachman

Class. Dec. R 330.1



*Vengono prese in esame alcune caratteristiche ed alcune particolarità costruttive dei moderni tubi elettronici trasmettenti con particolare riguardo per alcuni tipi di costruzione Brown-Boveri.*

Si può con certezza affermare che in tutti gli impianti ad alta frequenza i tubi a vuoto spinto costituiscono l'elemento essenziale, e che i progressi realizzati nella loro messa a punto e la loro fabbricazione sono intimamente legati allo sviluppo della tecnica delle alte frequenze propriamente dette.

La costruzione dei tubi elettronici d'alta qualità richiede peraltro un grande impegno, sia dal punto di vista dell'abilità manuale, che dal punto di vista costruttivo, ed una vasta esperienza.

È necessario disporre di una attrezzatura speciale, sia per la fabbricazione dei diversi elementi, sia per il montaggio, mentre il collaudo dei tubi già montati richiede una attrezzatura di misura molto complessa.

Tutti i tubi a vuoto riportati nella tabella seguente sono costruiti secondo i moderni requisiti caratteristici di questo speciale ramo della tecnica.

Lo sviluppo costante della radiodiffusione ad onde corte, della radiotelegrafia commerciale ad onde corte, così come le comunicazioni ad onde ultracorte, ove è impiegato il sistema di modulazione di frequenza, implica la creazione del tipo di tubo capace di sviluppare la sua potenza nominale anche nel campo delle onde molto corte.

In questa gamma di onde i tubi debbono avere il rendimento più elevato possibile ed un funzionamento perfetto. Tali condizioni si possono ottenere solo adottando importanti innovazioni ai comuni metodi di costruzione finora seguiti. Inoltre è necessario operare una selezione severa sui materiali impiegati, in quanto che essi debbono sopportare, senza risentirne, grandi sforzi termici ed elettrici, il che può permettere di concentrare grandi potenze in piccole dimensioni. La conoscenza esatta delle possibilità limiti delle materie prime è dunque di primaria importanza.

La tabella 1 riportata indica in modo generico le proprietà elettriche di alcuni tubi elettronici, la cui dissipazione anodica supera il kW.

## RISCALDAMENTO DEI CATODI

Come si può notare nella prima colonna della tabella 1 tutti i tubi, la cui dissipazione anodica è compresa fra i 1 e 50 kW, possono essere costruiti per un riscaldamento mono-fase, o trifase. Tale caratteristica permette l'accensione diretta dei catodi a mezzo di correnti alternative, senza dover ricorrere a gruppi convertitori di mole ingombrante e di cattivo rendimento. Il rumore di fondo dovuto al riscaldamento alternativo

è assai debole, trascurabile per una alimentazione trifase o esafase. Nel servizio telegrafico, ove il livello massimo ammissibile per il rumore di fondo richiesto non è così critico come per il servizio radiofonico, si può impiegare senza difficoltà il catodo a riscaldamento monofase. Il rumore di fondo infine non ha alcuna importanza per le applicazioni industriali dei generatori ad alta frequenza.

## STRUTTURE DEI CATODI

I tubi di piccola potenza del tipo ATL 2-1 e ATL 1-1 hanno per catodo una spirale di tungsteno. Tutti i tubi la cui potenza di dissipazione è o supera i 10 kW, a riscaldamento trifase od esafase, comportano un catodo costituito di un fascio parallelo di fili di tungsteno disposti secondo l'involuppo di una superficie cilindrica. Si è scelto questo tipo di catodo per ottenere una pendenza la più elevata possibile, riducendo così al minimo la tensione e la potenza di eccitazione necessaria in servizio.

La costruzione dei catodi è stata concepita in modo tale che i differenti fili possano spostarsi l'uno indipendentemente dall'altro, ottenendo in tale modo di evitare ogni reciproca influenza nelle dilatazioni o contrazioni longitudinali. Si evita pure una flessione ed una torsione dei fili, nel caso che per diverse ragioni si verificasse una circolazione di correnti ineguali nei fili del fascio.

Questa precauzione, molto importante, evita i corti circuiti tra i fili del fascio o tra il catodo e la griglia nel caso in cui le tensioni di fase siano ineguali, oppure nel caso in cui le tensioni di una delle fasi si annulli, od ancora nel caso in cui si abbia a che fare con una ripartizione non omogenea di corrente ad alta frequenza su i conduttori del catodo. I differenti conduttori formanti il catodo non sono più sottoposti a trazione elastica o per peso.

L'impiego di molle e di pesi ha una influenza nella durata della vita dei tubi; inoltre l'impiego delle molle è nocivo per l'aumento di volume, il che comporta l'aumento delle capacità intereletriodiche; ne consegue un peggioramento delle caratteristiche dei tubi nel campo delle onde ultracorte.

Riducendo al minimo, con opportuni accorgimenti, le forze dinamiche che agiscono su i fili del catodo, si evita la loro flessione. Il fissaggio mediante occhiali isolati permette solo lo spostamento nel senso della lunghezza. Una potenza di riscaldamento, dimensionata con abbondanza, fra tutti i catodi dei nostri tubi permette di ottenere una corrente di emissione elevata. Si potrà osservare questo vantaggio soprattutto nel comportamento degli amplificatori in classe C impiegati nei moderni trasmettitori di radiodiffusione, ove le correnti di punta assumono valori assai elevati in corrispondenza del 100 % di modulazione.

## STRUTTURA DELLE GRIGLIE

La struttura delle griglie è robusta e rigida nello stesso tempo essa consiste in una spirale di tungsteno sostenuta da supporti in molibdeno. Per i tubi fino ai 10 kW di dissipazione anodica, le connessioni di griglia sono costituite da due capsule di rame saldate a due sostegni. L'uscita della griglia dei tubi con dissipazione di 20 e 30 kW è formata da un anello saldato al vetro. Questa disposizione riduce al minimo possibile l'impedenza d'entrata del circuito di griglia, caratteristica molto apprezzabile nel campo delle onde corte. Per ottenere una grande pendenza, si è fatta molto piccola la distanza tra la spirale della griglia ed il catodo. Questa distanza è stata ridotta fino al minimo indispensabile onde evitare l'emissione primaria della griglia in regime di funzionamento.



Tab. 1 - TUBI ELETTRONICI TRASMETTENTI  
Raffreddamento ad acqua

Tipo	Accensione		Tensione anodica massima kV	Corrente anodica massima A	Dissipazione anodica massima kW	Potenza utile garantita in classe C in assenza di modulazione (telegrafia) kW	Frequen. massima in corrispondenza di 100% di tensione anodica e potenza di entrata MHz	$\mu$	Applicazione
	V	A							
ATW 50-1	25	400	20	10	50	120	10	40	R, Tg, I
	25'	230							
	25''	67							
ATW 20-1	15	240	15	5	20	45	25	30	R, Tg, I
ATW 10-3	12	150	12	2,5	10	21	30	28	Tg, I
ATW 10-2	12	87	12	2,5	10	21	30	22	R

Raffreddamento ad aria

ATL 20-1	15	240	15	5	20	45	20	30	R, Tg, I
ATL 10-3	12	150	12	2,5	10	21	25	28	Tg, I
ATL 10-2	12	87	12	2,5	10	21	25	22	R
ATL 2-1	12	50	6	1	2	3,3	150	22	R, Tg, I
ATL 1-1	12	26	3	0,5	1	1,2	200	16	R, Tg, I

R = Radiodiffusione; Tg = Telegrafia; I = Applicazione industriale

$\mu$  = Coefficiente di amplificazione

• Accensione trifase; Tensione concatenata

• » » esafase: » » »

## STRUTTURA DELL'ANODO

Gli anodi a circolazione forzata d'acqua o d'aria sono in rame elettrolitico speciale. Benchè le dimensioni di questi anodi siano scelte piccole, onde ottenere un funzionamento corretto nel campo delle più piccole lunghezze d'onda, essi permettono di sopportare la potenza di dissipazione massima.

Una proprietà notevole, che interesserà certamente gli specialisti, è che questi tubi raffreddati ad aria o ad acqua sopportano una potenza di dissipazione identica, sia per l'uno che per l'altro tipo di raffreddamento. Ciò si è ottenuto non soltanto con una costruzione adeguata del radiatore, ma anche con una razionale disposizione del sistema degli elettrodi, ripartendo uniformemente le cariche termiche su tutto l'anodo, malgrado la piccola lunghezza ed il debole spessore di quest'ultimo.

Speciale riguardo si è avuto nella costruzione del radiatore dei tubi raffreddati ad acqua, affinché il passaggio della corrente ad alta frequenza dell'anodo sulla superficie esterna della camicia di raffreddamento, avvenisse con il minimo di perdite possibili. L'importanza di tale disposizione è massima nel campo delle onde corte, ove si debbono evitare le perdite ed il riscaldamento delle pareti dell'anodo.

## BULBO DI VETRO

Questa parte del tubo è costituita da un vetro speciale di alta qualità, le cui perdite dielettriche sono minime, anche alle frequenze molto elevate; il vetro presenta pure un coefficiente di dilatazione trascurabile ed una temperatura di ramollimento molto elevata.

La forma di tale bulbo è molto importante, soprattutto nel campo delle onde molto corte, in quanto che la forma stessa determina la ripartizione dei gradienti di potenziale sulla superficie del vetro.

Il semplice fatto che anche per il più grande tipo di tubo (ad esempio l'ATW 50-1) non è necessario raffreddare in modo speciale il bulbo, indica chiaramente che anche in questo caso ci è stato possibile ottenere la migliore soluzione.

## FREQUENZE LIMITI DI FUNZIONAMENTO

La sesta colonna della tabella 1 indica, per ciascun tubo, la frequenza massima ammissibile per una tensione anodica ed una potenza di eccitazione del 100 %. I valori di tali frequenze saranno infatti di massimo interesse per gli specialisti. I tubi a debole dissipazione lavorano senza alcuna diminuzione di potenza fino alle bande di 1,5-2 metri ed il loro impiego è particolarmente indicato nei trasmettitori moderni ad onde ultracorte modulati di frequenza. Essi saranno impiegati pure con vantaggio, sempre nel campo delle onde molto corte, per la realizzazione di speciali problemi di riscaldamento dielettrico. Le modeste dimensioni dei tubi piccoli da 1 a 2 kW permettono la creazione di apparecchiature compatte di forma elegante. Pure vantaggioso è il loro impiego nei primi stadi dei trasmettitori di grande potenza, oppure nei classici stadi finali dei trasmettitori a modulazione di ampiezza, delle stazioni costiere, delle installazioni inter-regionali ed internazionali, di polizia, delle stazioni di servizio nel campo pompieristico, ecc.

I tubi di grande potenza possono essi pure lavorare a frequenze molto elevate, per esempio si può ottenere 132 kW d'onda portante in uscita di un trasmettitore equipaggiato con due tubi tipo ATW 50-1 in classe C modulato, con una tensione anodica di sole 12 kV. Ammettendo una perdita del 10 %



nei circuiti di antenna si ottiene quindi una potenza irradiata di 120 kW. La potenza anodica dissipata dai due tubi è di 52 kW in regime di portante, il che corrisponde ad un rendimento del 30 %. Questo elevato rendimento dello stadio finale permette di costruire i grandi trasmettitori moderni modulati in classe C il cui rendimento globale è dell'ordine del 40 %.

Nell'intento di ottenere un rendimento equivalente per le lunghezze d'onda inferiori a 30 metri, si è indotti a ridurre la tensione anodica d'alimentazione. Questo accorgimento, per quanto concerne la potenza resa dai nostri tubi, non è di grande importanza, perchè il valore assoluto della tensione anodica è piccolo.

Così, riferendoci all'esempio sopra citato, per un regime di analogo funzionamento, ma a 20 MHz, è necessario abbassare la tensione anodica di 12 kV solo del 10 % e parallelamente la potenza di eccitazione del 15 %. I medesimi tubi sopra citati (ATW 50-1) forniranno, a 20 MHz, in un montaggio controfase in classe C modulato di placca, una potenza portante di 118 kW circa.

Le considerazioni suddette sono analoghe per i tipi di 20 e

10 kW, per i quali le frequenze massime sono rispettivamente più elevate.

I tubi da 20 kW — ATW 20-1 — sono molto indicati per l'equipaggiamento dei trasmettitori moderni modulati in classe C, potenza 50 kW alta frequenza. Non bisogna dimenticare infine la possibilità di raffreddamento di tali impianti integralmente con aria; grazie all'elevata pendenza dei tubi finali è sufficiente per l'eccitazione quella fornita da un'amplificatore controfase, equipaggiato con due tubi ATL 2-1.

Per quanto riguarda i tubi da 10 kW, essi sono utilizzati nei nostri trasmettitori da 10 kW ad onde corte ed onde medie.

La Brown Boveri fabbrica pure tubi elettronici di potenza inferiore ad 1 kW, diodi raddrizzatori a vapore di mercurio di diversa potenza, come pure tubi speciali di tipo ricevente. La descrizione di tali tubi apparirà in ulteriori articoli, per i quali invitiamo l'interesse degli specialisti.

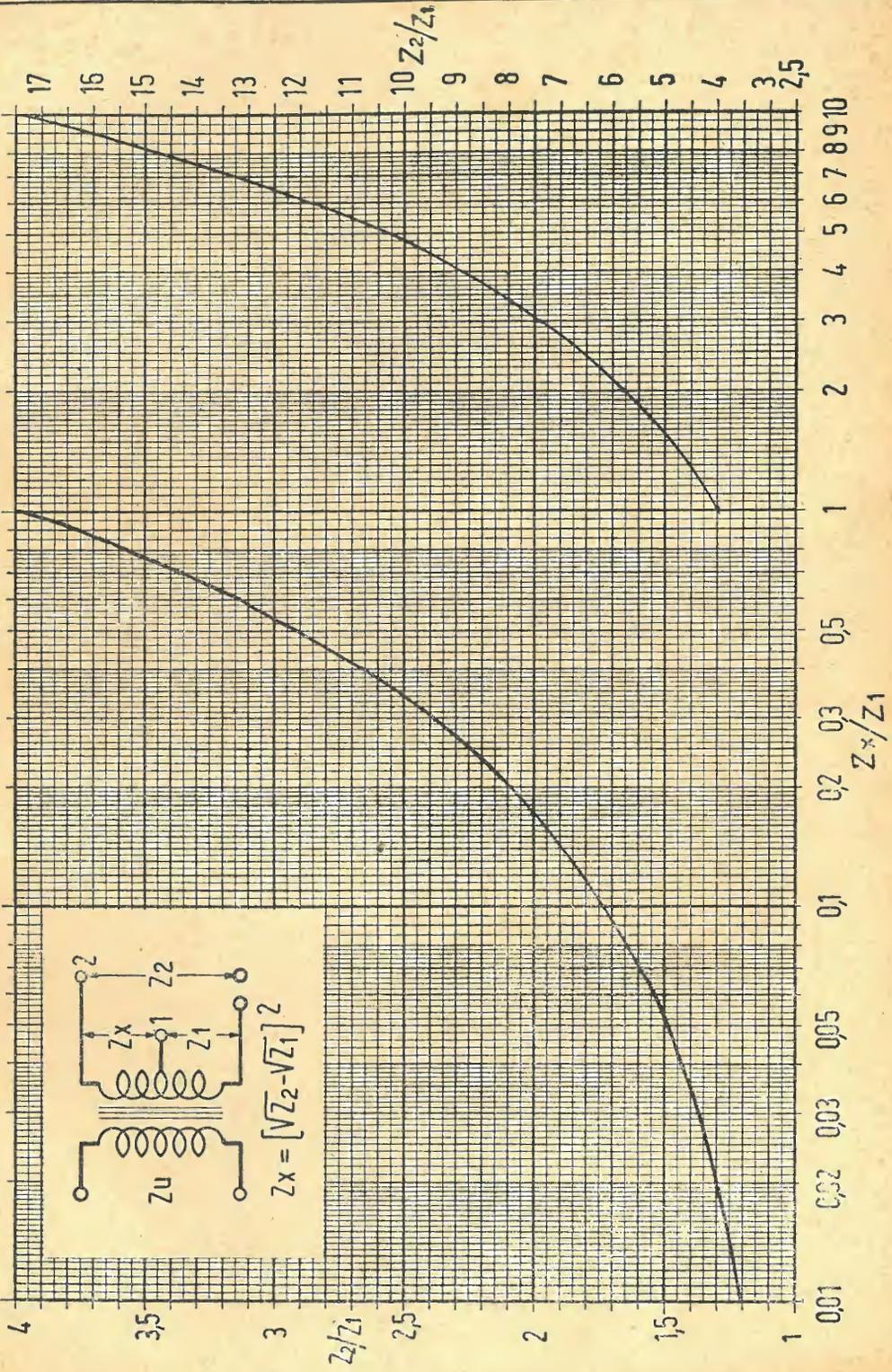
---

## AVVISI ECONOMICI

Si accettano a proprio giudizio unicamente inserzioni di carattere tecnico professionale, L. 30 a parola, minimo 10 parole escluse tasse, pagamento anticipato.

Acquisto valvole serie MINIATURE - 1L4 - 1R5 - 1S4 - 1S5  
1T4 - 1U4 - 3Q4 - 3S4 oppure cambio con materiale.  
Scrivere: Cassetta 501 A - presso T. E. - Via Senato, 24  
Milano

ADATTAMENTO DI IMPEDENZA SU TRASFORMATORI DI MODULAZIONE E USCITA.



Il problema di utilizzare un trasformatore di uscita o di modulazione per adattare all'amplificatore un carico di impedenza diversa da quella nominale corrispondente ad una coppia di morsetti d'uscita — problema che si presenta abbastanza frequentemente — può essere risolto parzialmente nei limiti delle possibilità determinate dalle caratteristiche costruttive del trasformatore stesso.

Quando l'avvolgimento secondario di un trasformatore sia previsto per più valori d'impedenza d'uscita, ognuna di esse è riferita al morsetto zero (inizio del secondario). Fra due estremi però, corrispondenti a due impedenze di uscita di valore noto o comunque misurabile con una semplice lettura del rapporto di trasformazione a vuoto, si può ricavare un valore di impedenza di uscita:

Se  $Z_u$  è l'impedenza primaria e  $Z_1, Z_2$  le due impedenze secondarie,  $n_1$  e  $n_2$  i relativi rapporti di trasformazione:

$$(a) \quad (Z_u/Z_1)^{1/2} = n_1 \quad (Z_u/Z_2)^{1/2} = n_2$$

sia  $N_p$  il numero delle spire primaria e

$$N_2 = N_p/n_2; \quad N_1 = N_p/n_1.$$

Indicando con  $Z_x$  l'impedenza fra i terminali 1 e 2, il numero di spire disponibili è:

$$N_x = N_2 - N_1 = \frac{N_p}{n_1 n_2 / n_1 - n_2}$$

cioè

$$n_x = n_1 n_2 / n_1 - n_2$$

sostituendo a  $n_1$  e  $n_2$  i valori dati dalla (a) si ricava:

$$n_x^2 = Z_u / (Z_2^{1/2} - Z_1^{1/2})^2$$

cioè

$$Z_x = (Z_2^{1/2} - Z_1^{1/2})^2$$

La tabella a tergo è sviluppata con tale formula e permette di ricavare il rapporto  $Z_x/Z_1$  in funzione del rapporto  $Z_2/Z_1$ .

Infatti è:

$$Z_x^{1/2} = Z_2^{1/2} - Z_1^{1/2}$$

cioè dividendo per  $Z_2^{1/2}$

$$Z_x/Z_1 = [(Z_2/Z_1)^{1/2} - 1]^2.$$

La soluzione non può essere necessariamente completa in quanto il valore dell'impedenza relativa a una coppia di terminali è molto più basso di ciascuno dei valori d'impedenza relativi alla coppia terminale-inizio (morsetti 2—0 e 1—0 ad esempio). Perciò, a parità di potenza il tratto di avvolgimento corrispondente si trova sottoposto ad una corrente notevolmente superiore a quella per cui è costruito; è questa un'importante limitazione di cui occorre tener conto. Infatti il conduttore adoperato per la sezione di avvolgimento 2 ha un diametro notevolmente inferiore a quello che occorrerebbe per un secondario che dovesse trasferire la potenza nominale su un carico di  $Z_x$ , su tale potenza nominale sarà sottoposto perciò ad un sovraccarico di cui va tenuto conto e presenta una resistenza  $R_x$  che risulta in serie al carico  $Z_x$  e il cui contributo va considerato in quanto può rappresentare una notevole perdita di potenza per disaccordo d'impedenza e per caduta interna di tensione.

# ALL'INSEGNA DEI 56...

~~"FREGENZA,"  
GARIBOLDI ROAD,  
BANGALORE,  
SRI LANKA.~~

A.R.R.L.  
W.A.C.

B.E.R.U.  
W.B.E.  
56 MC  
11 FA.  
ZOTTING

MANY THANKS FOR QSO AND REPORT

# G6CW

TRANSMITTER XTAL ON ALL BANDS.  
Input 90/200 Watts. 5S<sup>uper</sup> 054 SC Pen  
054 6P6

QSO 13/6/38 MT 20.30.19... U. Form... Sigs OSA 5... R. S... T. f... M. 56M

73

R.S.G.B. J. J. CURNOW M.A.R.S.

Abbiamo posto ad alcuni fra i più autorevoli specialisti della gamma dei 56 MHz le seguenti domande:

- 1) Quale è stato il vostro più brillante DX sui 56 MHz?
- 2) Quale nominativo usavate in tale occasione?
- 3) Quale trasmettitore e ricevitore usavate?
- 4) Quali rapporti vi vennero segnalati, in tale occasione, dal vostro corrispondente?
- 5) Quale potenza avevate in aereo?
- 6) Ritenete che i DX sui 56 MHz abbiano carattere assolutamente eccezionale?
- 7) Ritenete che la banda dei 56 MHz possa dare ancora risultati interessanti?

Ed ecco fra le prime risposte a suo tempo ricevute quella del dott. Silvio Pozzi il ben noto IRA la cui intelligente attività nel campo delle ultra frequenze desta tanto interesse. Ci comunica, cortesemente, il dott. Pozzi:

**Alla domanda N. 1:** Il mio più brillante DX sulla gamma dei 56 MHz fu certamente quello effettuato il 2 giugno 1938 con l'inglese G5MQ di Liverpool. Con questa comunicazione fu non solo stabilito il record europeo di distanza, ma scaturì la possibilità di effettuare altri. Fu fatta quindi maggiore attenzione sulla gamma, furono affinati i ricevitori ed i trasmettitori. Le speranze non furono vane, e da allora, tolta la parentesi della guerra, i QSO sui 56 MHz con l'Inghilterra divennero sempre più frequenti. Nel 1939 anche gli amici AY / FA / SS / TMT e forse qualche altro stabilirono contatti perfetti con gli inglesi.

**Alla domanda N. 2:** In tale occasione impiegai, come feci anche in seguito, i miei due nominativi, quello ufficiale di il AS, e quello un po' meno ufficiale di il IRA. Mi domanderete perchè uso due nominativi. Ebbene, la questione è semplice. Essi permettono a me di eseguire esperienze sulle ultracorte in condizioni assai diverse. Il nominativo usato in quel dato giorno ed in quelle date ore, se udito, non potrà generare confusioni o lasciarmi dei dubbi circa le prove cui si riferiva.

**Alla domanda N. 3:** Il mio TX di allora consisteva in un push pull di Eimac 35 T, circuito di placca e di griglia a tubi paralleli. Potenza di alimentazione 100 watt; il ricevitore un semplice superrigenerativo a ghiande. Il corrispondente mi segnalò una potenza effettiva aereo di 26 watt, controllo a quarzo della frequenza. Ricevitore del corrispondente, un superrigenerativo della National.

**Alla domanda N. 4:** I rapporti di intensità di ricezione furono di  $r=8/9$  per entrambi. Del resto queste comunicazioni, quando avvengono, sono sempre caratterizzate da segnali a campo intensissimo. Non esistono mezze misure. O stupefacentemente forti, o nulla!

**Alla domanda N. 5:** La mia potenza in aereo era circa il 50 % di quella di alimentazione. Usavo un riflettore a tre elementi riflettenti e due direttori. Però, per l'occasione, il riflettore era rivolto verso Sud, cioè dalla parte opposta. Del resto è dimostrato che sulla distanza, e per raggio riflesso, la potenza non gioca assolutamente nulla. Con frazioni di watt si ottengono i medesimi risultati. Occorre solo essere agli apparecchi quando si manifestano le condizioni adatte a queste comunicazioni.

**Alla domanda N. 6:** Si può affermare che questi DX sono solo possibili in circostanze favorevoli, le quali circostanze possono però ripetersi sovente nell'annata. I mesi migliori sembrano essere da aprile a ottobre. In genere, sbalzi repentini di temperatura favoriscono la propagazione a grandi distanze. Le ore possono essere le più svariate. Probabilmente noi perdiamo molte occasioni per non essere agli apparecchi. In ogni modo i QSO con l'Inghilterra sui 56 MHz sembrano divenuti così... facili, che già non presentano più, per noi vecchi, molta attrattiva. Per questo sto' pensando a cose più sbalorditive. Quando parlo in prima persona parlo anche a nome degli amici summenzionati.

**Alla domanda N. 7:** Il lavoro a distanze forti sui 56 MHz può ancora presentare incognite tecnicamente interessanti. Bisogna affilare le armi, però; e cioè portare allo spasimo la sensibilità dei ricevitori e l'efficienza del sistema radiante. A meno di un miracolo, ritengo però improbabile l'efficacia di tali frequenze su percorsi lunghi, salvo che ci si metta in condizioni di visibilità ottica o quanto meno ci si avvicini a questa condizione.

Ed ecco le risposte di Roberto Sesta, il simpatico i 1FA; la sua popolarità

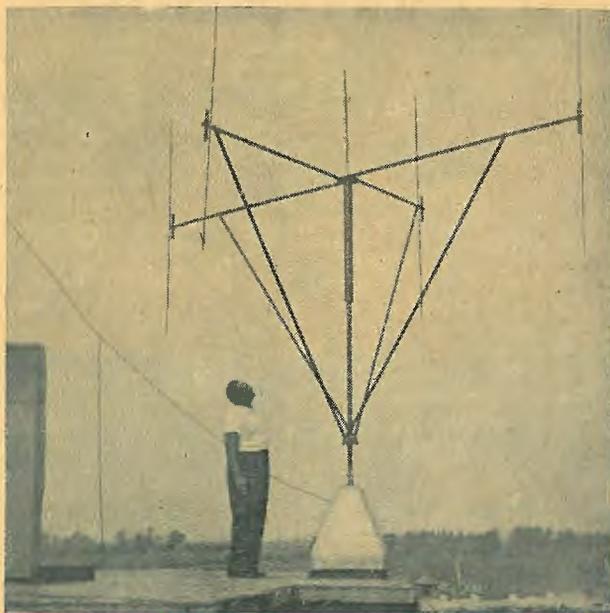


Fig. 2. - il 1FA con l'antenna impiegata nel 1939.

è tale che non è certo il caso di sottolinearla. Comunque a tutti gli amici e corrispondenti farà piacere vederlo effigiato in fig. 2 in atteggiamento quanto mai sportivo e radiantisticamente interessante, a fianco dell'antenna adoperata nel 1938-39. (Rotativa a dipolo alimentato con linea concentrica, tre riflettori e un direttore).

Dice dunque FA:

L'attività radiantistica sui 56 MHz in Italia, prima della guerra, si limitava a QSO fatti nella pianura padana fra il Piemonte e la Lombardia; i dilettanti che allora facevano trasmissione su questa frequenza erano AS, IRA, FA, SS, AY (TKM), TMT, UC in seguito nel 1939 si aggiunse MAS.

Quanto alle vostre domande:

- D 1:** Non si può parlare di brillante DX ma certamente si può dire emozionante il DX del 13-6-1939 quando alle ore 21,30 riuscii a collegarmi con l'Inglese G6CW facendo con lui un regolare QSO.
- D 2:** Il nominativo da me impiegato era di 1FA nominativo che non ho mai cambiato e che tuttora ho sul permesso di trasmissione.
- D 4:** Per i rapporti di ricezione ho ritenuto opportuno allegare una piccola tabella di tutti i QSO da me fatti con gli OM Inglesi (Tabella N. 2).
- D 3-5:** Avendo adoperato nel 1939 un TX e ricevitore diverso da quello che adopero ora, ho ritenuto allegarvi una tabella riguardante i dati dei due TX e dei ricevitori (Tabella 1).
- D 6:** Tutti i DX sui 56 MHz devono ritenersi ottenuti per casi eccezionali di propagazione dovuti a riflessione degli strati superiori; certo ora che in Inghilterra, Francia, Svizzera l'interesse su queste frequenze da parte dei dilettanti è in forte aumento sarà possibile fare osservazioni di maggior interesse sul comportamento di queste frequenze ed in seguito poter dare ragguagli più esatti.
- D 7:** Ritengo che, come sopra ho detto, i lavori su questa banda in seguito saranno certamente interessanti tecnicamente.

Il FA ci ha cortesemente favoriti, in aggiunta alle interessanti dichiarazioni di cui sopra, diverso materiale illustrativo di notevole interesse. La fig. 1, riprodotta in testata, rappresenta la QSL del DX effettuato il 13 giugno 1939 da 1FA con G6CW.



Fig. 3. - Il TX di 1FA impiegato nel 1939.

## TABELLA I

(Anno 1938)

Caratt. dei TX e ricevitori di ilFA

**TX:** Cristallo 7 MHz, con 6L6 in Tritet ottenevo i 14 MHz; 6N7, con un triodo doppiavo 14 MHz = 28 MHz con l'altro triodo doppiavo 28 MHz = 56 MHz: 807 amplificavo i 56 MHz per avere una buona eccitazione per la TZ 40 finale. V 700 mA 100 W 70 input

76 6L6  
**Modulatore:** 75 - 77 - 76 - - AB 2  
76 6L6

alimentatore una 83 e una 80 per la polarizzazione di griglia delle 6L6.

**Ricevitore:** Supereterodina 954 - 956 - 955 - 6K7 - 6K7 - 6H6 - 6C5 - 6F6

(Anno 1946)

**TX:** Cristallo da 30 m con 6L6 in Jon passo ai 10 m; 807 doppio 56 MHz HK 24 amplifico i 56 MHz; Push-Pull HK 24 56 MHz; V 1250 mA 120 W 150.

**Modulatore:** 6J7 - 6N7 - con linea a bassa impedenza al TX - 6C5 - 6C5  
45 TZ 40  
- - - 170W  
45 TZ 40

**Ricevitore:** Supereterodina (con o senza modulazione di frequenza).

Cervello 56MHz 954-956-955

» 112MHz 954-956-6J5 con zoccolo in porcellana.

Media frequenza 5000 kHz

M.d.F. 1852-1852-6J7-6H6-6C5-6E6

M.d.A. 1852-1852-6H6-6C5-6F6

## TABELLA II

(Anno 1939 - 13 giugno)

Tabella del QSO fatti sui 56 MHz

Ora	OM	QRA	Ricevo			Ricevuto		
			QRKr	QSAw	QSB	QRKr	QSAw	QSB
21,30	G6CW	Nottingham	8	5		8	5	
<b>(24 giugno)</b>								
20,15	G8KD	Sheffield	7	5		9	5	3
20,25	G2MV	Old Coulsdon	8	5	6	7	5	
20,35	G6XM	Farnborough	8	5		9	5	
<b>(Anno 1946 - 19 maggio)</b>								
18,15	G5BY	Kingsbridge	9	5		9	5	
19,40	G5BY	"	9	5		9	5	
<b>(4 giugno)</b>								
18,25	G5LL		8	5	5			
18,40	G6HY		7	5	2			
18,50	G2XC	Purbrook	9	5	2	9	5	2
19,05	G5BD	Mablethorpe	8	5	2	8	5	
<b>(16 giugno)</b>								
15,22	G5BY	Kingsbridge	2	5	1			

La fig. 3 rappresenta il TX ed il modulatore impiegato nel 1938-39, mentre la fig. 4 riproduce un particolare dell'attuale TX. È visibile l'eccitatore nel pannello inferiore, gli strumenti di misura, lo stadio finale con un tubo oscillografico per il controllo della modulazione, e i pannelli dell'accordo di aereo e degli strumenti a radio frequenza.

La fig. 5, infine, rappresenta il ricevitore per i 56 e 112 MHz di ilFA. In primo piano il «cervello» dei 56 MHz e in secondo quello per i 112; sono visibili le linee concentriche risonanti. Come si vede una attrezzatura assai seria!

In un prossimo numero nuove risposte alla nostra intervista.

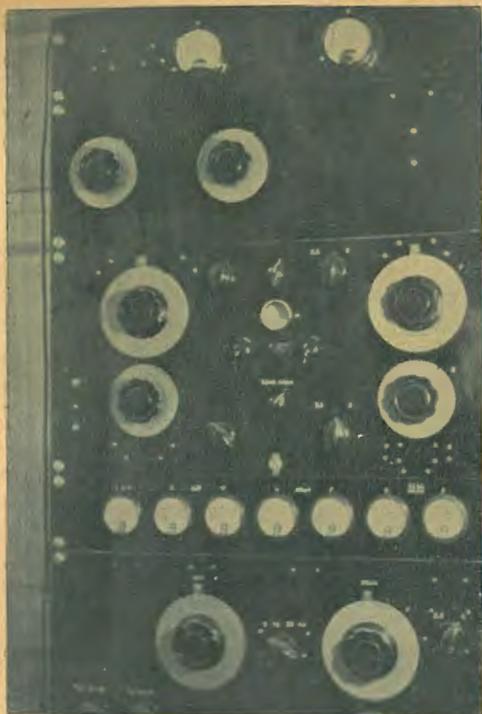


Fig. 4. - Particolare dell'attuale TX di ilFA.  
Dál basso: eccitatore, pannello strumenti, stadio finale e controllo modulazione, pannello accordo aereo.

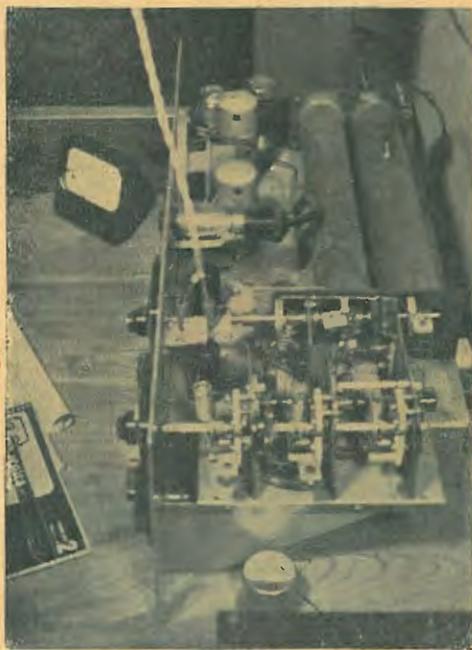
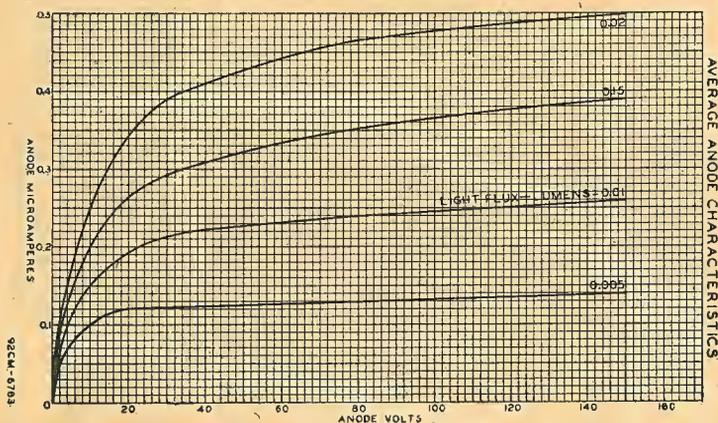
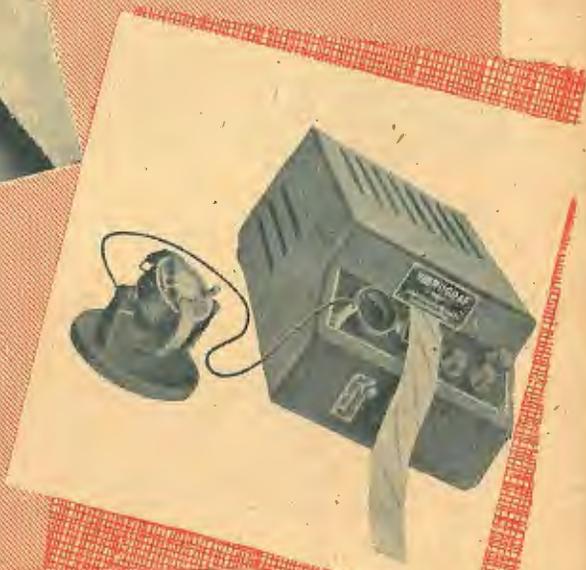


Fig. 5. - Ricevitore per M.d.F. e M.d.A. per 56 e 112 MHz di ilFA.



Il nuovo fototubo RCA 1P42 del diametro massimo di 1 quarto di pollice (ca. 6 mm.) È progettato per applicazioni industriali e di controllo dove le limitazioni di spazio assumono importanza preponderante. Sotto, le caratteristiche anodiche medie.



Alla Fiera di Basilea abbiamo visto questo apparecchio per il controllo della marcia degli orologi. Sfruttando un oscillatore a quarzo interno ed un sistema rilevatore amplificatore, registra automaticamente il ritardo o l'anticipo nelle 24 ore.

# UN TRASMETTITORE PER TUTTE LE BANDE CON 40 W INPUT

Renato Pera

Class. Dec. R. 355.41

I 1 AB



DR. RENATO PERA  
V. PASQUIROLO 17  
MILANO ITALY

XMITR  
RCVR  
AERIAL

**I 1 AB**

PSE TNX QSL  
DIRECT OR  
by

A. R. I.

V. le B. MARIA, 24  
MILANO ITALY

TO \_\_\_\_\_ DATE \_\_\_\_\_ TIME \_\_\_\_\_  
BAND \_\_\_\_\_ Mc QSA \_\_\_\_\_ R \_\_\_\_\_ MOD \_\_\_\_\_  
QRM QRN QSB QSX

Best 73's as DX

Purtroppo il radiante italiano ha l'impressione che per avere buoni risultati con un trasmettitore sia indispensabile andare su... « con la birra ». L'unica sua preoccupazione quindi è quella di procurarsi un paio di « pantaloni » di montarli in un circuito qualsiasi e di andare « in aria » in un qualsiasi modo. Ne conseguono modulazioni pessime, rendimenti straordinariamente bassi, slittamento e modulazione di frequenza; tutte cose che hanno contribuito a dare al radiante italiano (specie a quel tipo di radiante che ha posto dimora stabile sui 40 metri) una pessima nomea, particolarmente fra gli stranieri.

Riteniamo sia molto più opportuno (e diremmo anche... decoroso) eseguire una messa punto con antenna artificiale e di curare tutti i particolari della propria stazione, dal microfono al sistema radiante. Riteniamo altresì sia molto più interessante, limitandosi con la potenza, ottenere risultati pari, o anche migliori, di quelli ottenibili con input più rilevanti.

È con questi criteri che è stata progettata e realizzata la stazione da 40 W che qui descriveremo.

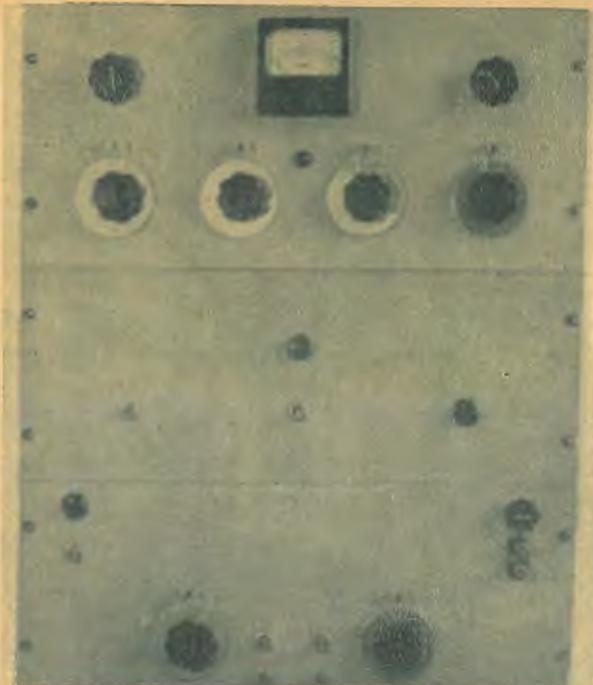


Fig. 1. - Aspetto frontale della stazione; dal basso, pannello modulatore, alimentatore e di R.F.

Trattasi di stazione montata su rack-panels, costituita da tre pannelli: pannello di R.F., pannello alimentatore, pannello modulatore.

È stato adottato il sistema di montaggio su rack perchè il più indicato per le realizzazioni radiantistiche, in quanto che ciascun pannello può, con semplice rimozione di 4 viti essere asportato per venir ispezionato e modificato senza con ciò turbare i rimanenti pannelli.

La foto 1 mostra l'aspetto frontale della stazione; i pannelli sono, dall'alto in basso, nell'ordine prima citato.

Le figg. 2 e 3 mostrano come, tramite delle morsettiere, i vari telai siano fra loro collegati elettricamente.

#### PANNELLO DI R.F.

È previsto il funzionamento della stazione sulle quattro bande dilettantistiche degli 80, 40, 20 e 10 metri. Sono impiegate due valvole 6V6 eccitatrici ed una 807 finale di potenza (PA).

Il cambio di banda viene effettuato nell'exciter con commutatore e nel PA con la sostituzione della bobina, che è del tipo intercambiabile. Una prima 6V6 è l'oscillatrice e la stabilità del segnale generato è controllata da cristallo.

È previsto un commutatore a 5 posizioni che può inserire altrettanti cristalli con frequenze opportunamente distribuite sulla gamma. Questa soluzione è stata preferita a quella di un ECO che semplicemente realizzato con la 6V6, non avrebbe garantito una stabilità sufficiente e non avrebbe reso esente il complesso da modulazione di frequenza.

Poichè non è difficile incontrare dei quarzi, specie fra quelli ridotti, un po' «duri» è stata prevista l'inserzione di questi ultimi in circuito Pierce, fra griglia e placca dell'oscillatrice. I quarzi più attivi invece vengono normalmente collegati fra griglia e massa.

Il circuito anodico dell'oscillatrice può essere accordato sia sui 3,5 MHz che sui 7 MHz, il che permette l'impiego anche di cristalli da 7 MHz nel circuito di griglia.

La bobina L1 dispone di una presa intermedia ed una sezione del commutatore di banda provvede a cortocircuitare una parte di essa per il funzionamento su 7 MHz.

Per il funzionamento del trasmettitore sui 3,5 e su 7 MHz la sezione S2 del commutatore di banda inserisce la griglia del PA all'uscita della 6V6 oscillatrice.

Per il funzionamento sui 20 e sui 10 metri

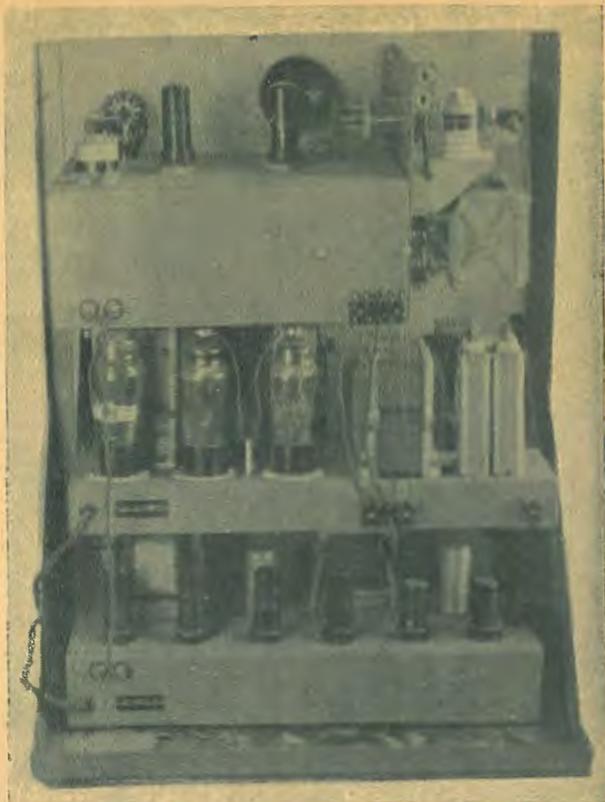
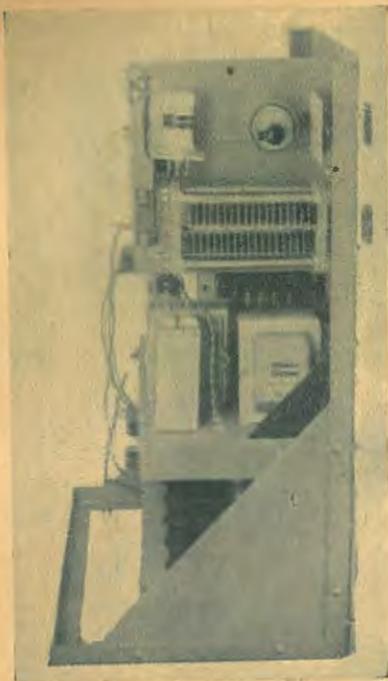


Fig. 2 e 3. - Costruzione interna e sistema di collegamenti con morsettiere fra i diversi pannelli.

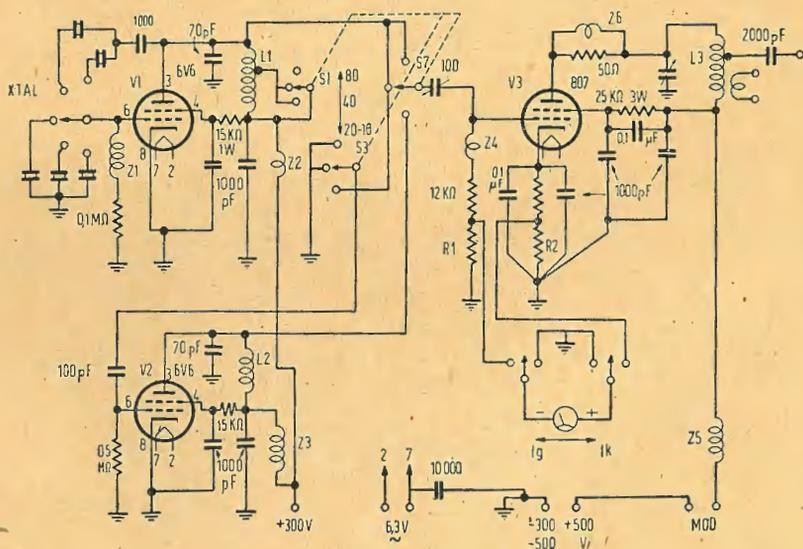


Fig. 4. - Schema elettrico del pannello di R.F.

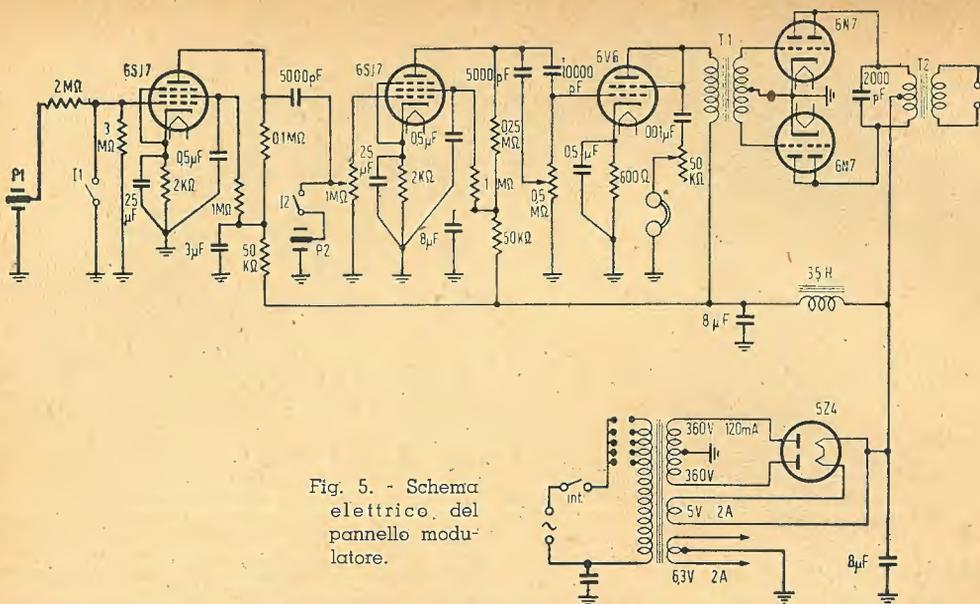


Fig. 5. - Schema elettrico del pannello modulatore.

viene inserita una seconda 6V6 nella funzione di duplicatrice. A ciò provvede la sezione S3 del medesimo commutatore che commuta la griglia della 807 all'uscita della V2 e la griglia della V2 all'uscita della V1.

Lo stadio duplicatore non ha particolarità degne di rilievo, tranne l'elevato valore della resistenza di griglia (0,5 MΩ), che permette un angolo di circolazione della corrente di griglia conveniente per il funzionamento dello stadio duplicatore.

Il circuito anodico della V2 è accordato sui 14 MHz; pertanto per il funzionamento sui 28 MHz del complesso il PA funziona da duplicatore.

Ciò diminuisce leggermente il rendimento dello stadio finale, ma nel contempo rende più difficile l'innesco di eventuali oscillazioni parassite, non rare per l'807 alle frequenze più elevate.

Il condensatore di accoppiamento posto sulla griglia della 807 è variabile e permette di portare l'eccitazione al valore più conveniente.

La polarizzazione di griglia è ottenuta in parte con resistore catodico ed in parte per caduta di tensione nella resistenza di griglia.

È stato adottato l'accorgimento di disporre di polarizzazione catodica per evitare che, in fase di messa a punto, la corrente anodica possa raggiungere valori pericolosi per l'esistenza della valvola. Un'impedenza Z6, smorzata da una resistenza da 50 Ω impedisce l'innesco di oscillazioni parassite su O.U.C.; questa resistenza è stata da noi disposta in serie alla placca della 807, ma può risultare talora indispensabile inserire detto gruppo anche in serie alla griglia della medesima valvola.

I condensatori by-pass disposti sul lato fred-

do di L3 e sullo schermo di V3 è bene non abbiano capacità superiore ai 1000 pF, perchè in caso contrario potrebbe risultare un taglio troppo marcato delle frequenze più alte di modulazione, la quale viene effettuata contemporaneamente sulla placca e sulla griglia schermo della 807 PA.

Poichè è previsto il funzionamento del PA con 500 V anodici ed una corrente di 80 mA si viene ad avere un input di 40 watt; l'input di schermo è di circa 2 watt, per cui l'input anodico è di 42 watt.

La potenza di B.F. necessaria per una modulazione al 100 % sarebbe di 21 watt, ma in pratica con il parlato è sufficiente anche una potenza inferiore.

Facciamo ancora notare due condensatori da 0,1 μF a carta disposti il primo in derivazione alla resistenza di schermo ed il secondo in derivazione al resistore catodico che facilitano il passaggio delle più basse frequenze di modulazione.

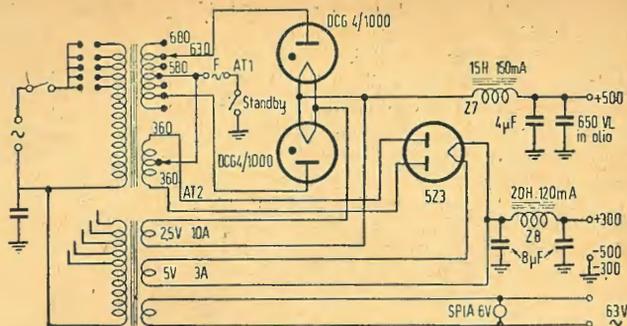
Per il controllo dell'accordo è previsto un milliamperometro che può essere inserito mediante un deviatore o sulla griglia o sul catodo del PA.

R1 ed R2 sono gli shunt per lo strumento in parola, rispettivamente per un fondo scala di 10 e di 100 mA. Il loro valore ohmico non è segnato in circuito essendo funzione dello strumento impiegato, che potrà essere del tipo a bobina mobile da 1 a 5 mA.

L'induttanza L3 è del tipo intercambiabile su bassetta-zoccolo a cinque piedini americani.

Ciascuna induttanza è munita di bobinetta link per l'accoppiamento dell'aereo ed è anche possibile stabilire una presa intermedia per linea monofilare.

Fig. 6. - Schema elettrico del pannello alimentatore.



## PANNELLO ALIMENTATORE

Due alimentatori sono previsti per il pannello R.F.: un primo alimentatore che fornisce 500 volt con 100 mA ed un secondo alimentatore che fornisce 300 V con 100 mA.

Il trasformatore di A.T. è unico e su di esso sono avvolti i due secondari AT1 e AT2; per l'accensione è previsto un trasformatore a parte.

Sull'avvolgimento AT1 sono previste tre prese in modo da poter ricavare 2 x 580, 2 x 630 o 2 x 680 volt.

Le raddrizzatrici sono due diodi DCG 4/1000 a vapori di mercurio; l'ingresso del filtro è induttivo e per il livellamento sono previsti l'impedenza Z7 e due condensatori da 4 µF in olio.

L'avvolgimento AT2 fornisce 2 x 360 volt con 100 mA; è impiegata una 5Z3 e per il livellamento un'impedenza Z8 e due condensatori da 8 µF, 500 V, elettrolitici.

Un particolare da rilevare è che le due prese centrali di AT1 e AT2 sono fra loro riunite e che vanno a massa attraverso un interruttore. Questo interruttore detto in gergo radiantistico «standby» serve a togliere l'anodica al trasmettitore quando si passa in ricezione. Un fusibile da 0,25 A salvaguarda l'alimentatore da eventuali cortocircuiti. I secondari di BT forniscono 2,5 V con 10 A per le raddrizzatrici a vapori di mercurio, 5V e 3A per la 5Z3, con 2,5 A per le 6V6, l'807 e la lampadina spia.

## PANNELLO MODULATORE

Le considerazioni prima fatte ci avevano permesso determinare come la potenza occorrente per modulare al 100 % lo stadio finale fosse di circa 20 W.

Premesso l'uso di un microfono del tipo piezoelettrico vennero impiegate le seguenti valvole:

- 1 6SJ7 preamplificatrice;
- 1 6SJ7 amplificatrice di tensione
- 1 6V6 pilota
- 2 6N7 controfase parallelo in c.l.B.

Le 6SJ7 vennero preferite alle ormai vecchie 6J7 per svariati motivi fra cui: la migliore schermatura fra il circuito di entrata e quello di uscita, la minore microfonicità, la disposizione del collegamento di griglia nella parte inferiore del telaio, particolare di notevole importanza dato la prossimità dei circuiti di R.F. che potrebbero indurre notevoli tensioni all'entrata generando così ronzii e distorsioni.

È particolarmente per questo motivo che fra il modulatore ed il pannello di R.F. è stato interposto il pannello alimentatore, che viene a compiere una funzione schermante.

Particolari da rilevare sono: presa fono all'entrata della seconda 6SJ7, interruttori per escludere microfono e p.u., comando del tono, controllo della modulazione.

Il trasformatore di entrata usato è un trasformatore per C.L.B. del commercio.

Il trasformatore di modulazione ha un'impedenza primaria di 5000 ohm (1) fra le due placche per un'impedenza secondaria pressapoco eguale. Quindi rapporto 1 : 1.

Infatti la tensione anodica del modulato è di 500 V mentre la corrente complessiva di plac-

ca e schermo di circa 90 mA; ne risulta ( $Z = \frac{E}{I}$ )

un'impedenza di 5500 Ω che si può arrotondare a 5000 tenendo conto che il PA può talora venir caricato a una corrente superiore a quella prima considerata.

Assumendo un nucleo di 12 cm<sup>2</sup> ed applicando le note formule del calcolo dei trasformatori di alimentazione si potrà determinare le

spire per volt, che risulteranno essere 4,5 (Freq. di taglio 50 hertz).

La tensione alternata di B.F. presente fra la placca di una valvola ed il centro di T2 è circa 0,8 volte la tensione continua. Questa ultima è nel nostro caso di 315 V per cui la componente che interessa mezza primario è di  $315 \times 0,8 = 500$  volt, valore di cresta.

Poichè la tensione anodica del modulato è di 500 V sovrapprendendovi la componente alternata, la tensione globale varierà da 0 a 1000 volt; si avrà cioè modulazione al 100 % come volevasi.

Quindi le spire primarie saranno 2250 con presa al centro e quelle secondarie avranno lo stesso numero.

La corrente massima circolante nel primario è di 70 mA per cui la sezione primaria potrà essere di 0,25 mm.

Per determinare la sezione secondaria si dovrà tener conto della corrente anodica del PA (circa 0,1 Amp); quindi 0,2 mm. Per evitare variazioni di induttanza di T2 col variare del carico è necessario prevedere un traferro. La regolazione di questo traferro non è cosa semplice se si vogliono fare le cose per bene; generalmente un traferro di 0,2 mm. è un valore indovinato. Si raccomanda di usare un serrapacco massiccio e di stringere energicamente i lamierini se si vogliono evitare effetti microfonici fra trasformatore di modulazione e microfono.

Null'altro per quanto riguarda il modulatore tranne l'accorgimento di effettuare i collegamenti di massa come indicato in circuito, a scanso di ronzii, fischi e motorboatings.

## MESSA A PUNTO

La messa punto di questo trasmettitore non presenta difficoltà. Si procederà anzitutto all'accordo del pilota quindi si passerà alla 6V6 duplicatrice.

In ultimo sostituendo le induttanze, con aereo staccato, si potrà accordare il PA sulle diverse bande.

Chi volesse usare un'antenna del tipo a presa calcolata potrà sfruttare il piedino libero di L3 e stabilire una presa intermedia sull'induttanza, corrispondente al carico anodico prescritto. Si potrà applicare quindi la modulazione.

## DATI COSTRUTTIVI

**Induttanze.** — Dimensioni d'ingombro, numero delle spire di L1 e di L2 sono indicate in fig. 7.

L3 è una serie di bobine intercambiabili per le 4 bande che vengono costruite in Italia dalla Ham Radio.

**Trasformatori.** — I dati costruttivi dei trasformatori di alimentazione sono omissi per ovvie ragioni.

L'intervalvolare è un trasformatore tipo Geioso.

I dati del trasformatore di modulazione si trovano nel testo.

Prossimamente descriveremo su queste pagine alcune modifiche e perfezionamenti che sono stati apportati al trasmettitore descritto.

(1) Il costruttore prescrive per 1 valvola 6N7 un carico fra le placche ed i 10.000  $\Omega$ . Dato l'impiego di due valvole in derivazione il valore del carico andrà dimezzato.

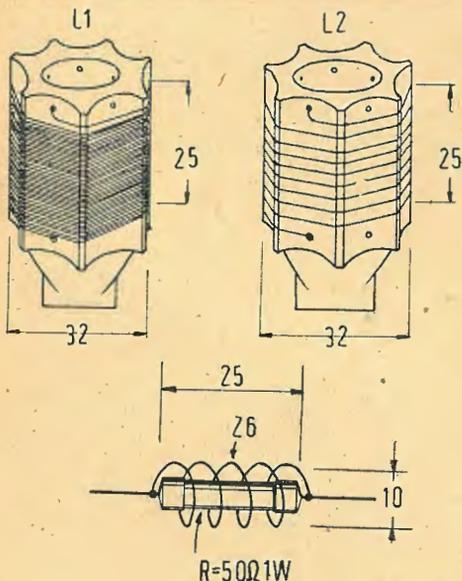


Fig. 7. - Induttanze.  
L1 = 40 spire 0,6 sm. affiancate. Presa alla 11<sup>a</sup> spira.  
L2 = 9 spire 1,0 nudo.

Fig. 8. - Gruppo induttanza-resistenza di smorzamento.  
Z6 ha 5 spire di filo da 1 mm.

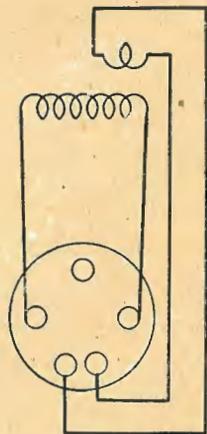


Fig. 9. - Collegamenti a L3.

# COLLABORATORI



## OLIVIERO LANDINI

Il Dott. Oliviero Landini è nato a Firenze il 13-7-1912. Si è laureato in fisica sperimentale nel 1937 all'Istituto Superiore di Fisica di Firenze.

Ha diretto il progetto e la costruzione di grandi impianti trasmettenti ad onde corte presso la Divisione Trasmettitori della Magneti Marelli fino al 1943.

Attualmente è progettista al Laboratorio Radio della O.L.A.P.



## RENATO PERA

Il dott. Renato Pera, nato a Tiflis (Georgia) il 1 gennaio 1919, si trasferì successivamente in Italia.

Iniziò la sua attività nel campo radio come dilettante.

Laureatosi presso l'Università di Pavia in Chimica Pura nel 1943, costituì dopo la liberazione l'Elektron Radio di cui è attualmente il titolare.

Il suo nominativo di trasmissione è i 1 AB, è iscritto all'ARI e alla ARRL.



## HANS WOLF STAWSKI

Il Dott. Hans Wolf Stawski è nato il 21 settembre 1906 a Berlino. Si è diplomato ingegnere elettrotecnico nel 1929 presso il Politecnico di Berlino dove nel 1935 si laureò Dottore Ingegnere. Ha iniziato la sua attività come ingegnere di laboratorio presso la A.E.G. di Berlino e quindi quale ricercatore nel Laboratorio di fisica della Ditta Hans Vogt dedicandosi particolarmente a ricerche su nuclei ferro-magnetici per radio frequenza, film parlanti, ecc:

È stato consulente per la fabbricazione di nuclei ferro-magnetici presso la Bala AS. Slany in Cecoslovacchia. Trasferitosi in Italia nel 1936 si dedicò presso l'Industria Triestina Prodotti Scientifici a studi ed a realizzazioni nel campo dei dielettrici ceramici studi che proseguiva passando alla S.E.C.I. nel 1938. Perseguitato veniva internato in Italia dal 1941 al 1943 e solo in quest'ultimo anno poteva rifugiarsi in Svizzera nella quale rimaneva fin dopo la liberazione. Ha ripreso attualmente la sua attività professionale come consulente dedicandosi specialmente ai problemi dei dielettrici ceramici.

È socio della A.E.I.



## J. THRACHMAN

Il dott. ing. J. Thrachman è nato il 22-9-1918 a Cracovia (Polonia).

Nel 1942 si laureava in Ingegneria Elettrotecnica Industriale al Politecnico di Torino, perseguendo nel 1942-43 attività professionale varia a Milano e Torino.

Nel 1943-45 era ricercatore al Politecnico di Zurigo (Svizzera).

Dal 1945 presta attività di carattere tecnico e parzialmente anche commerciale presso la Brown Boveri & Co. di Baden, attività abbracciante tutti i vari rami di ricerca e produzione di questa Ditta nel campo delle alte frequenze.

## PIETRO LOMBARDINI

Il Dott. Pietro Lombardini è nato a Bologna nel 1913. Si è laureato a Napoli in Scienze Nautiche con il massimo dei voti.

Dal 1938 al 1944 ufficiale di complemento della Marina, è stato destinato per 3 anni nell'Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni di Livorno in qualità di ricercatore nel campo della radiotecnica, e si è occupato principalmente di problemi inerenti al radar. Per l'attività compiuta ha ottenuto una promozione per meriti eccezionali.

Nel 1943 ha presentato all'Accademia Pontificia una memoria sulle possibilità di radiosondaggi astronomici con onde metriche: Dal 1945 svolge la sua attività presso il Consiglio Nazionale delle ricerche ed attualmente è destinato al Centro di Studi per la fisica delle microonde di Firenze.

## LUIGI TERRA

Il Dott. Ing. Luigi Terra è nato a Feltre il 20 gennaio 1920, e si è laureato in ingegneria industriale elettrotecnica presso l'Università di Bologna e in fisica pura presso l'Università di Milano.

Attualmente presta la propria opera presso la Divisione Ricerche della Soc. Scientifica Radio Brevetti Ducati dove si è prevalentemente occupato del progetto di apparecchiature di misura e speciali.

*Per un ritardo della zincografia non possiamo pubblicare le foto riguardanti i nostri collaboratori, Dott. Pietro Lombardini e Ing. Luigi Terra, onde non ritardare l'uscita della rivista. Rimandiamo al prossimo numero la pubblicazione delle fotografie stesse.*



**THE JOURNAL OF THE INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS - Part. III - Radio and Communication Engineering - Vol 93 - N. 25 - Settembre 1946.**

p. 305 — La caratteristica di lampadine nell'applicazione al ponte non lineare usato come indicatore negli stabilizzatori di tensione di G. N. Patchett. (Si considerano le caratteristiche di diversi tipi di lampadine incandescenti in relazione allo scopo d'applicazione, come resistenza non lineare in circuiti indicatori a ponte con alimentazione a corrente continua. Dimensione sperimentale e matematica del tempo d'inerzia termica di varie lampadine e metodo di compensazione di tale inerzia mediante un reticolo a resistenza-capacità). 18 pp., 16 figure, 5 tabelle, 24 rifer. bibliogr.

p. 323 — Distorsione d'impulsi: La distribuzione probabile del grado di distorsione dovuta all'interferenza reciproca nei sistemi a trasmissione d'impulso a canali multipli di D. G. Tucker. (Analisi del problema e confronto con i dati sperimentali ottenuti con sistemi a canali multipli per telegrafia e per chiamata telefonica). 12 pp., 11 fig., 20 rifer. bibliografici.

p. 335 — Calcolo del campo elettromagnetico, della frequenza e dei parametri di circuito di cavità risonanti ad alta frequenza di H. Motz. (Trattamento analitico con particolare riferimento ai risonatori per klystron con le caratteristiche aperture ad angolo vivo). 8 pp., 9 fig., 1 tab., 9 riferim. bibliografici.

p. 343 — Discussione su «La teoria del circuito a ponte non lineare» di G. N. Patchett, vedi di 1946, 93, Part. III, p. 16).

p. 344 — Materiali che formano pellicole usati come isolanti. Riunione di discussione della Sezione Radio, 27 Nov. 1945. (Discussione sulle due tipi principali di vernici isolanti, a base di olio e di resine sintetiche, con accenti sul problema della impregnazione di avvolgimenti).

p. 345 — Radiazione di spire circolari di grande diametro di Prof. E. B. Moullin. (Calcolo della resistenza di irradiazione e del diagramma polare del campo elettrico per i casi di una spira circolare e di due spire concentriche nello stesso piano o in due piani paralleli). 7 pp., 8 fig.

p. 352 — Metodo approssimato per calcolare riflessioni nella

trasmissione televisiva di D. A. Bell. (Breve esame dell'effetto della frequenza portante, della grandezza dell'ostacolo riflettente, della distanza dell'ostacolo dalla trasmittente e dal ricevitore, sui disturbi di riflessione nella ricezione televisiva). 2½ pp., 2 fig., 4 rifer. bibl.

p. 355 — Considerazioni sull'interferenza con riguardo alla assegnazione della frequenza-canale di M. Reed e S. H. Moss. (Studio dei problemi di interferenza nella trasmissione di segnali ad onda persistente, nel caso di più stazioni aventi la stessa tolleranza di frequenza e trasmettenti simultaneamente in una banda di frequenza data, in relazione al rapporto fra la selettività (larghezza di banda) del ricevitore e tolleranza di scarto di frequenza del trasmettitore. 7 pp. 11 fig.

p. 362 — Servizio Riparazione e mantenimento («servicing») di ricevitori radio e televisivi. (Riunione di discussione della Sezione Radio, 11 dic. 1944).

p. 363 — Corsi di specializzazione di Ingegneria Elettrica, incl. Radio. (Riunione di discussione della Sezione Radio, 22 gen. 1946).

p. 364 — Confronto fra la scansione elettrostatica e elettromagnetica nei tubi a raggi catodici. (Riunione di discussione della Sezione Radio). 26 febbraio 1946.

p. 365 — Tendenze nel disegno di ricevitori del tipo professionale (communication type) di G. L. Grisdale e R. B. Armstrong. (Definizione ed applicazione di questo tipo di ricevitore, caratteristiche meccaniche ed elettriche generiche e di alcuni prototipi, sviluppo futuri). 14 pp., 16 fig., 1 tab., 9 rifer. bibl. + 6 pp. discussione, 3 fig.

**VOL. 93, N. 26, NOVEMBRE 1946.**

p. 385 — Nuovi metodi di localizzazione di difetti in cavi, particolarmente in cavi per alta frequenza di F. F. Roberts. (Sommario di uno studio teorico sulle possibilità di applicare i metodi a modulazione ad impulso e di frequenza alla misura di cavi telefonici coassiali a larga banda. Descrizione di un localizzatore di guasti con l'impiego di impulsi a corr. cont. che è stato provato praticamente e che ha dato errori minori di 1% per distanze fino a 10 miglia. Confrontando col sistema a modulazione di frequenza, si conclude favorevolmente per il sistema ad impulso realizzato). pp. 11, 9 fig., 16

rif. bibl., + 9 pp. discussione, 2 fig.

p. 405 — Dispositivi di sintonia per apparecchi radio di R. C. G. Williams. (Breve cenno storico, risultati sperimentali sull'effetto di sintonia non corretta (prove acustiche soggettive), considerazioni sulla stabilità di frequenza richiesta, sintonizzatori prefissati (esempi di alcuni sistemi meccanici ed elettrici), sintonizzazione delle onde corte, con bande allargate). 18 pp. 26 fig., 4 tab., 23 rifer. bibl. 4 pp. discussione, 3 fig.

p. 427 — Discussione su «Un campione di frequenza e le sue applicazioni» (articolo di C. F. Boot e F. J. M. Laver, vedi 1946, 93, p. 223).

p. 429 — Teoria delle comunicazioni di D. Gabor. (Scopo dei tre studi presentati è una disamina dell'essenza delle «informazioni» condotta attraverso i canali di comunicazioni e l'applicazione dei risultati al problema pratico della utilizzazione ottima delle bande di frequenza. Nella parte I, viene presentata una nuovo metodo di analisi di segnali, nel quale tempo e frequenza giocano ruoli simmetrici e che comprende i metodi classici di «analisi di tempo» e di «analisi di frequenza (Fourier)» come casi speciali. Nella parte II questo metodo è applicato alla analisi delle sensazioni acustiche, con risultati nuovi. Nella parte III (compressione ed espansione di frequenza) si discutono delle proposte per la trasmissione compressa e per la riproduzione di musica e di parola e si descrivono i primi risultati ottenuti con uno di questi metodi). 28 pp., 39 fig., 27 rif. bibl.

p. 457 — Discussione su «Misurazione a radiofrequenza nelle bande d'onda decimetriche e centimetriche» (articolo di Clayton, Houlden, Lamont e Willshaw). 1946, 93, p. 97.

p. 459-460 — Discussione su «Il progetto di circuiti sintonizzati a banda allargata per ricevitori radio» (articolo di D. H. Hughes). Vedi 1946, 93, p. 87. Vol. 39, n. 27, gennaio 1947.

**VOL. 93, N. 27, GENNAIO 1947.**

p. 1 — Notiziario.

p. 2 — Sezione Radio: Discorso del Presidente, Prof. Willis Jackson su «Educazione e addestramento del personale radio durante la guerra» e «Sviluppi recenti nei materiali dielettrici». (In questa seconda parte si riferisce sui nuovi sviluppi nel

campo dei dielettrici organici (polythene, polyisobutylene, polystirene, polytetrafluorethylene e derivati del polystirene), dei composti di silice (mica, mica sintetica, quarzo, siliconi, vetro sinterizzato), e dei composti di titanio (con costante dielettrica altissima). 9 pp., 5 fig., 11 rif. bibl.

p. 11 — Servizio di riparazione («servicing») di ricevitori radio e televisione di R. C. G. Williams. (Considerazioni di carattere generale, statistico e economico - commerciale). 9 pp., 7 fig.

p. 20 — Il progetto di un prova-circuiti universale automatico e la sua applicazione alle prove su produzione di massa di R. C. G. Williams, J. E. Marshall, H. G. T. Bissmire e J. W. Crawley. (Descrizione dettagliata di una apparecchiatura piuttosto complessa che permette di controllare la continuità dei circuiti di apparecchi radio, e inoltre di discriminare gli elementi resistivi e reattivi lavorando alternativamente a corr. cont. e corr. alt.). 7 pp., 8 fig., 1 tabella.

p. 27 — Scariche senza elettrodi ed alcuni problemi connessi di George I. Babat. (Descrizione di scariche senza elettrodi in campi elettromagnetici ad alta frequenza (1-100 MHz) con potenza nello spazio della scarica variata da frazioni di watt fino a 100 kw, con rapporto fra la lunghezza d'onda elettromagnetica in aria  $\lambda$  e la dimensione lineare  $l$  dello spazio di scarica variabile entro  $10 < \lambda/l < 10000$ ). 11 pp., 16 fig. 8 rif. bibl.

p. 38 — Uno strumento di grande precisione per il confronto di frequenza sopra periodi brevi di H. B. Law. (Lo strumento serve per il confronto di frequenza di generatori campione da 100 kHz. I due generatori in prova sono connessi attra-

verso amplificatori ad un discriminatore di fase che controlla un circuito trigger. Questo mediante impulsi fa scattare e ferma un cronometro che misura il periodo di battimento dei due segnali. Nel caso di una stabilità degli oscillatori del valore di 1 in  $10^9$  l'errore dello strumento viene dato con 0,6 in  $10^{11}$ , misurando un solo battimento (che ha il periodo di ca. 10 sec.). 4 pp., 6 fig., 3 rif. bibl.

p. 42 — L'amplificatore a ponte a doppio T di A. B. Hillan. (Progetto e caratteristiche di amplificatori selettivi a bassa frequenza con reazione negativa a mezzo di circuito a ponte a doppio T). 10 pp., 22 fig., 6 rif. bibl.

p. 52 — Disegno di un contatto per correnti forti, particolarmente per uso a radiofrequenza di A. J. Maddock. (Descrizione di un contatto del tipo ad alta pressione a sezione piccola, che può portare 75 A a 20 MHz e 150 A a frequenza industriale. Esempi di applicazione (contatti per variometro, commutatore a sei vie per 30 kV.). 3 pp., 5 fig.

p. 55 — Nota sull'effetto di monossido di carbonio combinato sull'angolo di perdita di polythene di Willis Jackson e J. S. A. Forsyth. 2 pp., 4 fig., 5 rif. bibl.

p. 57 — « Problemi d'interferenza derivanti da apparecchi elettronici industriali e elettromedicali ». (Riunione di discussione della Sezione Radio), 16 aprile 1946. (I convenuti erano d'accordo che la soluzione più soddisfacente sarebbe l'obbligo di provvedere ad uno schermo veramente efficace piuttosto che il confinamento ad alcune bande di frequenza molto ristrette).

p. 58 — « Nuovi materiali dielettrici ed isolanti per applicazioni radio ». (Riunione di di-

scussione della Sezione Radio). 21 maggio 1946. (Breve sintesi dei materiali isolanti organici e ceramici).

p. 60 — Oscillatore a magnetron con avvolgimento di eccitazione in serie di L. H. Ford. (Ricerca sperimentale su un oscillatore magnetron ad onda persistente, il cui campo magnetico viene eccitato dalla corrente anodica della valvola stessa. Furono usate valvole con due e quattro sezioni d'anodo; banda di frequenza 40 - 750 MHz.). 5 pp., 7 fig., 5 rif. bibl.

p. 65 — Le costanti elettriche di un materiale caricato di particelle sferiche di L. Lewin. (Vengono calcolati i valori della permittività (cost. diel.) e permeabilità di miscele di un materiale omogeneo con particelle di materiale diverso. Come casi particolari si trattano nuclei a polvere di ferro e dielettrici contenenti bollicine d'aria). 4 pp., 1 fig.

p. 69 — Il disegno di radiogoniometri elettromagnetici per uso nella ricerca della direzione a frequenza media di J. M. Moon. (Analisi, eliminazione e metodi di misura degli errori attribuibili allo strumento stesso). 9 pp., 25 fig., 3 tabelle, 7 rif. bibl.

p. 78 — Il campo di una bobina fra due lamine metalliche parallele di E. B. Moullin. (Analisi matematica che comprende come casi particolari alcune formule di interesse pratico, p. es.: auto e mutua induttanza di due spire concentriche fra lamine metalliche; spira singola attorno ad un tubo metallico; problema di una bobina collocata in uno schermo cilindrico). 6 pp., 4 fig.

p. 84 — Discussione su « Modulazione di frequenza ». (Articolo di K. R. Sturley, vedi 1945, 92, p. 197). 5 pp.

## MERCHANT MARINE RADAR | Irving F. Byrnes

da RCA Review - marzo 1946; p. 54-66

Dopo le importantissime applicazioni belliche avute dal radar nella recente guerra, l'United States Coast Guard, addetto alla sorveglianza della navigazione americana, propugna l'estensione del sistema radar alle navi mercantili al fine di rendere più sicura la navigazione specialmente in acque non libere ed in condizioni di limitata visibilità.

Si pensi infatti quale ausilio la navigazione potrà ottenere dal sistema radar, che consente di vedere le coste a distanze da 25 a 50 miglia marine (dipen-

dentemente dall'altezza delle coste stesse), di vedere navi od ostacoli di altro genere a distanze anche rilevanti.

In vista delle numerose applicazioni civili che il radar potranno avere, vengono considerate tre classi di apparecchiature a seconda delle rispettive caratteristiche:

Vengono definite apparecchiature in classe A quelle che, funzionando su lunghezze d'onda di circa 3 cm., hanno un elevato potere risolutivo e sono quindi particolarmente adatte alla navigazione in acque accidentate;

apparecchiature in classe B vengono definite quelle che, funzionando su lunghezze d'onda comprese fra 3 e 10 cm., hanno un potere risolutivo minore di quelle in classe A.

Le apparecchiature in classe C infine sono quelle che funzionano su lunghezze d'onda superiori a 10 cm. e che servono principalmente come avvisatori contro le collisioni.

Per l'impiego nella marina mercantile vengono consigliate le apparecchiature in classe A delle quali si forniscono i seguenti dati di principio:

**Trasmittitore:** viene proposta come frequenza di funzionamento quella compresa fra 9320 e 9430 MHz che dovrebbe essere ottenuta con un magnetron a cavità, erogante impulsi da 15 kW di potenza. Supponendo che gli impulsi abbiano una durata di 0.5 microsecondi e che essi avvengano al ritmo di 800 al secondo, la potenza media erogata risulta di appena 6 W.

La scelta della durata e del ritmo degli impulsi è soggetta a contrastanti considerazioni: al fine di accrescere il potere risolutivo è opportuno ridurre la durata degli impulsi, mentre un ritmo di 1630 impulsi al secondo è necessario per ottenere una portata teorica di 50 miglia. Tale ritmo però viene generalmente mantenuto più basso per rendere più favorevole il ciclo di lavoro del tubo trasmettitore, ossia il rapporto fra potenza dell'impulso e potenza media erogata dal tubo.

Per impulsi la cui durata sia di 3.10<sup>-7</sup> secondi, emessi al ritmo di 1000 al secondo, la durata di emissione si riduce a 3.10<sup>-4</sup> secondi. Il potere risolutivo che si ha in tali condizioni è buono, ma per migliorare il funzionamento alle distanze maggiori è opportuno — come vedremo in seguito — aumentare, compatibilmente con la potenza media erogabile dal tubo trasmettitore, la durata dell'impulso, riducendo contemporaneamente la larghezza di banda nel ricevitore.

**Ricevitore:** dovrà avere elevata sensibilità e buona larghezza di banda, unitamente alle speciali caratteristiche necessarie per l'impiego nella marina mercantile. L'amplificazione totale del ricevitore dovrà essere non inferiore a 120 dB. Il ricevitore dovrà essere munito di controllo automatico di frequenza per l'oscillatore locale e di circuiti atti a regolare gli intervalli di sensibilità e di sosta, questi ultimi particolarmente adatti a ridurre l'intensità del segnale riflesso dalla superficie del mare.

**Indicatore:** dovrà essere un tubo a raggi catodici del diametro di almeno 180 mm., con 3 o più scale per rilevamenti da 2 a oltre 30 miglia marine.

**Antenna:** l'antenna costituisce un problema particolarmente importante sia dal punto di vista elettrico sia dal punto di vista meccanico. In primo luogo, dovendo essa continuamente ruotare, dovrà essere posta al di sopra degli ostacoli rappresentati dalle sovrastrutture della nave. Inoltre tanto il motore che produce movimento di rotazione, quanto i relativi ruotismi ed ingranaggi saranno particolarmente studiati al fine di conferire all'antenna un movimento di rotazione il più uniforme possibile, riducendo così al minimo lo sfarfallio.

La velocità di rotazione dell'antenna si aggirerà su 6-15 giri al minuto primo. Particolarmente consigliata è la velo-

cità di 10 giri al minuto, per la quale, se il fascio d'onde ha una apertura di 2 gradi, il tempo in cui un oggetto risulta colpito dal fascio diviene di 1/30 di secondo. Se il ritmo degli impulsi è di 1000 al secondo l'oggetto risulta colpito ogni secondo da 33 treni d'onde.

Le dimensioni orizzontali del riflettore saranno maggiori di quelle verticali e nel caso di riflettori a forma di paraboloide o di cilindro parabolico la larghezza, espressa in piedi, è data dalla relazione

$$A = \frac{7,5}{\text{ampiezza orizzontale in gradi}}$$

sicché, nel caso suddetto di un fascio avente una ampiezza di 2 gradi, la larghezza del riflettore risulta di 3.75 piedi, per onde da 3 cm. di lunghezza d'onda. Per onde da 10 cm. tale ampiezza risulterà di 12 piedi. Onde ridurre il più possibile la pressione del vento, il riflettore verrà costruito non con superficie intera, ma a barrette, e per attenuare l'azione dannosa della salsedine marina e del deposito di fumo si useranno metalli resistenti alla corrosione.

I bordi laterali dell'antenna nel piano orizzontale producono dei segnali dannosi il cui livello deve essere più basso di almeno 25-35-dB rispetto al livello del fascio principale per il motivo che, provocando tracce multiple sullo schermo del tubo indicatore, possono essere fonte di confusioni o di erronee interpretazioni. Mediante però una accorta regolazione della sensibilità del ricevitore è possibile rendere il più delle volte trascurabile tale effetto.

**Portata:** la portata di un radar navale non può essere ben determinata poiché la quantità di energia che vien riflessa dall'oggetto è funzione della sua forma, della sua posizione e della sua eventuale rotta relativamente alla nave stessa. A volte, e ciò accade specialmente con mare molto mosso, piccoli battelli o boe di segnalazione possono non essere rilevabili col radar causa la riflessione provocata dalle onde del mare.

Infine la portata di un radar navale risente oltre che della posizione in cui il radar è posto, anche della temperatura e del grado di umidità dell'aria.

La portata — espressa in piedi — di un radar, in aria libera ossia in assenza di riflessioni da parte di terre o del mare, è definita dall'equazione

$$PORTATA = \sqrt[4]{\frac{P_i A^2 \rho}{4 \pi P_{min} \lambda^2}}$$

in cui:

$P_i$  potenza istantanea dell'impulso in watt;

$A$  area effettiva dell'antenna a riflettore;

$\rho$  area effettiva dell'oggetto da rilevare;

$P_{min}$  potenza minima rilevabile in watt;

$\lambda$  lunghezza d'onda;

in cui  $A$ ,  $\rho$  e  $\lambda$  sono espressi in identiche unità di misura.

L'area effettiva  $A$  è circa 0,6 volte l'area proiettata.

L'area effettiva  $\rho$  dell'oggetto da rilevare dipende oltre che dalla natura dell'oggetto, anche dalle reciproche posizioni dell'oggetto e della nave.  $A$  e  $\rho$  si può normalmente attribuire il seguente valore:

boe di segnalazione  $\rho = 10$  piedi quadrati;  
battelli a vapore  $\rho = 70$  piedi quadrati;  
piccole navi  $\rho = 1500$  piedi quadrati;  
navi cist. e da carico  $\rho = 25000$  piedi quadrati.

La potenza minima rilevabile  $P_{min}$  è data da:

$$P_{min} = N K T \Delta f$$

in cui sono

$N$  un fattore sperimentale, variabile da 10 a 30, nel quale sono comprese le varie perdite insite nel sistema, quali disturbi a frequenza intermedia; disturbi nelle oscillazioni dell'oscillatore locale; perdite di « scansione » etc...

$K$  è la costante di Boltzman.

$T$  è la temperatura assoluta.

$\Delta f$  è l'ampiezza, espressa in Hz,

della banda di media frequenza del ricevitore, il cui valore ottimo è

$$\frac{1,2}{d}$$

essendo la durata degli impulsi. Tutto considerato  $P_{min}$  viene ad assumere un valore di circa  $6,25 \cdot 10^{12}$  watt.

Applicando allora la formula della portata di un radar da 10 kW di potenza di impulso, che abbia una lunghezza d'onda di 3,2 cm. ed una antenna a riflettore da 6" x 48", si ha che una boa può venir rilevata a circa 3 miglia marine di distanza. In condizioni particolarmente favorevoli della superficie del mare tale distanza può anche raddoppiarsi.

Se nella formula della portata  $P_{min}$  si sostituisce il valore avanti trovato e  $\Delta f$  il valore

$$\text{ottimo di } \frac{1,2}{d} \text{ si ottiene:}$$

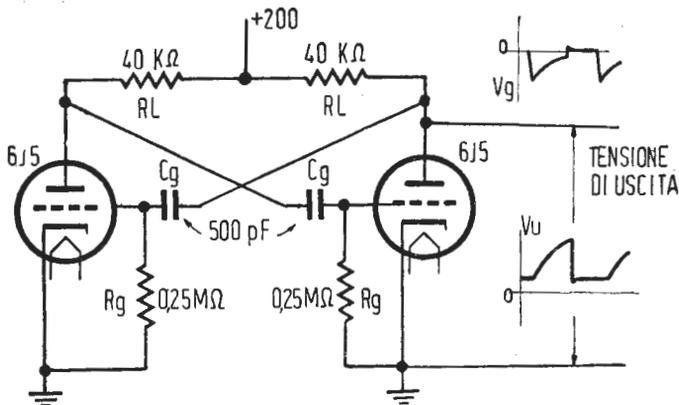
$$PORTATA = \sqrt[4]{\frac{d P_i A^2 \rho}{4 \pi N K T 1,2 \lambda^2}}$$

che ci indica quindi che per conseguire un aumento della portata si può aumentare la durata  $d$  dell'impulso contemporaneamente diminuendo l'ampiezza di banda a frequenza intermedia. Inoltre risulta evidente che un aumento della durata dell'impulso ha lo stesso effetto di un aumento della potenza dell'impulso, dato che la portata massima dipende dal prodotto  $d P_i$ , che rappresenta l'energia contenuta in ogni impulso.

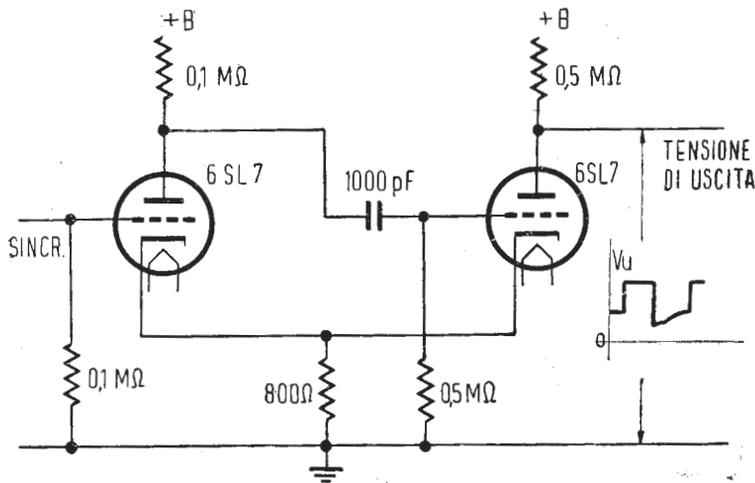
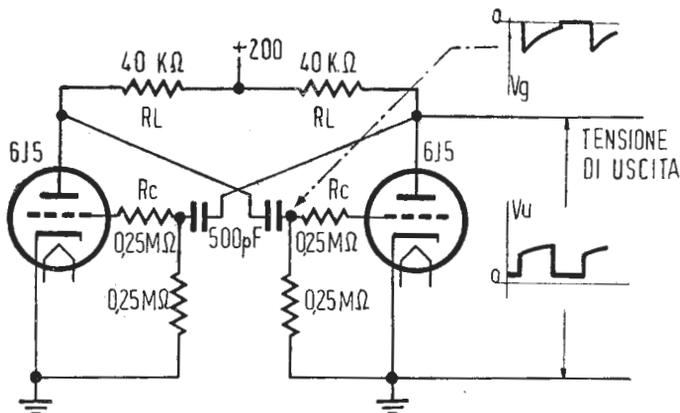
Ciò è stato confermato nei recenti noti esperimenti eseguiti dalla marina americana ricevendo gli impulsi riflessi dalla luna, esperimenti nei quali sono stati impiegati impulsi di grande energia perchè di notevole durata, e ricevitori con larghezza di banda minima (m. s.)

da ELECTRONICS XIX n. 10 Ottobre 1946, pag. 136 - 138

**Fig. 1 - Multivibratore simmetrico.** - Questo circuito è usato con due tubi perfettamente simmetrici ed identici. La frequenza dipende dalla costante di tempo del circuito, nella maggior parte dei casi, con piccolo errore, può essere espressa da  $R_g C_g$ . Nel circuito in esame dato il ritorno di griglia al catodo, la frequenza è uguale a  $0,3/R_g C_g$ . Connettendo il ritorno di griglia alla tensione anodica la frequenza risulta approssimativamente uguale a  $1/R_g C_g$ . La variazione di frequenza si può ottenere regolando il ritorno di griglia su di una tensione positiva. L'ampiezza del segnale dipende dalla tensione anodica, però a frequenze elevate essa dipende altresì dalle capacità interelettrode dei tubi.



**Fig. 2 - Multivibratore per tensioni rettangolari.** - Si ottiene una forma rettangolare nella tensione generata inserendo il resistore  $R_c$  in serie alla griglia il che non porta che una lieve alterazione nella frequenza.



**Fig. 3 - Multivibratore ad accoppiamento catodico.** - Deve essere pilotato esternamente. Circuito particolarmente adatto per la sincronizzazione.

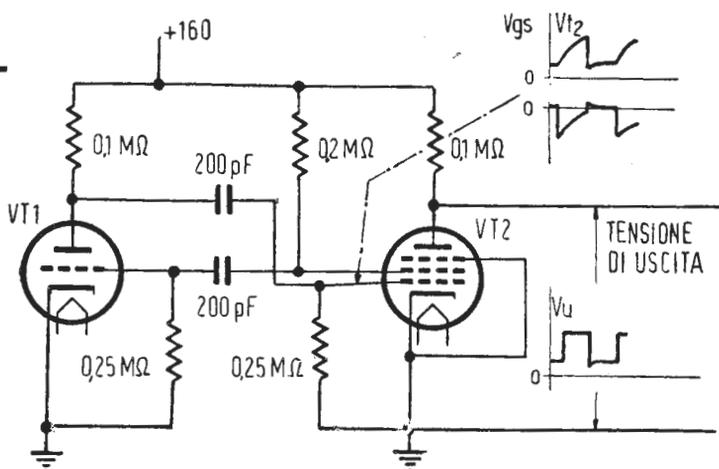


Fig. 4 — Multivibratore con uscita ad accoppiamento elettronico. — Il catodo e le prime griglie del secondo tubo di questo circuito funzionano come un triodo convenzionale, mentre la griglia schermo fa da placca. La tensione di uscita è molto ampia e di forma pressochè rettangolare e la frequenza di oscillazione, che in questo circuito non è influenzata dalla tensione anodica, si suole calcolare nel solito modo.

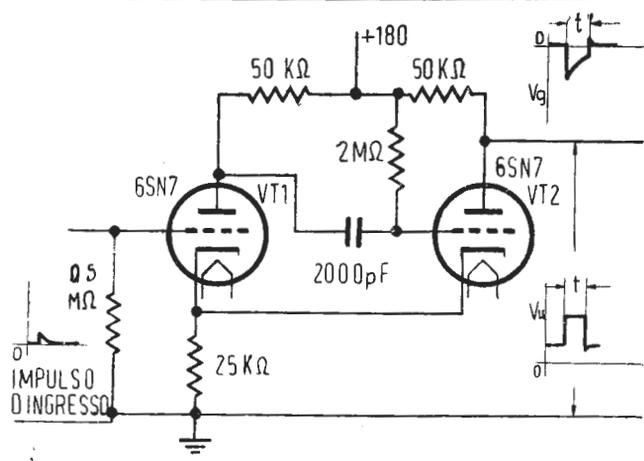


Fig. 5 — Multivibratore a semplice comando con accoppiamento catodico. — I valori del circuito devono essere calcolati in modo tale che quando VT 1 è all'interdizione VT 2 è percorso da corrente. La tensione di impulso (Trigger) altera lo stato di equilibrio che ritorna dopo il periodo t. Il vantaggio di questo circuito, è quello di rendere indipendente il circuito di comando facente capo al tubo VT 2 dalla tensione di impulso iniettata sul tubo VT 1.

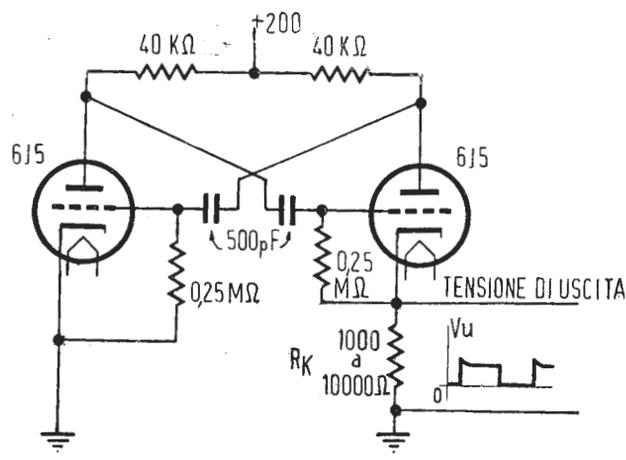


Fig. 6 — Multivibratore con accoppiamento catodico di uscita. — Questo circuito è molto usato sia per il fatto che il fronte iniziale dell'onda generata è molto ripido sia per la bassa impedenza di uscita. Il resistore Rk influenza pochissimo la frequenza delle oscillazioni.

Fig. 7 — Multivibratore dissimmetrico. — Circuito identico a quello simmetrico salvo nei componenti elettrici calcolati secondo il tipo di tubo usato dato che i tubi stessi possono essere di differente tipo. La frequenza può essere calcolata secondo i parametri di ciascuno dei due e risulta pressochè uguale a  $2 f_1 f_2$

dove  $f_1$  ed  $f_2$  sono le frequenze pertinenti alle costanti di tempo dei circuiti di ciascun tubo.

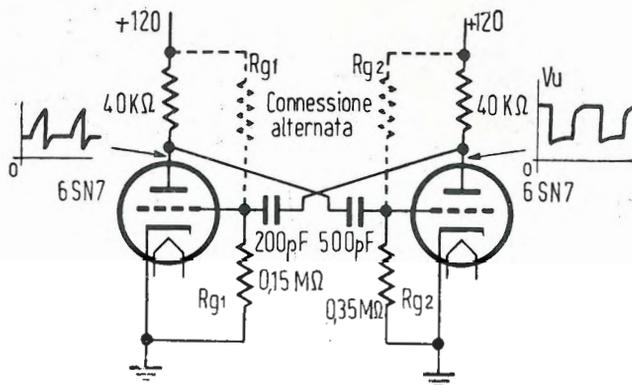
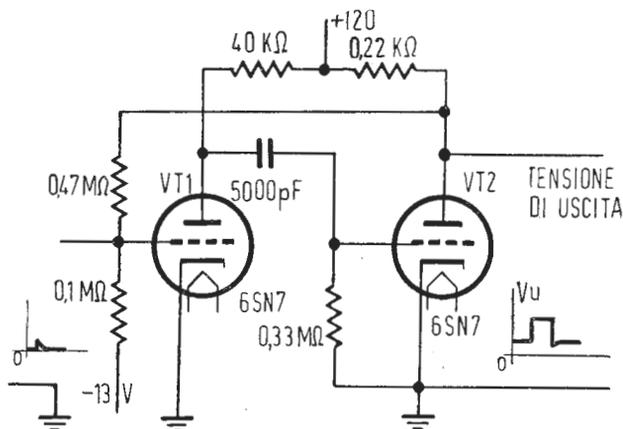


Fig. 8 -- Multivibratore ad un solo impulso. — Identico a quello di figura 5 ma con diversi componenti. Il periodo  $t$  è uguale a mezzo periodo del circuito simmetrico di figura 1.



Nella figura 9 sono mostrati tre metodi per iniettare il segnale di sincronismo in alcuni tipi di circuiti. La figura 10 mostra l'effetto sulla frequenza della tensione di alimentazione. Questo diagramma indica come la frequenza sia poco dipendente dalla tensione di alimentazione almeno sino ad un minimo valore oltre al quale essa varia rapidamente.

(R. Z.)

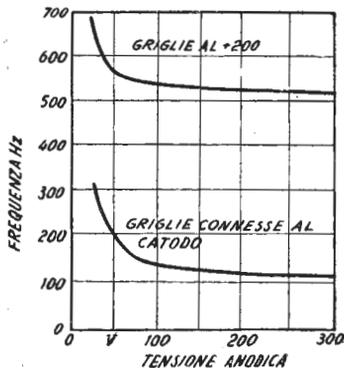


Fig. 10

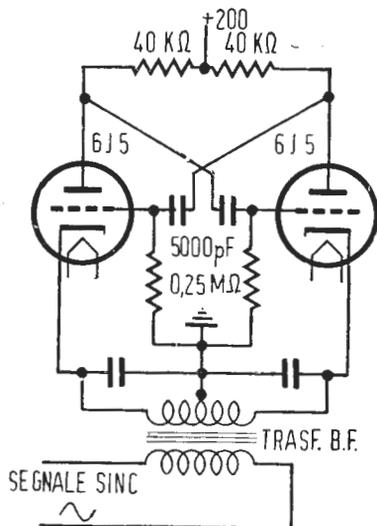
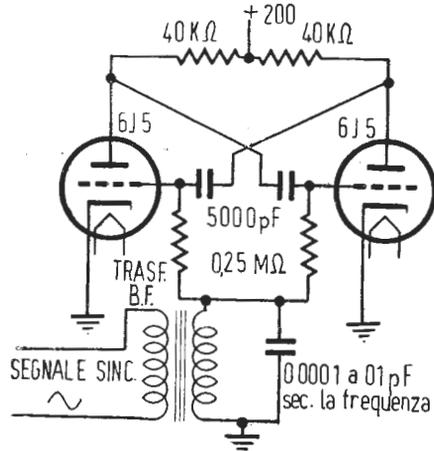
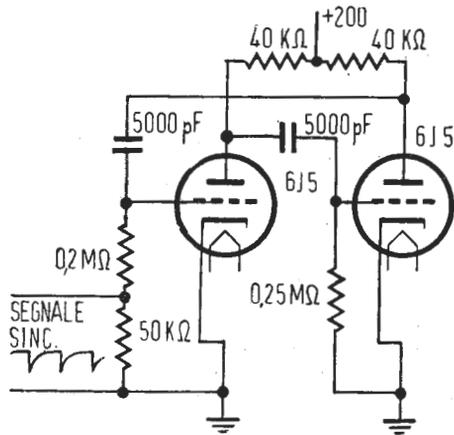


Fig. 9



## LIBRI

**W. J. TUCKER & R. S. ROBERTS:** « Plastic for electrical and radio engineers ». « The Technical Press Ltd. » - Kingston Hill, Surrey 1946, pag. 148, 24 fig., 16 tabelle, 12/-.

Da quando, credo verso il 1907, il dott. Baeland introdusse nel mondo dei materiali isolanti le resine fenol-formaldeiche comunemente note sotto la denominazione commerciale Bachelite, un lungo cammino è stato percorso e nuovi materiali e perfezionamenti dei vecchi hanno veramente segnato una nuova epoca nella civiltà umana; la si potrebbe chiamare l'età delle materie plastiche. Inutile dire quanto interesse abbia per l'elettrotecnico e per il radiotecnico il progresso in questo campo; ad esso è legato in gran parte il progresso nelle telecomunicazioni e nella tecnica elettronica in generale.

Il libro di Tucker e Roberts, il secondo insegnante di radiotecnica e tecnologia al Northern Polytechnic di Londra, si propone di dare un quadro generale delle varie materie plastiche usate in radio ed elettrotecnica, sulla loro tecnologia e sulla loro scelta in relazione a determinate applicazioni nonché sugli accorgimenti per la loro lavorazione, particolarmente nel caso di stampaggio.

Sul primo capitolo, « Chimica dei materiali plastici ed isolanti » vi sarebbe qualcosa a ridire quanto a chiarezza e rigore. Piuttosto completo il seguente capitolo, « Materiali impiegabili » che passa in rassegna una notevole quantità di svariati materiali fra i quali molti di recente introduzione come il Polythene, Polysubutylene, Resine viniliche e polistiroliche, ecc. I siliconi, però, nelle loro diverse forme meritavano una ben maggiore evidenza. A un materiale di tale sbalorditiva importanza è stata dedicata solo una mezza paginetta.

In questo capitolo sono riportate varie utili tabelle con le proprietà elettriche e meccaniche di diversi materiali classificati per tipi. Occorre però da parte del lettore una certa cautela; così per quel 6,5 a 12 indicato come costante dielettrica del cloruro di polivinile non giuremmo.

Il capitolo terzo « Termini e definizioni » riporta molti dati tratti dalle « British Standard Specifications ». Anche qui si notano alcuni punti un po' tirati via. A pag. 64 la formula che dà il fattore di potenza è mal scritta. In generale

anche l'uniformità e razionalità delle notazioni e dei simboli lascia alquanto a desiderare.

Alla « Scelta del materiale » ed allo « Stampaggio e processi di lavorazione » sono destinati i capitoli quarto e quinto. In quest'ultimo si accenna, molto sommariamente, al preriscaldamento (dei materiali plastici da stampaggio) ad « alta frequenza o induzione » (sic).

Anche in questo caso la formuletta che dà la potenza riscaldante è mal scritta per quanto concerne il significato del fattore di perdita.

Gli ultimi capitoli sono dedicati al « Progetto degli stampi », alle « Materie plastiche per rivestimenti protettivi » ed ai « Cavi isolanti », quest'ultimo con interessanti esempi di moderni cavi coassiali per alta frequenza.

Al volume manca, purtroppo, un indice analitico o sistematico come pure uno bibliografico.

(a. p.)

**U. RUELE:** « Compendio di Radiotecnica » (Treci ed., Livorno, 1946, 273 pag., in 16°, L. 350).

Il nome dell'Autore è favorevolmente noto nella letteratura radiotecnica per un'opera teorica ormai considerata classica; perciò sfogliare ed esaminare questo manuletto di formato tascabile produce una piacevole sensazione di vedere il teorico ed il ricercatore di laboratorio venire incontro ai novellini, ed anche a qualcun'altro che non crede più di esserlo, per trattare con precisione e con snellezza i principi tecnici della radio mantenendo il discorso tra i fondamenti teorici e le soluzioni tecniche, legati dal nesso logico.

Su questo soprattutto l'Autore pone a fuoco l'attenzione per rendersi utile agli studenti delle scuole medie ad indirizzo tecnico, non meno che al dilettante ed in generale a quei tecnici che vogliono approfondire la loro cultura.

L'opera è una delle meglio adatte a tal fine; il linguaggio è sempre rigorosamente scientifico e nessun problema tecnico è trascurato mentre non indugia sulle trattazioni teoriche e matematiche. Qualche argomento di attuabilità, come la modulazione di frequenza, non si poteva maggiormente sviluppare senza che ciò andasse a scapito della mole ed ahimè del prezzo di questo prezioso trattatello.

(r. l.)

### ERRATA CORRIGE:

A pagina 31 le didascalie delle figure vanno spostate come segue:

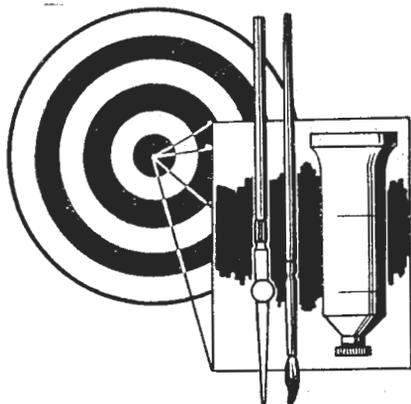
Didascalia fig. 6 al posto segnato attualmente come fig. 9

Didascalia fig. 7 al posto segnato attualmente come fig. 6

Didascalia fig. 8 al posto segnato attualmente come fig. 7

Didascalia fig. 9 al posto segnato attualmente come fig. 8

# Studio Artistico Pubblicitario



*Centrate giusto  
per le vostre  
occorrenze in*

bozzetti  
cartelli  
pieghevoli  
fotomontaggi  
arte grafica  
edizioni  
stand  
fiere  
negozi

*rivolgetevi a:*

**Studio A P**  
MILANO - Via Senato, 24

## ELENCO DEGLI INSERZIONISTI

Aesse	pag. 98
Arel	» 99
Arte della Radio	» 99
Artelma	» 98
Belotti	» 90
Bertoncini	» 6
Brugnoli	» 106
C. G. E.	» 91
Coe e Clerici	» 94
Corbetta	» 99
Corti	» 101
Diaphone	» 92
Ducati	1' Copertina
Electa	pag. 107
Electron	» 108
Energo	» 97
Fimi	» 3
Fumeo	» 2
Gallo	» 88
Gamba	» 95
Geloso	4' Copertina
Icare	pag. 102
I. R. T.	» 100
Marcucci	» 101
Martini	» 102
Meri	» 100
Napoli	» 5
Nova	3' Copertina
Odetti	pag. 8 - 106
Paravicini	» 108
Peverali	» 96
Philips	» 4
Radioconi	» 9
Radionda	» 7
R. N. R.	» 93
R. S. T.	» 10 - 95
Safar	» 103
Sep	» 102
Siemens	» 104
Studio A. P.	» 87
Telettra	» 105
Telonda	2' copertina
Tornital	pag. 106
Unda	» 89
Urania	» 104
Vertola	» 98

I manoscritti dei seguenti autori  
sono stati presentati alla redazione:

Terra	12 - 10 - 1946
Lombardini	19 - 10 - 1946
Bargellini	20 - 7 - 1946
Stawski	26 - 8 - 1946
Lentini	28 - 4 - 1947
Trachman	26 - 4 - 1947
Landini	8 - 8 - 1946
Pera	30 - 4 - 1947

A termini di legge è riservata la proprietà degli articoli  
fotografie e disegni. Gli articoli firmati non impegnano la  
Direzione.

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo Terzo

Stampato presso l'ISTITUTO GRAFICO AGNELLI Milano  
Via Statuto num. 17 - Telefono num. 67.189

Autorizzazione P. W. B. N. 196

# Amplificatore CONDOR M 20



**L'amplificatore per gli impianti elettrosonori moderni**

Potenza 20 watt - Tensione di alimentazione da 100 a 290 V. c. a. - 12 V. c. c. - Impedenza di uscita 2,5 - 5 - 7,5 - 10 - 15 - 25 ohm

- 4 canali di ingresso commutabili a due a due con regolatori di volume e di tono separati atti a tutte le combinazioni di mescolazione e dissolvenza.
- Alimentazione per preamplificatore o sintonizzatore con 220 V.c.c. e 12 V. filamento.
- Regolazione anteriore della tensione e dell'impedenza mediante variatore di nuovo tipo.
- Commutatore adeguatore di tensione con voltmetro di controllo per regolazione continua di 5 in 5 v. fra 100 e 290 V.
- Attacco per speciale gruppo survoltore a 12 V.c.c.
- Attacco per cuffia controllo.

**RICHIEDETE NOTIZIE DETTAGLIATE  
CITANDO LA PRESENTE RIVISTA**

**Dr. Ing. GIUSEPPE GALLO**

**STABILIMENTO PROPRIO IN  
CONCOREZZO**

Via Veracini, 8 - Telefono 694.267 - Teleg.: Leongallo

Ufficio Commerciale:  
**MILANO**



*Unda*

*Il successo della  
XXV<sup>a</sup> Fiera di Milano*

**UNDA  
RADIO** COMO

RAPPRESENTANTE GENERALE:  
TH. MOHWINCHEL \* MILANO

VALVOLE FIVRE

# ING. S. BELOTTI & C. - S. A.

Teleg. { INGBELOTTI  
MILANO

MILANO  
PIAZZA TRENTO 8

Telefoni { 52.051  
52.052  
52.053  
52.020

## GENOVA

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

## ROMA

Via del Tritone, 201  
Telef. 61.709

## NAPOLI

Via F. Crispi, 91  
Telef. 17.366

Apparecchi

## GENERAL RADIO



della

**General Radio  
Company**

Strumenti

## WESTON



della

**Weston Electrical  
Instrument Corp.**

Oscillografi

## ALLEN Du MONT



della

**Allen B.  
Du Mont Inc.**

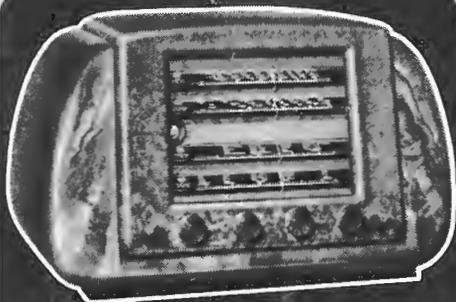
## LABORATORIO

PER LA RIPARAZIONE E LA RITARATURA

DI

## STRUMENTI DI MISURA

WESTON E DELLE ALTRE PRIMARIE MARCHE



RADIORICEVITORI

AMPLIFICAZIONE

STRUMENTI di MISURA  
*per radiofornica*



*Radio*

VISITATE LA C. G. E.  
ALLA FIERA DI MILANO  
PADIGLIONE DELLA RADIO  
POSTEGGI N. 1664-65, 1688-89

COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITÀ - MILANO



## Il braccio fonoincisoro **D5/2** (Brev. D'Amia)

*L'equipaggio elettromagnetico di incisione può funzionare con modesti radioricevitori assorbendo una potenza media di circa watt 1,5, con una rispondenza alle frequenze acustiche spinta a limiti insuperati nel campo della fonoincisione su disco.*

**Naturalmente la ditta fornisce anche blocchi fonoincisoro completi con motori speciali per ottenere impianti di carattere professionale con le migliori caratteristiche possibili.**

# DIAPHONE

**Ing. D'AMIA - MILANO**

L'obiettivo che l'ing. D'Amia già da anni perseguì (demmo notizia nel n. 5-6 dello scorso anno del mod. **D4**) con una tenace lotta di ricerca dei risultati ottimi, è in sostanza, **"Diffondere e mettere a portata di tutti la fonoincisione su disco permettendo di utilizzare a questo scopo un comune radiofonografo mediante un dispositivo di costo ridottissimo e di funzionamento perfetto,"**.

I problemi della fonoincisione sono numerosi ma se ad essi si aggiungono quelli derivanti dalle particolari condizioni poste dall'oggetto enunciato, e cioè motori di scarsa potenza, oscillazioni del piatto portadisco, necessità di un lavoro di messa in opera, incompetenza delle persone alle quali questi lavori sono devoluti, gli ostacoli da superare divengono pressochè insormontabili e si intravede come alla soluzione non sia possibile giungere che attraverso una perseverante applicazione e le esaurienti esperienze pratiche scaturite dalla successiva serie di modelli che l'ing. D'Amia ha presentato realizzando con essi miglioramenti progressivi fino all'attuale **D5** seconda serie che risponde in misura veramente brillante alle richieste; Il dispositivo di traslazione sincronizzata è applicato al complesso giradischi mediante una sola vite per legno ed è eliminato ogni adattamento in quanto i mezzi di collegamento meccanico e quelli per il fissaggio del disco sono dati dal meccanismo stesso del braccio fonoincisoro. Il suo funzionamento non incide praticamente sulla potenza del motore che viene quindi riservata tutta alle necessità dell'incisione per modo che con normali motori si giunge anche alla incisione di dischi del massimo diametro corrente (30 cm). La spiralizzazione è perfettamente distanziata e pertanto spinta all'estremo limite di conciliazione tra durata del "pezzo", ed ampiezze di modulazione necessarie a ottenere una minima percentuale di fruscio rispetto alla sonorità dell'incisione. La durata musicale risulta in pratica pari a quella dei normali dischi commerciali. Il sistema di sospensione del **"Cutter"**, realizza un solco di profondità costante anche con oscillazioni notevoli del piatto o del disco vergine.

**Corso Vittorio Emanuele 26 - Ufficio Tecnico: Corso XXII Marzo 28 - Tel. 50.348 - 75.843**

Nel campo  
dell'elettronica industriale



Applicazioni elettroniche **Radio Non Radio**  
Via Nicola d'Apulia, 7 Milano

apre la serie  
dei suoi nuovi prodotti  
in due importanti  
settori

- ★ **riscaldatori elettronici  
a induzione e a perdite  
dielettriche da 1 a 20 kW**
- ★ **metalloscopi a ultrasuoni  
per controlli di officina  
e di laboratorio**

# PRODUZIONE DELLA CALLITE TUNGSTEN CORPORATION UNION CITY - N. J. - U.S.A.

## Bi - Metalli

"Calliflex" metallo termostatico

## Contatti Elettrici

Tungsteno  
Molibdenu  
Rivetti di argento e composti di altri metalli

## Parti di tubi Elettronici e di lampadine elettriche

Reddite - su rocchetti o in pezzi tagliati per saldare in vetro tenero.  
Getter per vuotatura lampadine  
Griglie finite  
Filo Kulgrid e treccia,  
Elettrodi per vetro duro e tenero  
Fili e catodi rivestiti di ossidi  
Filo di tungsteno toriato  
Filamenti di tungsteno e spirali  
Elettrodi di tungsteno per vetro duro  
Elettrodi composti di due o tre metalli per vetro tenero e duro  
Elettrodi a catodo caldo

## Materiale di Riporto

"Callinite" materiale ad alta conduttività  
Bacchette per saldatura "antiusura".

## Materiale per tubi fluorescenti

"Cal-lu-sol" - Soluzione per rivestimento tubi fluorescenti  
"Cal-lux" - Tubi fluorescenti  
"Cal-lux" - Polveri fluorescenti

## Macchine

Tutte le macchine per fabbricare le Lampadine ad incandescenza e per Valvole radio e per fabbricare Tubi luminosi e fluorescenti

## Prodotti di Molibdeno

Molibdeno in fili e per forni per alte temperature  
Molibdeno in polvere  
Molibdeno in bacchette, lastre, filo, nastri, tubi e forme speciali.  
Scatole di molibdeno  
Elettrodi di molibdeno per vetro duro  
Leghe di molibdeno.

## Leghe speciali

Rame-tungsteno  
Tungsteno-molibdeno  
Carburi metallici refrattari legati con metalli preziosi  
Carburi metallici refrattari legati con metalli comuni

## Prodotti "Teco"

Filiere di Carburo di tungsteno  
Utensili di Carburo di tungsteno e parti resistenti all'usura.

## Prodotti di Tungsteno

Tungstato di Sodio  
Recipienti di tungsteno  
Tungsteno in polvere  
Tungsteno in filamenti e spirali  
Elettrodi di tungsteno per vetro duro  
Tungsteno in barre, lastre, fili e forme speciali  
Elettrodi di tungsteno in barre per saldatura "Arcatomica"

## Altri Prodotti

Filo per Mandrini - ferro, ottone, molibdeno  
Mercurio - purificato speciale per tubi al neon  
Lega SA 50 per elettrodi da saldare nel vetro tenero.  
Filo di argento - Monel e Alluminio  
Fili ricoperti in metalli da specificare  
Leghe di tungsteno ad alta densità  
Tubi di tungsteno e molibdeno in piccoli diametri per uso sperimentale



AGENTI ESCLUSIVI PER L'ITALIA:

**S. A. HENRY COE & CLERICI - Ramo Tecnico**

Via Lanzone, 31 - MILANO - Telefono 88.548

Casella Postale, 1642

Telegrammi: COCLER



La

**R.S.T.**

presenta in  
occasione del  
decimo annuale  
della MIAL.....

**FIERA DI MILANO 1947**



... l'oscillatore di alta e bassa frequenza



**Mod. 1146**

... il ponte universale miniaturizzato



**Mod. 1246**

... il Robotron



**Mod. 1046**

*Radiotecnica • Strumenti • Telecomunicazioni*

**MILANO - VIA UNIONE 7 - TELEFONO 13.595**  
Telegrammi - Genelectron

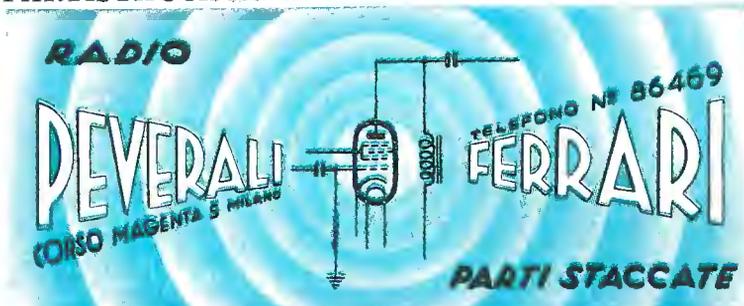


RADIORADIORADIORADIORADIO  
 PARTISTACCATEPARTISTACCATEPARTISTA  
 RADIORADIORADIORADIORADIORAD  
 PARTISTACCATEPARTISTACCATEPARTISTACCAT

Autoradio  
**ASTER**

Radio prodotti  
**GELOSO**

Ricevitori  
**L A R E**



Assistenza  
 tecnica

Riparazioni

C a m b i

PARTISTACCATEPARTISTACCATEPARTISTACCAT  
 RADIORADIORADIORADIORADIORAD  
 PARTISTACCATEPARTISTACCATEPARTISTA  
 RADIORADIORADIORADIORADIORADIO

*Fabbricazione in grande serie di minuterie metalliche tornite e tranciate per radiofonia e telefonia ed affini*



S e d e : **MILANO** - Via G. Dezza n. 47  
 Uffici : Telefono n. 44.330  
 Magazzino : Telefono n. 44.321

Stabilim. : **MILANO** - Via G. Dezza n. 47  
 BREMBILLA (Bergamo)  
 Tel. S. Pellegrino 55 int. 17

*Per saldare  
senza acidi  
senza paste disossidanti*

nella elettrotecnica  
nella radiotecnica



# energo

VIA G. B. MARTINI, 10

MILANO TEL. 28.71.66

*Filo autosaldante in lega di stagno*

**DITTA G. GELOSO**

CONCESSIONARIA PER LA RIVENDITA. VIALE BRENTA, 29 - MILANO - TEL. 54.187

# A e S S e

MILANO - Via Rugabella, 9

Telefono 18-276



Q - METRO Tipo MA 96

### Xamax - Zurigo

Interruttori e commutatori a scatto per apparecchiature

### Cerberus G. m. b. H. - Bad Ragaz

Impianti di segnalazioni degli incendi

### Metrohm A. G. - Herisau

Condensatori variabili campione

Condensatori a decadi

Ponti RCL

Ponti per elettrolitici

Ponti per misure di capacità

Q - metri

Voltmetri a valvola

Raddrizzatori stabilizzati al 0,005 %

Campioni secondari di frequenza

Oscillatori RC di grande precisione

Oscillatore campione per AF da 98 KHz a 32 MHz

Oscillografi di grande precisione

Misuratori d'uscita

Teraohmmetri fino a 10 teraohm (per alimentazione dalla rete)

Potenzimetri a valvole

Potenzimetri di precisione

Commutatori di precisione

SO CIETÀ IN ACCOMANDITA SEMPLICE

# artelma

ARTICOLI ELETTRINDUSTRIALI DI M. ANNOVAZZI

FILI rame smaltato da 0,02 a mm. 2 - FILI rame smalto seta e smalto cotone - FILI rame rosso coperti seta, cotone e carta - FILI rame stagnato - FILI "Litz.", a 1 seta e 2 sete - CORDONI alimentazione a 2-3-4-5 e 6 capi - FILO Push-bak - CAVETTI griglia schermo, microfoni e pick-up - CALZE rame stagnato, piatte e tonde - CORDINE flessibilissime speciali per collegamenti bobine mobili A. P., antivibranti, in similargento, nude e coperte - FILI di collegamento, per uscita trasformatori, in rame stagnato sez. 0,25, isolati in gomma a 6 colori - CAVETTI sterlingati - TUBETTI sterlingati in seta e cotone - TUBETTI sintetici - MATERIALI isolanti.

MILANO - VIA PIER CAPPONI, 4 - TELEFONO 41-480

**ARTE DELLA RADIO**

**ARTE DELLA RADIO**

**ARTE DELLA RADIO**



**CREA - STUDIA - LANCIA**

*modelli originali, estetica dei prodotti, pubblicità in tutte le sue forme, mettendoVi a disposizione gli specialisti e l'attrezzatura più adatti, in modo da assicurare la rapida e perfetta attuazione di ogni Vostra iniziativa*

**MILANO - GALLERIA DEL CORSO 4 - TEL. 76.145**



**CORBETTA SERGIO**

**MILANO**

Via Filippino Lippi, 36

**Telefono N. 268.668**

Gruppi A. F. da  
2, 3, 4 e 6 gam-  
me Massima  
sensibilità sulle  
onde cortissime  
Gruppi a 5 gam-  
me per oscilla-  
tori modulati

**MEDIE FREQUENZE**

**Laboratorio**  
**Costruzione Trasformatori**  
**VERTOLA AURELIO**

Trasformatori di modulazione - Impedenze a nido d'ape per trasmissione - Trasformatori AF e BF e alimentazione - Entrata e uscita PP classe A e B - Impedenze a ferro - Trasformatori AF - Cervelli e Gruppi - Trasformatori MF - Avvolgimenti a nido d'ape - Trasformatori trifasi - Riavvolgimenti

**MILANO**

VIALE CIRENE N. 11 - TELEF. 54.798



**MILANO**

VIA PRIVATA CALAMATTA 10

Telefono 63.572

- ★ **FABBRICA DI APPARECCHI  
RADIO ED ACCESSORI**
- ★ **APPLICAZIONI RADIOELETTRICHE**

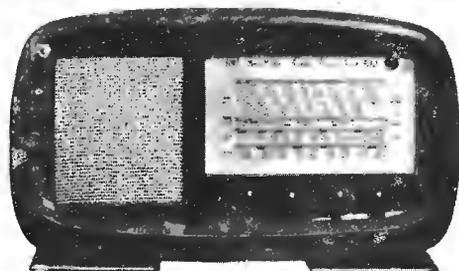
# M. E. R. I.

Materiale Elettro - Radiofonico - Indicatori

REPARTO COSTRUZIONE

*Radio Meri*  
l'apparecchio di classe

GRUPPI A. F. - MEDIE FREQUENZE  
ALTOPARLANTI - TRASFORMATORI



**Modello M. 35 Tipo ELI**

Supereterodine di lusso a 7 valvole della serie rossa PHILIPS compreso occhio magico 5 gamme d'onda - Potenza d'uscita indistorta 8 Watt - Push-pull e reazione negativa in B, F. - Mobile in legno pregiato con camera acustica - Particolarmente indicato per sale da ballo in cui sia indispensabile una potente e nitida riproduzione fonografica.

MILANO - Viale Montenero n. 55 - Telefono n. 581-602

## I.R.T. INDUSTRIA RADIO TELEFONICA

PONTE RADIO PR 5/12

APPARECCHIO RADIO TELEFONICO  
per collegamenti in fonia e in telescrivente  
Ammette un canale fonico e uno telegrafico  
contemporanei oppure più canali telegrafici.

CARATTERISTICHE GENERALI

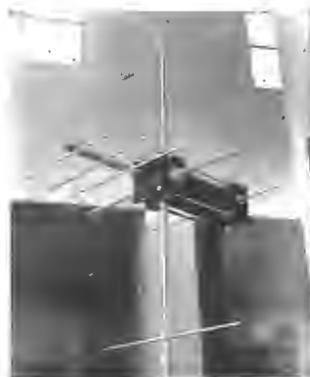
Lunghezza d'onda . . . . . 70/100 cm  
Potenza in antenna . . . . . circa 5 W  
Consumo massimo in trasmis. 250 W  
Banda trasmessa . . . . . 300/4000 Hz  
Livelli, guadagni, rumore di fondo secondo  
le norme C. C. I. F.

## I.R.T. INDUSTRIE RADIO TELEFONICHE

Direzione: **MILANO** - Via Finocchiaro Aprile 14  
TELEFONI N. 62.441 - 62.442 - 64.032

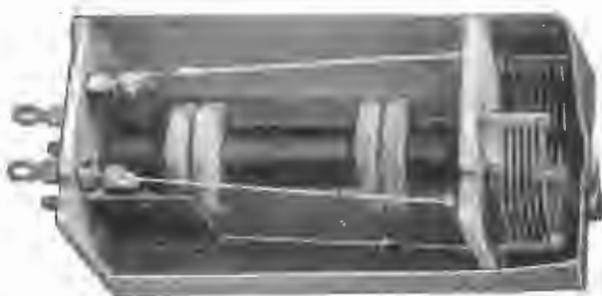
Ufficio in Roma: **Via Isonzo, 42** - Telefono 864.366

Stabilimento: **SESTO SAN GIOVANNI (Milano)**



# GINO CORTI

MILANO - CORSO LODI N. 108



Serie N. 301 ÷ N. 303 MF con regolazione a nucleo di ferro autobloccato.

Serie N. 401 ÷ N. 403 MF con regolazione a compensatori ad ariadi ampia superficie, nostra creazione speciale per MF.

## ZOCCOLI ADATTATORI MARCUCCI

Per provavalvole e per sostituire i nuovi tipi di valvole americane ai vecchi tipi corrispondenti:

80	al posto della	5 Y 3
5 Y 3	al posto della	80
6 Q 7	al posto della	78
6 K 7	al posto della	78
6 V 6	al posto della	42
6 F 6	al posto della	42
6 J 7	al posto della	77
6 K 7	al posto della	6 D 6
6 A 8	al posto della	6 A 7
6 B 8	al posto della	6 B 7
6 P 7	al posto della	6 F 7
6 N 7	al posto della	6 A 5
6 TE 8	al posto della	ECH 4

Per provavalvole e per sostituire le valvole serie rossa Philips con quelle americane tipo Fivve e viceversa:

5 Y 3	al posto della	AZ 1 - WE 54
6 K 7	al posto della	EF 9
6 V 6	al posto della	EL 3
6 Q 7	al posto della	EBC 3
6 A 8	al posto della	ECH 4 - EIR
6 K 8	al posto della	ECH 4 - EIR
AZ 1	al posto della	5 Y 3
EF 9	al posto della	6 K 7
EL 3	al posto della	6 V 6
EBC 3	al posto della	6 Q 7
ECH 4	al posto della	6 A 8
ECH 4	al posto della	6 K 8

## NUOVI TIPI DI ZOCCOLI BREVETTATI

per valvole Loctal a otto piedini a spillo  
per valvole EF 50 a nove piedini a spillo  
per valvole miniatura a sette piedini a spillo e relativi adattatori



Zoccoli per valvole a chiave  
Telefunken

RICHIEDERE OFFERTE A:

**M. MARCUCCI & C. - MILANO**

Via F.lli Bronzetti, 37 - Telefono 52.775



Zoccoli valvole  
miniatura a spillo

# RR3 *Il* ricevitore più economico



L'RR3 è un apparecchio a 3 valvole, a reazione semifissa, destinato alla ricezione delle stazioni locali e vicine, e nelle ore serali delle principali estere. Nonostante le limitate dimensioni (90x145x125), esso è munito di un altoparlante da 130 m/m che permette di ottenere una fedeltà di riproduzione veramente eccezionale e un volume sonoro più che sufficiente.

L'RR3 per il suo basso costo (è l'apparecchio più economico attualmente sul mercato) è veramente l'apparecchio per tutti: per chi ha già un apparecchio di grandi dimensioni e quindi non trasportabile e per chi non ha possibilità di

acquistarne uno costoso. È del resto noto che, specialmente nel caos attuale delle trasmissioni la stazione locale è sempre preferita perchè è l'unica che consente una ricezione senza disturbi.

**ICARE** *Ing. Corrieri - Apparecchiature radioelettriche*  
VIA MAIocchi N. 3 - MILANO - TELEFONO 270-192



MILANO  
Corso Lodi, 106  
Tel. 577.987

SCALE PARLANTI TIPO  
GRANDE PER RICEVITORI  
TIPO G. 57 GELOSO

**ALFREDO MARTINI**  
Radioprodotti Razionali

**S·E·P** DR. ING. S. FERRARI

STRUMENTI ELETTRICI DI PRECISIONE

*Strumenti di misura  
per bassa ed alta  
frequenza \* Cristalli  
di quarzo per dilettanti  
e di precisione \*  
Termocoppie in aria  
e nel vuoto \* Riparazioni  
di qualunque  
tipo di strumenti di  
misura.*

MILANO - VIA PASQUIROLO 11 - TEL. 12.278

# La serie safari 527



**FONOVALIGETTA RADIO**  
Mod. 527-RF

Complesso radiogrammofonico in elegante valigetta. Consta di un radio-ricevitore Mod. 527, complesso giradischi con piatto da 25 cm. ad arresto automatico, pick-up con punta di zaffiro illogorabile. Alimentazione in c. a. da 110 a 220 V. Dimensioni: mm. 440x300x150. Peso: Kg. 8.



Mod. 527-A



Mod. 527-A/S

Il radiorecettore ideale per le sue proporzioni, dimensioni e peso ridotti. Supereterodina 5 valvole serie GT. - 2 gamme d'onda: medie e corte. - Alimentazione dalla rete c.a. 110-160-220 Volt. - Dimensioni: 19,5x26x5,5 cm. Peso: Kg. 2,4 circa.

**RADIO SAFAR**

**SOC. AN. FABBRICAZIONE APPARECCHI RADIOFONICI**  
VIA BASSINI N. 15 - MILANO - TELEFONO N. 293641 - 292881

# URANIA

SOC. a R. L.

**INDUSTRIA RADIO ELETTRICA**

*Apparecchiature professionali per radio trasmissione  
Convertitore U. R. 5/10 - Gomme 5 e 10 mt. con commutazione a tamburo rotante - 2 stadi in AF più oscillatore separato con valvole in miniatura. Alimentazione propria con tensioni stabilizzate.*

*Radio ricevitori, Medie Frequenze per 467 Kc con alto fattore di merito.*

*Condensatori variabili in aria per trasmissione a statore semplice e doppio per tensioni basse, medie ed alte. Induttanze in aria intercambiabili per varie gamme dilettantistiche, trasformatori d'alimentazione, di modulazione, d'uscita. Impedenze per A. F. Zoccoli octal, condensatori di neutralizzazione, ecc.*

S E D E :

MILANO - VIALE CONI ZUGNA, 77

TELEFONO Numero 45.783

STABILIMENTO :

**BOVISIO MOMBELLO**

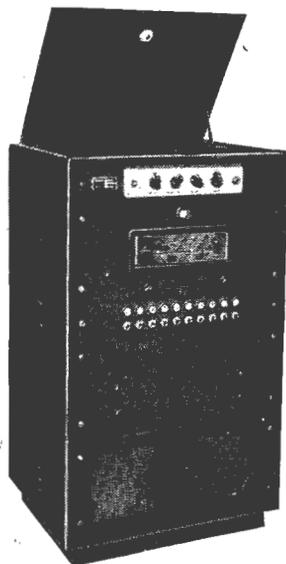
  
**SIEMENS**  
**RADIO**

## PANNELLO UNIVERSALE P. U. 825

È un centralino di robusta costruzione metallica che permette la composizione di varie potenze per la facilità di intercambiabilità degli amplificatori.

Può essere usato in molteplici usi nei tre programmi micro - fonò - radio.

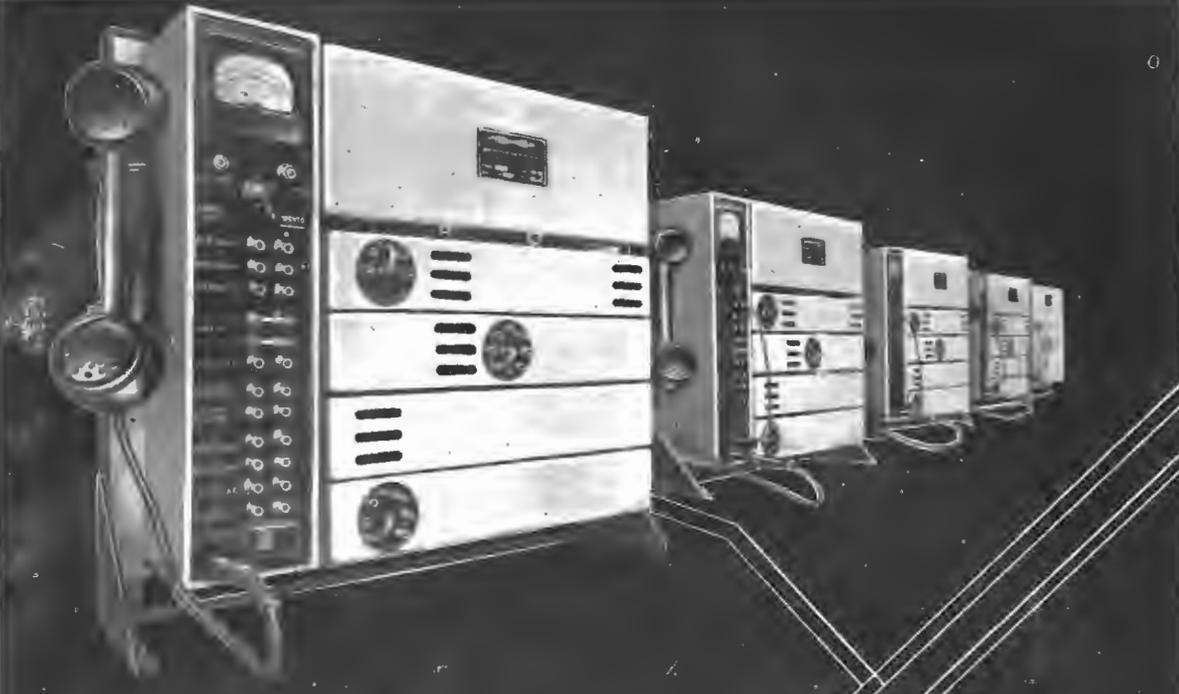
Permette l'allacciamento di 10 e più linee di altoparlanti. Particolarmente adatto per impianti di amplificazione in scuole, chiese ecc.



**SIEMENS SOCIETÀ PER AZIONI**

29, Via Fabio Filzi - MILANO - Via Fabio Filzi, 29

Uffici: FIRENZE - GENOVA - PADOVA - ROMA - TORINO - TRIESTE



# APPARECCHIATURE

DI TELEFONIA

A FREQUENZE VETTRICI

SU LINEE TELEFONICHE

SU LINEE AD ALTA

TENSIONE

**TELEFONRA**  
LABORATORI DI TELEFONIA  
ELETTRONICA E RADIO

VIA MARCONA 3

Telef. 584.176 - MILANO



**PRESA A - T N. RA/131**  
**PRESA FONO N. RA/132**  
**PRESA RETE N. RA/133**

Serie di tre prese contraddistinte rispettivamente con le diciture:

**A-T** (antenna terra), **FONO RETE**

Realizzate in bachelite stampata con due boccole elastiche in bronzo fosforoso, argentate.

Solo tre fori necessitano per il montaggio nei telai (chassis) di cui uno per il fissaggio a mezzo vite incorporata. Particolarmente adatte per piccoli apparecchi date le loro minime dimensioni d'ingombro.

**MILANO - VIA LEPANTO 1 - TEL. 691.198**

# BRUGNOLI RICCARDO

GRUPPI DI ALTA FREQUENZA

**MILANO**

**CORSO LODI, 121 - TEL. 574.145**

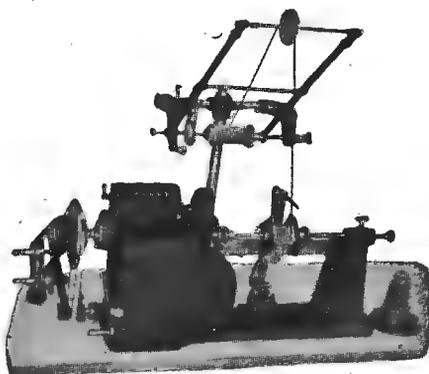
## TORNITAL

S. R. L.

**MILANO**

Via Savona 17 - Tel. 32.540

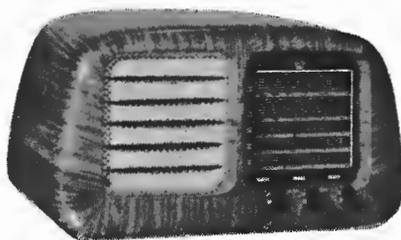
**BOBINATRICE AUTOMATICA** MODELLO 00



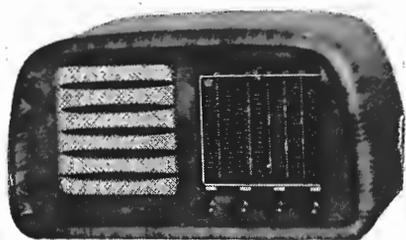
Per fili del diametro da: m/m 0,05 a 0,6  
 Per bobine della larghezza da: m/m 12 a m/m 100  
 Per bobine del diametro fino a: m/m 100  
 Numero dei giri dell'albero bobinatore fino a: 500 al minuto  
 Forza corrente 1/8 HP

# ELECTA RADIO

MODELLO 556



Radoricevitore a 5 valvole - 5 gamme d'onda - Induttore variabile - Stabilità su tutte le gamme - Riproduzione fedele e potente  
ELEVATA SENSIBILITÀ SU TUTTE LE GAMME



MODELLO 656

Radoricevitore a 5 valvole più occhio magico  
5 gamme d'onda - Induttore variabile - Stabilità su tutte le gamme - Riproduzione potente e fedele  
Potenza 8 Watt - Grande scala parlante  
ELEVATA SENSIBILITÀ SU TUTTE LE GAMME

MILANO - VIA ANDREA DORIA 33 - TEL. 266.170



**R A D I O**  
VIA PASQUIROLO, 17  
MILANO - TELEFONO 88564

**MATERIALI PER RADIANTI**

Condensatori per trasmissione - Bobine per 5, 10, 20, 40 e 80 m. - Impedenze di R. F. per o. c. e o. u. c. - Impedenze smorzate antiparassitiche - Bottoni graduati - Trasmettitori completi ecc. ecc

**AMPLIFICATORI DI B. F.  
STRUMENTI DI MISURA**

Analizzatori ad A. F. - Oscillatori modulati - Generatori di B. F. - Ponti R - C - Tr

**PARTI STACCATI**

Manopole demoltiplica per strumenti - Quadranti a demoltiplica - Bottoni ad indice alluminio fuso.

Altri prodotti sono in preparazione, specie nel campo dei radio-ricevitori. Richiedeteci il nuovo listino in corso di preparazione

**MACCHINE BOBINATRICI  
PER INDUSTRIA ELETTRICA**

**Semplici:**

per medi e grossi avvolgimenti.

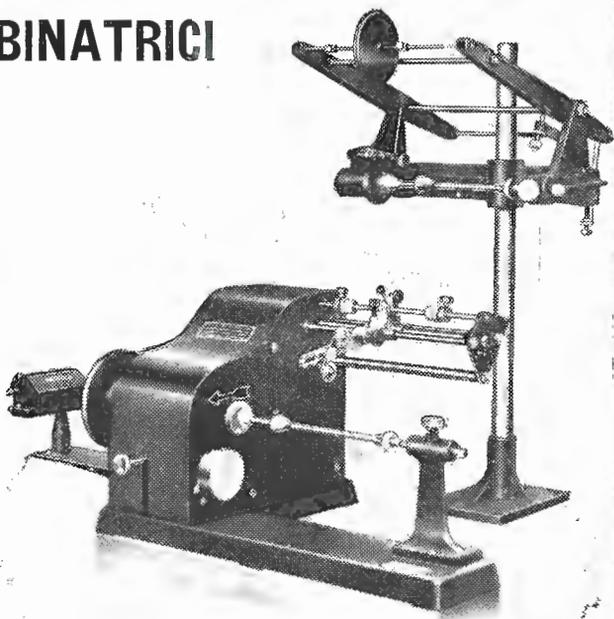
**Automatiche:**

per bobine a spire parallele o a nido d'ape.

**Dispositivi automatici:**

di metti carta - di metti cotone a spire incrociate.

**CONTAGIRI** BREVETTI  
E COSTRUZIONI NAZIONALI



ING. R. PARAVICINI - MILANO - VIA SACCHI, 3 - TELEFONO 13-426

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA TELECOMUNICAZIONI E SCIENZE AFFINI  
DIRETTA DA ADRIANO PASCUCCI



	pag.
IN QUESTO NUMERO:	
Indici del volume 1° di T. E. (fascicoli 1 a 7)	117
Notiziario:	123
EDITORIALE - Gergo Radiotecnico	125
MIGNECO - Amplificatori con reazione	127
Cose viste	134
SAITZ - Servizio progetti e studi di una moderna fabbrica radio	135
BARGELLINI - Radiotelegrafia e manipolazione di frequenza	143
TERRA - Circuiti elettrici a regime alternativo sinusoidale permanente	149
EGIDI - La misura delle correnti a radiofrequenza	161
RUBRICA DEI RADIANTI	
GURVIZ - Funzione educatrice della telegrafia	169
All'insegna dei 56 ..	171
La pagina delle YL	174
Reparto cannoni	176
PERA - Un trasmettitore per tutte le bande con 40 W	177
Collaboratori	185
A. P. - La Fiera di Milano e le celebrazioni Marconiane	187
Prodotti nuovi	195
Rivista delle Riviste	201
Topo di biblioteca	204

REDAZIONE GRAFICA DI ORESTE PELLEGRÌ

VOLUME II N. 2

EDITRICE "IL ROSTRO"

DIREZIONE AMMINISTRAZIONE - VIA SENATO 24 - MILANO - TELEF. 72.908

PUBBLICITÀ: ALFONSO GIOVENE - VIA SENATO 24

Una copia L. 340 - Abbonamento per il periodo Luglio Dicembre - 6 num. L. 1600

# ING. S. BELOTTI & C. - S. A.

Teleg. { INGBELOTTI  
MILANO

**MILANO**  
PIAZZA TRENTO 8

Telefoni- { 52.051  
52.052  
52.053  
52.020

## **GENOVA**

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

## **ROMA**

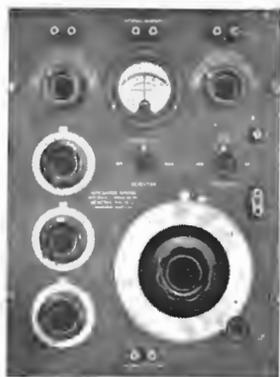
Via del Tritone, 201  
Telef. 61.709

## **NAPOLI**

Via F. Crispi, 91  
Telef. 17.366

Apparecchi

## GENERAL RADIO



della

**General Radio  
Company**

Strumenti

## WESTON

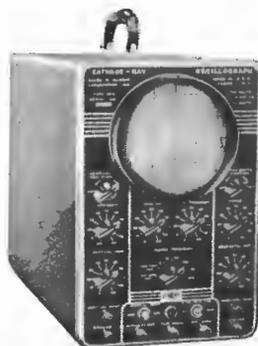


della

**Weston Electrical  
Instrument Corp.**

Oscillografi

## ALLEN Du MONT



della

**Allen B.  
Du Mont Inc.**

## LABORATORIO

PER LA RIPARAZIONE E LA RITARATURA

DI

## STRUMENTI DI MISURA

WESTON E DELLE ALTRE PRIMARIE MARCHE

# ALTOPARLANTI

*PUNTO ROSSO*

BREVETTATI



UNA SERIE STUDIATA  
PER OGNI TIPO DI  
APPARECCHIO RADIO



*La*  
**RADIOCONI**

MILANO . Via Pizzi N. 29 - Telefoni N. 52.215.580.098

## 3 RADIO-GIOIELLO per la radio-soddisfazione

I tre apparecchi radio, creati dalle Industrie Riunite Bertoncini di Bergamo, sono quanto di migliore e di più moderno sia stato realizzato nel campo nazionale della radio. Le moderne radio-gioiello "Toti" e "Leila" e il radio-fonografo "Malombra" non hanno nulla da invidiare alle radio di marca famosa. Il loro circuito è l'espressione della tecnica più progredita, così come l'applicazione delle valvole rosse rappresenta la garanzia più sicura di un'audizione perfetta. Gli apparecchi radio-gioiello Bertoncini creano veramente la più completa radio-soddisfazione.

### Toti

Supereterodina a 4 valvole rosse. Ricezione di due campi d'onda, Onde medie e onde corte. Alta sensibilità e gradevole riproduzione. Potenza d'uscita 2,5 watt. Scala in cristallo. Alimentazione su tutte le reti c. a. Presa per fonografo. Mobile in noce ed acero di finissima esecuzione.



### Leila

Supereterodina a 5 valvole rosse. Ricezione di 4 campi d'onda. 1 campo onde medie. 3 campi onde corte. Alta fedeltà e sensibilità. Potenza d'uscita 4 watt. Controllo automatico di sensibilità, controllo manuale di volume e di tonalità. Scala in cristallo di ampie dimensioni. Alimentazione per tutte le reti c. a. Mobile in noce ed acero fine e moderno.

### Malombra

È un radio-fonografo a 6 valvole rosse. Ricezione di 4 campi d'onda con 2 altoparlanti di elevata potenza ed alta fedeltà. Controllo automatico di sensibilità. Moderno attacco di pick-up per il fonografo. Scala in cristallo di ampie dimensioni. Mobile elegante di moderna concezione.

BB

INDUSTRIE RIUNITE L. BERTONCINI - BERGAMO

# A E S S E

MILANO - Via Rugabella, 9

Telefono 18-276



Q - METRO Tipo MA 96

### Xamax - Zurigo

Interruttori e commutatori a scatto per apparecchiature

### Cerberus G. m. b. H. - Bad Ragaz

Impianti di segnalazioni degli incendi

### Metrohm A. G. - Herisan

Condensatori variabili campione

Condensatori a decadi

Ponti RCL

Ponti per elettrolitici

Ponti per misure di capacità

Q - metri

Voltmetri a valvola

Raddrizzatori stabilizzati al 0,005 %

Campioni secondari di frequenza

Oscillatori RC di grande precisione

Oscillatore campione per AF da 98 KHz a 32 MHz

Oscillografi di grande precisione

Misuratori d'uscita

Teraohmmetri fino a 10 teraohm (per alimentazione dalla rete)

Potenzimetri a valvole

Potenzimetri di precisione

Commutatori di precisione

*Fabbricazione in grande serie di minuterie metalliche tornite e tranciate per radiofonia e telefonia ed affini*



S e d e: **MILANO** - Via G. Dezza n. 47

Uffici: Telefono n. 44.330

Magazzino: Telefono n. 44.321

Stabilim.: **MILANO** - Via G. Dezza n. 47

BREMBILLA (Bergamo)

Tel. S. Pellegrino 55 int. 17

# PRODUZIONE DELLA CALLITE TUNGSTEN CORPORATION UNION CITY - N. J. - U.S.A.

## Bi - Metalli

"Calliflex" metallo termostatico

## Contatti Elettrici

Tungsteno  
Molibdeno  
Rivetti di argento e composti di altri metalli

## Parti di tubi Elettronici e di lampadine elettriche

Reddite - su rocchetti o in pezzi tagliati per saldare in vetro tenero.  
Getter per vuotatura lampadine  
Griglie finite  
Filo Kulgrid e treccia,  
Elettrodi per vetro duro e tenero  
Fili e catodi rivestiti di ossidi  
Filo di tungsteno toriato  
Filamenti di tungsteno e spirali  
Elettrodi di tungsteno per vetro duro  
Elettrodi composti di due o tre metalli per vetro tenero e duro  
Elettrodi a catodo caldo

## Materiale di Riporto

"Callinite" materiale ad alta conduttività  
Bacchette per saldatura "antiusura".

## Materiale per tubi fluorescenti

"Cal-lu-sol" - Soluzione per rivestimento tubi fluorescenti  
"Cal-lux" - Tubi fluorescenti  
"Cal-lux" - Polveri fluorescenti

## Macchine

Tutte le macchine per fabbricare le Lampadine ad incandescenza e per Valvole radio e per fabbricare Tubi luminosi e fluorescenti

## Prodotti di Molibdeno

Molibdeno in fili e per forni per alte temperature  
Molibdeno in polvere  
Molibdeno in bacchette, lastre, filo, nastri, tubi e forme speciali.  
Scatole di molibdeno  
Elettrodi di molibdeno per vetro duro  
Leghe di molibdeno.

## Leghe speciali

Rame-tungsteno  
Tungsteno-molibdeno  
Carburi metallici refrattari legati con metalli preziosi  
Carburi metallici refrattari legati con metalli comuni

## Prodotti "Teco"

Filiere di Carburo di tungsteno  
Utensili di Carburo di tungsteno e parti resistenti all'usura.

## Prodotti di Tungsteno

Tungstato di Sodio  
Recipienti di tungsteno  
Tungsteno in polvere  
Tungsteno in filamenti e spirali  
Elettrodi di tungsteno per vetro duro  
Tungsteno in barre, lastre, fili e forme speciali  
Elettrodi di tungsteno in barre per saldatura "Arcatomica"

## Altri Prodotti

Filo per Mandrini - ferro, ottone, molibdeno  
Mercurio - purificato speciale per tubi al neon  
Lega SA-50 per elettrodi da saldare nel vetro tenero.  
Filo di argento - Monel e Alluminio  
Fili ricoperti in metalli da specificare  
Leghe di tungsteno ad alta densità  
Tubi di tungsteno e molibdeno in piccoli diametri per uso sperimentale



AGENTI ESCLUSIVI PER L'ITALIA:

**S. A. HENRY COE & CLERICI - Ramo Tecnico**

Via Lanzone, 31 - MILANO - Telefono 88.548

Casella Postale, 1542

Telegrammi: COCLER



*Nel campo della elettronica industriale **RNR** offre:*

**RISCALDATORE  
ELETTRONICO  
EM 450/2 ES 30/2**

Potenza di uscita 2 Kw \* Frequenza di uscita ES 30/2 - 30 Mc. riscaldamento dielettrico \* Frequenza di uscita EM 450/2 - 450 Kc riscaldamento induttivo \* Alimentazione trifase o monofase 125 280 V \* Tubi oscillatori RCA 833 A



**METALLOSCOPIO  
A ULTRASUONI  
MI rus/3**

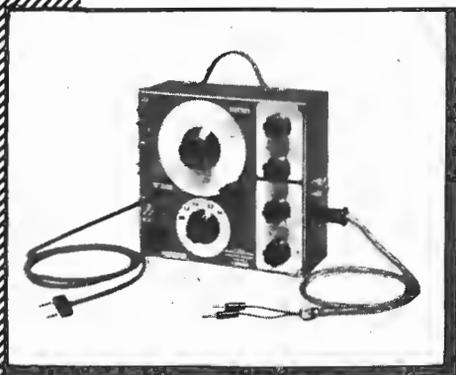
Frequenza dell'Ultrasuono commutabile tra 0,5-1-2-3 Mc. \* Profondità massima esplorazione metallo 3 mt. \* Profondità minima esplorazione metallo 2 cm. \* Larghezza impulso variabile tra 3-10-30  $\mu$ S \* Diametro tubi r. c. 75 mm.



*Applicazioni Elettroniche **RNR** - Via N. D'Apulia 7 Milano - Tel. 287.385*



# Strumenti di Misura



## OSCILLATORE MODULATO PORTATILE Mod. OM 6

- \* Per radiomontatori e riparatori.
- \* Lettura diretta e rapida.
- \* Alimentazione della rete c. a.
- \* Campo di frequenza da 100 a 300.000 Kc suddiviso in 6 gamme.

Indispensabile per la taratura di alte e medie frequenze di apparecchi radio-riceventi, per controlli in laboratorio o presso il cliente. Le sue dimensioni ridotte, il suo peso minimo e l'alimentazione diretta dalla rete lo rendono specialmente adatto per l'impiego ed il trasporto in qualunque luogo. Cossetta meccanica con moniglia e coperchio.



## PROVAVALVOLE UNIVERSALE Mod. PV 10

Permette di controllare in modo accurato e preciso tutte le valvole impiegate in apparecchi radio, amplificatori, apparecchiature di Telefonia o frequenza portante, ecc.

Contiene 12 zoccoli per inserzione e prova di valvole a 4-5-6-7 e 8 piedini, americane ed europee, amplificatrici, raddrizzatrici, ottodi, triodi, esodi, ecc.

LE VALVOLE VENGONO PROVATE NELLE LORO CONDIZIONI EFFETTIVE DI FUNZIONAMENTO

*Strumenti*  
per tutte le applicazioni Radio Elettrotecniche

**SAFAR**

SOC. AN. FABBRICAZIONE APPARECCHI RADIOFONICI  
MILANO - VIA BASSINI 15 - Tel. 293641 (5 linee)

# Indice analitico per materie

L'indice è ordinato in base alla Classificazione Decimale sistema Dewey (ampliata, in Italia da E. Montù) che viene seguita da T.E. e, in America, dall'Institute of Radio Engineers, nei suoi Proceedings, dall'RCA Review, etc. Copie dell'indice completo della Classificazione Decimale Dewey, possono essere ordinate alla ARI, Viale Bianca Maria, 24 - Milano.

Le lettere fra parentesi indicano: (E) = Editoriale; (R) = Recensione. La mancanza di tali indicazioni indica trattarsi di articolo.

La prima cifra indica il numero della rivista, la seconda la pagina.

## ● R 055. LIBRI (R)

	n.	p.
Correnti a radiofrequenza - Malavasi-Mannino Patanè . . . . .	2	179
Electron microscope - Burton-Kohl . . . . .	4	370
Electronics - Millman-Seely . . . . .	3	275
Energia atomica - Smyth . . . . .	3	276
Frequency Modulation - Hund . . . . .	1	83
Hyper and Ultra high frequency Engineering - Sarbacher-Edson . . . . .	1	84
Industrial Electronic Control - Cockaell . . . . .	1	84
Introduzione alla Radiotelemetria - Tiberio . . . . .	5-6	511
Manuale della diretta incisione di dischi - Aldous . . . . .	7	619
Matematica per tecnici e ingegneri - Montù . . . . .	2	179
Note di servizio - Angeletti . . . . .	3	275
Pieroelettricità Della Roca . . . . .	3	277
Poliodi riceventi (Serie D) . . . . .	2	180
Practical Radio Communication - Nilsson-Horning . . . . .	2	180
Radar (USIS) . . . . .	4	371
Radio Amateur's Handbook 1945 . . . . .	1	82
Radio Amateur's Handbook 1946 . . . . .	5-6	511
Radio Engineer's Handbook - Terman . . . . .	7	619
Radiotecnica - Vol. II - Montù . . . . .	3	275
Radiotron Designer's Handbook - Langford Smith . . . . .	3	276
Radio tube vademecum - Brans . . . . .	7	620
Reference data for Radio Engineers - Mc. Pherson . . . . .	8-9	25
Teletrasmissioni a onda portante - Chevalier . . . . .	7	620
Ultramicroscopio come mezzo di ricerca - Siemens . . . . .	4	369
Wave Guides - Lomant . . . . .	4	369
Letteratura per radiotecnici (E) - Rocco Lentini . . . . .	4	295

## ● R 000 GENERALITA' RADIO

R 00. Esecutivo, Amministrativo, Personale	n.	p.
Bunches (E) . . . . .	1	11
I radiotecnici italiani e l'attuale situazione industriale - E. Gnesutta . . . . .	1	13
I radiotecnici italiani e le prospettive del loro avvenire - R. Lentini . . . . .	2	105

## R 007.9 Congressi internazionali

Giornate di informazione alla Brown Boveri Baden - A. Tescari . . . . .	n.	p.
	3	200

## R 065 Esposizioni, Fiere, Mostre, Riunioni

L'industria radio Svizzera alla «Mustermesse Basel» - A. Tescari . . . . .	n.	p.
	3	245
Riunione annuale ARI . . . . .	n.	p.
	7	575

## ● R. 080 COLLEZIONI, TAVOLE, ecc.

### R 082 Abachi, grafici

Carta di reattanza . . . . .	Allegato al n.	1
Diagramma dei valori del condensatore del circuito oscillatorio di stadi finali nei trasmettitori - M. Castellani . . . . .	» » »	5-6
Diagramma per il passaggio dalle impedenze alle ammettenze e viceversa - V. Parenti . . . . .	» » »	2
Grafico condensatori di potenza - H. W. Mawski . . . . .	» » »	7
Grafico del decibel - R. Lentini . . . . .	» » »	3
Ponti per corrente alternata . . . . .	» » »	4

## ● R 090 STORIA, GENERALITA'

### R 096 Radianti

Presentazione ai radianti italiani - V. E. Motto . . . . .	n.	p.
	1	65
A proposito della ripresa del riantismo in Italia - G. Cannito . . . . .	n.	p.
	2	168

## ● R 100 PRINCIPI DI RADIO

### R 113 Propagazione delle radioonde

Cenni sul meccanismo della propagazione delle radio onde - M. Castellani . . . . .	n.	p.
	1	67
Propagazione extra-ottica delle onde metriche - P. L. Bargellini . . . . .	n.	p.
	7	579

<b>R 113, 02 Onde ultracorte</b>	n. p.	<b>● R 200 RADIOMISURE</b>	
Propagazione extra-ottica delle onde metriche - P. L. Bargellini . . . . .	7 579	<b>R 201.7 Oscillografia a raggi catodici (uso)</b>	n. p.
<b>R 117 Guida onde, cavità</b>		Attuali orientamenti nella oscillografia a raggi catodici - A. Pascucci . . . . .	5-6 431
Circuiti elettrici per frequenze eleva- te - P. L. Bargellini . . . . .	5-6 389	<b>R 214 Campioni piezoelettrici per mi- sure di frequenza</b>	
<b>● R 130 TUBI ELETTRONICI</b>		Un campione secondario di frequen- za - V. Parenti . . . . .	5-6 451
<b>R 131 Tubi elettronici, proprietà, carat- teristiche</b>	n. p.	<b>R 251 Misura della potenza in trasmis- sione</b>	
Il resonatron (R) - W. N. Salisbury . . . . .	2 177	Un misuratore della potenza di usci- ta I1WK . . . . .	2 159
Le curve a corrente costante dei tubi nel calcolo amplificatori classe C - M. Castellani . . . . .	3 209	<b>R 254 Misura della modulazione</b>	
Tubi riceventi metallici, in vetro 6,3 volt zoccolo octal, zoccolo Ioktal 7 V, caratteristiche e tabella zoccoli . . . . .	3 265	La misura della percentuale di modu- lazione - V. Parenti . . . . .	2 151 4 349 5-6 467
<b>R 132, 14 Amplificazione A.F. classe C</b>		<b>R 261.71 Allineamento dei circuiti AF e MF</b>	
Amplificatori di potenza con griglia a massa (R) - E. Spitzer . . . . .	7 616	La capacità aggiuntiva e l'allineamen- to dei ricevitori - D. E. Ravalico . . . . .	2 169
Aumento del rendimento in ampl. e moltiplicatori di frequenza in clas- se C - M. Castellani . . . . .	4 331	<b>R 281 Proprietà di materiali isolanti elettrici</b>	
Curve a corrente costante dei tubi nel calcolo degli amplificatori classe C - M. Castellani . . . . .	3 209	Dielettrici ceramici stato attuale e svi- luppi nuovi - H. W. Stawski . . . . .	1 15
<b>R 132.8 Amplificatori per televisione</b>		<b>R 282 Materiali conduttori elettrici</b>	
Amplificatore a larga banda - C. Ber- tolasi . . . . .	3 235	Azione delle vernici di impregnazio- ne sul filo di rame smaltato - G. Dalle Nogare . . . . .	4 361
Dati di progetto per amplificatori com- pensati - A. Gurvir . . . . .	2 139	<b>● R 300 RADIODISPOSITIVI</b>	
<b>R 133.9 Generatori di oscillazioni ri- lassate</b>		<b>R 320.1 Antenne di trasmissione</b>	n. p.
Oscillografia a R.F. Studio di gene- ratore asse dei tempi - F. Bruno . . . . .	1 39	Il dispositivo adattatore d'aereo « Col- lins » o cellula filtro a Pgreco - M. Castellani . . . . .	5-6 469
<b>● R 140 CIRCUITI</b>		<b>R 351 Trasmettitori, progetto e costru- zione</b>	
<b>R 140.01 Circuiti con costanti concen- trate</b>	n. p.	Criteri di dimensionamento del con- densatore d'accordo del circuito o- scillatorio dello stadio finale nei trasmettitori - M. Castellani . . . . .	5-6 461
Circuiti per onde ultracorte con cam- pi gamma di frequenza - E. Viti . . . . .	5-6 445	<b>R 355.41 Trasmettitori per radianti</b>	
<b>R 143.14 Filtri (speciali)</b>		Trasmettitore dilettantistico per i 5 me- tri. I1WK . . . . .	3 253
Il dispositivo adattatore d'aereo « Col- lins » o cellula filtro a Pareco - M. Castellani . . . . .	5-6 469	Trasmettitore di eccezione per 28 e 56 MHz (R) - R. P. Turner . . . . .	3 367
<b>R 144.4 Perdite in A.F.</b>		Trasmettitore per onde ultra corte im- piegante la valvola RCA 815. I1RCA . . . . .	4 341
Meccanismo delle perdite dielettriche e riscaldamento dielettrico - H. W. Stawski . . . . .	3 219	<b>R 358 Regolatori di tensione</b>	
<b>R 148.3 Modulazione di frequenza</b>		Calcolo degli alimentatori regolati a valvole . . . . . n. 1 p. 23	2 107
A Milano: FM (E) - A.P. . . . .	2 103	<b>R 360.3 Radioricevitori portatili</b>	
FM o MF? (E) - A.P. . . . .	5-6 387	Caratteristiche dei piccoli apparecchi radio . . . . .	3 269
Frequency Modulation: BBC Field Trials (R) - H. L. Kirke . . . . .	7 614		
Quando la McF in Italia? (E) - A. Te- scari . . . . .	7 553		

<b>R 361.035 Radioricevitori per microonde</b>	n. p.	<b>R 592.2 Applicazioni elettroniche (alla fisica ecc.)</b>	n. p.
Studio di un convertitore per microonde . . . . .	7 563	Il microscopio elettronico - G. Mannino-Patanè . . . . .	4 317
<b>R 361.07 Radioricevitori plurionda</b>		<b>R 593 Forni elettronici, riscaldatori</b>	
Radioricevitore a 16 valvole « single signal » di alta efficienza per onde da 30,5 a 0,51 MHz - F. Scandola . . . . .	7 587	Il riscaldamento elettronico - G. Mannino-Patanè . . . . .	3 228
<b>R 361.2 Radioricevitori supereterodina</b>		Meccanismo delle perdite dielettriche e riscaldamento dielettrico - H. W. Stawoki . . . . .	3 219
La regolazione del correttore nelle supereterodine - D. E. Ravalico . . . . .	4 357	Studio di un apparecchio per marcoterapia - D. F. Bruno . . . . .	3 239
<b>R 361.24 Convertitori per onde ultracorte</b>		Sviluppi del riscaldamento ad alta frequenza - A.P. . . . .	3 231
Convertitore per 56 MHz - L. Crimella . . . . .	3 257	<b>R 594 Radioterapeutica</b>	
<b>R 361.63 Dispositivi di sintonia</b>		Studio di un apparecchio per marcoterapia - D. F. Bruno . . . . .	3 239
Sintonia a permeabilità - I. Prada . . . . .	1 53	<b>R 597 Applicazioni industriali</b>	
<b>R 361.73 Espansione della dinamica</b>		La tecnica elettronica nelle applicazioni pratiche dell'industria meccanica - M. Schromek . . . . .	5-6 405
Espansori di volume - N. Mininni . . . . .	1 59	La tecnica elettronica nell'industria e nelle ricerche scientifiche - G. Mannino-Patanè . . . . .	2 123
<b>R 365.21 Altoparlanti elettrodinamici</b>			
Norme di progetto per altoparlanti - S. Cicogna e B. Tolentino . . . . .	4 309	<b>● R 600 RADIOSTAZIONI</b>	
<b>R 380.1 Blocco di sintonia</b>		<b>R 612.11 Auditori</b>	n. p.
Decadenza del condensatore variabile . . . . .	5-6 499	Prospettive della moderna acustica architettonica - A. Gigli . . . . .	7 557
<b>R 388 Oscillografo a raggi catodici</b>		<b>● R 700 RADIOCOSTRUZIONE</b>	
Attuali orientamenti nella oscillografia a raggi catodici - A. Pascucci . . . . .	5-6 431	<b>R 700 Radiocostruzione</b>	n. p.
Oscillografia a radiofrequenza - D. F. Bruno . . . . .	1 39	Particolarità costruttive della tecnica elettronica - A. Novellone . . . . .	3 203
<b>R 391 Soccorritori elettronici</b>		Radio architettura - O. F. Henrich . . . . .	5-6 423
La tecnica elettronica nelle applicazioni pratiche dell'industria meccanica - M. Schromek . . . . .	5-6 405	<b>R 720 Procedimenti costruttivi</b>	
<b>● R 400 SISTEMI DI RADIOCOMUNICAZIONE</b>		Radiocircuiti « stampati » o « senza fili » . . . . .	4 355
<b>R 471 Telefonia ad onda portante</b>	n. p.	<b>R 751 Servizio, manutenzione, ecc.</b>	
Un nuovo sistema di telecomunicazione a corrente vettrice - N. Zabiello . . . . .	5-6 413	Controllo di produzione e servizi accessori - R. Lentini . . . . .	7 569
<b>● R 500 APPLICAZIONI RADIO</b>		<b>● 534 ACUSTICA</b>	
<b>R 533 Servizio radio per ferrovie</b>	n. p.	Prospettiva della moderna acustica architettonica - A. Gigli . . . . .	n. p. 7 557
Moderni sistemi di comunicazioni elettriche per reti ferroviarie - A. Tescari . . . . .	» 297	<b>R. 355.912 Generatori e dispositivi per iperfrequenze</b>	
<b>R 545 Servizio privato radianti</b>		Circuiti elettrici per frequenze elevate P. L. Bargellini . . . . .	5-6 389
Nelle bande dei radianti. Il RCA . . . . .	1 75 2 165 4 353 5-6 475 7 599	Circuiti per onde ultracorte con ampia gamma di frequenza - E. Viti . . . . .	5-6 445
<b>R 583.12 Televisione, videoricevitori</b>		Introduzione alla misura delle iperfrequenze (R) - G. Dexter . . . . .	2 176
Deflettore semplificato per ricevitori di televisione - S. Carmina . . . . .	4 325	Rassegna dei progressi americani nel campo delle onde ultracorte - A. Tercasi . . . . .	1 31

# Indice per autore in ordine alfabetico

	n.	p.		n.	p.
<b>A.P.</b> - Bunches . . . . .	1	11	<b>Lentini R.</b> - I radiotecnici italiani e e le prospettive del loro avvenire . . . . .	2	105
— A Milano FM . . . . .	2	103	— Letteratura per radiotecnici . . . . .	4	295
— Sviluppo del riscaldamento ad alta frequenza . . . . .	3	231	— Controllo di produzione e servizi accessori . . . . .	7	569
— FM o MF? . . . . .	5-6	387	<b>Mininni N.</b> - Espansioni di volume . . . . .	1	59
<b>Bargellini P. L.</b> - Circuiti elettrici per frequenze elevate . . . . .	5-6	389	— Espansioni e compressori di vo- lume . . . . .	2	131
— Propagazione extra ottica delle on- de metriche . . . . .	7	579	<b>Motto V. E.</b> - Presentazione ai radianti italiani . . . . .	1	65
<b>Bertolasi C.</b> - Un amplificatore a larga banda . . . . .	3	235	<b>Novellone A.</b> - Particolarità costruttive della tecnica elettronica . . . . .	3	203
<b>Bruno F.</b> - Oscillografia a radiofre- quenza . . . . .	1	39	<b>Parenti V.</b> - La misura della percentu- ale di modulazione . . . . .	2	151
— Studio di un apparecchio per mar- coniterapia . . . . .	3	239	— La misura della percentuale di mo- dulazione . . . . .	4	349
— Studio di un convertitore per micro- onde . . . . .	7	563	— Un campione secondario di fre- quenza . . . . .	5-6	451
<b>Carmina S.</b> - Deflettore semplificato per ricevitori di televisione . . . . .	4	325	— La misura della percentuale di mo- dulazione . . . . .	5-6	467
<b>Castellani M.</b> - Cenni sul meccani- simo della propagazione delle ra- dio-onde . . . . .	1	67	<b>Pascucci A.</b> - Anuali orientamenti nel- la oscillografia a raggi catodici . . . . .	5-6	431
— Le curve a « corrente costante » dei tubi nel calcolo degli amplifi- catori classe C . . . . .	3	209	<b>Patanè G. M.</b> - La tecnica elettronica nell'industria e nelle ricerche scien- tifiche . . . . .	2	123
— Aumento di rendimento in amplifi- catori e moltiplicatori di frequenza classe C . . . . .	4	331	— Il riscaldamento elettronico . . . . .	3	228
— Criteri di dimensionamento del con- densatore d'accordo del circuito oscillatorio dello stadio finale nei trasmettitori . . . . .	5-6	461	— Il microscopio elettronico . . . . .	4	317
— Il dispositivo adattatore « Collins » . . . . .	5-6	469	<b>Prada I.</b> - Sintonia a permeabilità . . . . .	1	53
<b>Cicogna S.</b> - Norma di progetto per altoparlanti . . . . .	4	309	<b>Ravalico D. E.</b> - La capacità aggiuntiva e l'allineamento dei ricevitori . . . . .	2	169
<b>Crimella L.</b> - Un convertitore per 56 MHz . . . . .	3	257	— Caratteristiche dei piccoli apparec- chi radio . . . . .	3	269
<b>Dalle Nogare G.</b> - Azione delle vernici sul filo di rame smaltato . . . . .	4	361	— La regolazione del correttore nelle supereterodine . . . . .	4	357
<b>Dobner L.</b> - Calcolo degli alimenta- tori regolati a valvole . . . . .	1	23	— decadanza del condensatore varia- bile . . . . .	5-6	499
— Calcolo degli alimentatori regolati a valvole (continuazione) . . . . .	2	107	<b>Skromec M.</b> - La tecnica elettronica nelle applicazioni dell'industria . . . . .	5-6	405
<b>Gigli A.</b> - Prospettive della moderna acustica architettonica . . . . .	7	557	<b>Stawski H. W.</b> - Dielettrici ceramici. Stato attuale e sviluppi nuovi . . . . .	1	15
<b>Gnesutta E.</b> - I radiotecnici italiani e l'attuale situazione industriale . . . . .	1	13	— Meccanismo delle perdite nei die- lettrici e riscaldamento elettrico . . . . .	3	219
<b>Gurviz A.</b> - Dati di progetto per am- plificatori compensati . . . . .	2	139	— Grafico condensatori di potenza . . . . .	7	610
<b>Henrich O. F.</b> - Radio architettura . . . . .	5-6	423	<b>Scandola F.</b> - Diodioricevitore a 16 valvole professionale 1144 . . . . .	7	587
<b>I I RCA</b> - Nelle bande dei radianti . . . . .	1	75	<b>Tescari A.</b> - Rassegna dei progressi americani nel campo delle onde ultracorte . . . . .	1	31
— Nelle bande dei radianti . . . . .	2	165	— Giornate di informazione della Brown Boveri & C. - Baden . . . . .	3	200
— Nelle bande dei radianti . . . . .	3	263	— L'industria radio svizzera alla « Munstermesse Basel » . . . . .	3	245
— Trasmettitore per onde ultracorte impiegante la valvola RCA 815 . . . . .	4	341	— Moderni sistemi di comunicazioni elettriche per reti ferroviarie . . . . .	4	297
— Nelle bande dei radianti . . . . .	4	353	— Quando la MdF in Italia? . . . . .	7	553
— Nelle bande dei radianti . . . . .	5-6	475	<b>Tolentino B.</b> - Norme di progetto per altoparlanti . . . . .	4	309
— Nelle bande dei radianti . . . . .	7	599	<b>Viti E.</b> - Circuiti per onde ultracorte con ampia gamma di frequenza . . . . .	5-6	445
<b>I I WK</b> - Un misuratore della potenza d'uscita . . . . .	3	253	<b>Zabiello N.</b> - Un nuovo sistema di tele- comunicazione a corrente vettrice . . . . .	5-6	413

# Indice secondo i simboli di T. E.



Dielettrici ceramici - Stato attuale e sviluppi nuovi - **H. W. Stawski** . . . . . 1/15  
 Azione delle vernici di impregnazione sul filo di rame smaltato - **G. Dalle Nogare** . . . . . 4/361



Calcolo degli alimentatori regolati a valvole - **L. Dobner** . . . . . 1/23  
 Calcolo degli alimentatori regolati a valvole - **L. Dobner** . . . . . 2/107  
 Criteri di dimensionamento del condensatore d'accordo del circuito oscillatorio dello stadio finale nei trasmettitori - **M. Castellani** . . . . . 5-6/451



Rassegna dei progressi americani nel campo delle onde ultra corte - **A. Tescari** . . . . . 1/31  
 Circuiti elettrici per frequenze elevate - **I. L. Bargellini** . . . . . 5-6/389  
 Circuiti per onde ultracorte con ampia gamma di frequenza - **E. Viti** . . . . . 5-6/445  
 Studio di un convertitore per micro onde - **D. F. Bruno** . . . . . 7/503



Oscillografia a radiofrequenze - Studio di asse dei tempi per frequenze elevate - **D. F. Bruno** . . . . . 1/39  
 Deflettore semplificato per ricevitore di televisione - **S. Carmina** . . . . . 4/325  
 Attuali orientamenti nella oscillografia a raggi catodici - **A. Pascucci** . . . . . 5-6/431



Sintonia a permeabilità - **I. Prada** . . . . . 1/53  
 Particolarità costruttive della tecnica elettronica . . . . . 3/203  
 Un convertitore per 56 MHz - **L. Crimella** . . . . . 3/257  
 Radio architettura - **O. F. Henrick** . . . . . 5-6/423



Espansori di volume - **N. Mininni** . . . . . 1/59  
 Espansori e compressori di volume - **N. Mininni** . . . . . 2/131  
 Prospettive della moderna acustica architettonica - **A. Gigli** . . . . . 7/557  
 Radioricevitore da 16 valvole « Single Signal » di alta efficienza per onde da 30,5 a 0,51 MHz - **F. Scandola** . . . . . 7/587



Cenni sul meccanismo della propagazione delle radio onde - **M. Castellani** . . . . . 1/67



Libri . . . . . 1/81  
 Libri . . . . . 2/179  
 Libri . . . . . 3/275  
 Libri . . . . . 4/369  
 Libri . . . . . 5-6/511  
 Libri . . . . . 7/619



Controllo di produzione e servizi accessori - **R. Lentini** . . . . . 7/569  
 La tecnica elettronica nell'industria e nelle ricerche scientifiche - **G. M. Patané** . . . . . 2/123  
 Il riscaldamento elettronico - **G. M. Patané** . . . . . 3/228  
 Sviluppi del riscaldamento ad alta frequenza - **A. P.** . . . . . 3/231  
 La tecnica elettronica nelle applicazioni pratiche dell'industria meccanica - **M. Schromek** . . . . . 5-6/405



Dati di progetto per amplificatori compensati - **A. Gurviz** . . . . . 2/139  
 Un amplificatore a larga banda - **C. Bertolasi** . . . . . 3/236



La misura della percentuale di modulazione - **V. Parenti** 2/151  
 Un misuratore della potenza di uscita - **II WK (ex IINT)** 2/159  
 La misura della percentuale di modulazione - **V. Parenti** 4/349  
 La misura della percentuale di modulazione - **V. Parenti** 5-6/467



Trasmittitore dilettantistico per 15 metri - **IIWK** 3/253  
 Trasmittitore per onde ultra corte impiegante la valvola RCA815 - **IIRCA** 4/341



La capacità aggiuntiva e l'allineamento dei ricevitori - **D. E. Ravalico** 2/169  
 Caratteristiche dei piccoli apparecchi radio - **D. E. Ravalico** 3/269  
 La regolazione del correttore nelle Supereterodine - **D. E. Ravalico** 4/357  
 Decadenza del condensatore variabile - **D. E. Ravalico** 5-6/499



Moderni sistemi di comunicazioni elettriche per reti ferroviarie - **A. Tescari** 4/297



Norme di progetto per alto parlanti - **S. Cicogna B. Tolentino** 4/309



Rivista delle riviste . . . . . 2/173  
 Rivista delle riviste . . . . . 3/273  
 Rivista delle riviste . . . . . 4/355  
 Rivista delle riviste . . . . . 5-6/507  
 Rivista delle riviste . . . . . 7/611



Il microscopio elettronico - **G. M. Patané** 4/317



Le curve a corrente costante dei tubi nel calcolo degli amplificatori Classe C - **M. Castellani** 3/209  
 Aumento del rendimento in amplificatori e moltiplicatori di frequenza in « classe C » - **M. Castellani** 4/331



Un nuovo sistema di telecomunicazione a corrente vettrice - **N. Zabiello** 5-6/413



Meccanismo delle perdite nei dielettrici e riscaldamento dielettr. - **H. W. Stawski** 3/219



Il dispositivo adattatore d'aereo « Collins » o cellula filtro a Pi greco - **M. Castellani** 5-6/409  
 Propagazione extra-ottica delle onde metriche - **P. L. Bargellini** 7/597



Studio di un apparecchio per marconiterapia - **D. F. Bruno** 3/239



Un campione secondario di frequenza - **V. Parenti** 5-6/451

## CONGRESSO INTERNAZIONALE DI RADIOTECNICA IN OCCASIONE DEL CINQUANTENARIO DELLA SCOPERTA MARCONIANA DELLA RADIO.

Sotto gli auspici del Consiglio Nazionale delle Ricerche avrà luogo a Roma dal 28 settembre al 9 ottobre prossimo un congresso internazionale di radiotecnica. Informazioni possono essere richieste alla Segreteria del Congresso, Consiglio Nazionale delle Ricerche, Piazzale delle Scienze, 7 - Roma. Sembra che al congresso sia assicurata la partecipazione di eminenti personalità della scienza e della tecnica.

## FRA DUE ANNI ENERGIA ATOMICA IN INGHILTERRA.

La prima centrale inglese di produzione di energia atomica sarà probabilmente pronta fra due anni. I lavori relativi sono in corso ad Harwell, Oxfordshire ed un alloggiamento profondo 70 piedi è già pronto per ricevere la prima pila atomica in attesa di una successiva di maggiori dimensioni.

Diverse fabbriche inglesi hanno approntato le apparecchiature per la lavorazione dell'uranio nonché gli speciali turbo-generatori. Dagli Stati Uniti sono stati invece importati i macchinari per la separazione degli isotopi dell'uranio. Notevoli difficoltà dovranno essere superate specie per quanto concerne le apparecchiature di sicurezza e quelle che controllano l'azione dei cilindri di uranio in seno alla grafite che forma la pila. Un guasto a tale apparecchiatura potrebbe provocare una tale emissione circostante di raggi gamma da inibire a chiunque qualsiasi possibilità di avvicinamento.

Parlando delle possibilità dell'energia atomica per scopi industriali, H. A. Winne, vice-

presidente in un convegno della General Electric negli Stati Uniti, ha dichiarato che egli si aspetta da essa un mezzo per integrare le attuali risorse produttive piuttosto che un mezzo sostitutivo. (International Industry).

## NUOVE O RINNOVATE ATTIVITA' NELLA INDUSTRIA RADIO MONDIALE.

A Bombay (India) sta per essere costituita una nuova fabbrica di apparecchi radio che produrrà circa 1000 apparecchi radio al mese, previsti principalmente per la ricezione di tutte le stazioni indiane con tre gamme d'onda. La fabbrica entrerà in produzione presumibilmente verso la metà del 1948. Il costo degli apparecchi è stimato sulle 200-300 rupie.

In Germania avrebbero ripreso la produzione di apparecchi radio e strumenti (secondo notizie da fonte inglese) la Blau Punkt, ad Hildesheim e la Lorenz ad Hannover. Anche la Koerting (Lipsia) avrebbe ripreso la produzione radio insieme a quella di materiale termoelettrico.

## PRIME NOTIZIE SULLA MICA SINTETICA.

È noto che i tedeschi, durante la guerra, avevano sviluppato in modo assai notevole la produzione di mica sintetica. L'argomento desta tuttora un enorme interesse sia dal punto di vista tecnico sia perchè è ancora vivo nella memoria degli interessati le disastrose difficoltà causate dalla mancanza di questo singolare minerale. Un tipo speciale di mica sintetica era stato sviluppato in Germania, per l'applicazione nei tubi elettronici stante la particolarità di non emettere gas anche sotto l'azione di alti vuoti.

Essa era preparata, a quanto dichiarano i rapporti dei

tecnici inviati in Germania dagli alleati anglo-americani, fondendo tavolette o pastiglie contenenti ossido di alluminio, ossido di magnesio, sabbia (silicio) e potassio silico-fluoruro in un crogiolo ermetico di speciale disegno. Esso veniva, dopo la carica, preriscaldato a circa 900° C. in un forno elettrico a resistenza e quindi portato in un forno a gas nel quale veniva raggiunta la temperatura di 1450° C. Mediante un lentissimo raffreddamento venivano prodotti fogli di mica sulla base del crogiolo sulla quale era stato posto un pezzo di alluminio sinterizzato. Fogli di mica perfetti delle dimensioni di circa 400 centimetri quadrati sono stati prodotti in un crogiolo da 20 chili. Sembra che questo tipo di mica sintetica abbia caratteristiche di purezza ed uniformità superiori a quella naturale, nonché una maggior resistenza al calore. Mancano invece notizie precise sulle caratteristiche dielettriche.

## VERSO IL CERVELLO ELETTRONICO: UN TUBO ELETTRONICO « A MEMORIA ».

Alla « National Convention » dell'Institute of Radio Engineers del 4 marzo, a New York, il Dr. Jan Rajchman dei laboratori RCA di Princeton ha presentato e discusso il Selectron, un cosiddetto tubo « a memoria » destinato specialmente all'impiego in calcolatori elettronici.

L'uso di tali tubi nel nuovo calcolatore in costruzione a Princeton con la collaborazione dell'« Institute for Advanced Study », renderà, per esempio, possibile di effettuare la moltiplicazione di due numeri di dodici cifre significative in circa un centesimo di microsecondo. Esso costituirà uno strumento prezioso per taluni calcoli e problemi relativi alla fi-

sica atomica, predizione del tempo, comportamento di fluidi a velocità supersonore, ecc.

In tali calcolatori il vantaggio precipuo dato dal Selectron è dovuto alla sua capacità di **ritenere** dati originalmente impostati sul calcolatore e dati successivamente accumulati nel processo di computazione; sotto forma di impulsi tali dati sono ritenuti o, per così dire, immagazzinati dal Selectron, per un tempo arbitrariamente corto o lungo e **restituiti** a piacere.

Ogni impulso rappresentante un fattore di una operazione matematica è «immagazzinato» in termini di cariche elettrostatiche sulla superficie di un isolante. Due gruppi di sottili fili metallici, ad angolo retto gli uni rispetto agli altri sono collocati fra la sorgente di elettroni (un catodo assiale) e la superficie isolante. Questi gruppi creano una scacchiera di finestre che possono, a volontà, essere chiuse o aperte al passaggio degli elettroni.

I fili metallici delle « finestre » sono collegati internamente in modo tale che applicando degli impulsi ad un relativamente modesto numero di conduttori terminali, il flusso elettronico può essere interdetto per tutte le finestre eccettuata una. Questa selezione costituisce una parte del processo determinante la caratteristica «mnemonica» del tubo. Durante i cosiddetti periodi di immagazzinamento gli elettroni

passano attraverso tutte le finestre aperte e forzatamente mantengono il potenziale delle superfici suddivise dall'isolante.

Per registrare un segnale durante il bombardamento elettronico, una determinata finestra viene aperta, con esclusione di tutte le altre, ed un impulso negativo o positivo di tensione applicato alla placca metallica situata dietro la superficie isolante.

Questo impulso dipende dalla polarità del segnale e sovrappone il meccanismo elettronico locale di chiusura. Seguendo immediatamente questa registrazione, tutte le finestre sono nuovamente aperte ed il potenziale precedente registrato viene immagazzinato. Per la lettura di un segnale

qualsiasi ancora una volta viene aperta l'appropriata finestra ad esclusione di tutte le altre e viene così ottenuto un segnale dalla placca retrostante di cui si è detto sopra. La «scrittura» di nuovi segnali non richiede preventive cancellazioni e occupa solo pochi microsecondi. La «lettura» che non richiede scansione di elementi indesiderati, segue la rispettiva «richiesta» con un ritardo di alcuni microsecondi e può essere ripetuta indefinitamente.

Il Dr. Hajchman ha dichiarato che trattandosi di esecuzioni sperimentali, per ora il tubo Selectron non verrà ancora prodotto industrialmente. Queste notizie sono apparse su «Radio Age», la brillante rivista della RCA.



## NOVITÀ NELL'INDUSTRIA

● Il nostro apprezzato collaboratore D. Fausto Bruno già direttore del laboratorio ricerche della Voce del Padrone - Columbia-Marconiphone ha assunto, da qualche tempo, la Direzione generale di produzione dello stesso gruppo industriale.

● Il nostro apprezzato collaboratore Ing. Giuseppe Gaiani già funzionario Tecnico della R. A. I. dal 1° maggio scorso svolge la propria attività professionale presso il Tecnomasio Italiano Brown Boveri incaricato per lo studio la consulenza e la vendita per l'Italia dei prodotti A. F., in

particolare trasmettitori per radiofonia e per radiotelegrafia, trasmettitori ad onde metriche e decimetriche a Mdf, apparati a canali multipli, forni elettronici per trattamento termico dei materiali, telecomunicazioni per corrente portante su linee a A. T. cristalli piezoelettrici e ferri colloidali.

● L' Ing. Vincenzo Parenti, uno dei nostri più assidui collaboratori è passato recentemente al laboratorio radio professionale della Olap dove si occupa di modulazione di frequenza.

Gergo

# RADIOTECNICO

---

H. W. Stawski che delle persone che mi onorano della loro amicizia è fra quelle dai giudizi più cauti e meditati, mi esprimeva giorni fa la sua avversione per quella forma di gergo che da qualche tempo stà entrando di prepotenza nel linguaggio radiotecnico.

Non gli ho potuto dar torto e, carico di peccati come sono, non penso certo di scagliare non dico una pietra ma nemmeno una manciata di coriandoli; devo piuttosto riconoscere, contrito e cospargendomi la brillantina di cenere, che stà succedendo nella radio qualcosa di simile a quanto, mi dicono, è avvenuto negli ambienti aeronautici. Il che è male. Si direbbe che l'intima gelosia dei tecnici voglia elevare una sorta di grande muraglia fra loro ed i non iniziati, quasi a precludere ai tapinelli la possibilità persino di intendere la loro parola.

Questo è uno degli aspetti della questione, l'altro, cui spiritosamente accennava anche recentemente « Free Grid » sul *Wireless World*, è l'uso e l'abuso da parte di molti radiotecnici di una terminologia irrazionale per non dire errata. E qui il gergo cade nell'idiotismo, filologicamente parlando.

Bisogna dire che i radianti, di tutto il mondo, sono tra i più fertili creatori di parole e di neologismi in gergo sia nella terminologia tecnica sia quando fanno della letteratura. Si direbbe che, fra le righe, essi vogliano lasciar trasparire in modo inequivocabile il loro entusiasmo e la loro sportiva ed eternamente giovanile baldanza. Alcune parole, persino alcune loro frasi, possono apparire completamente ermetiche non solo al profano ma anche al tecnico che non sia propriamente un OM (cioè un dilettante ma, via, questo lo san tutti!).

Feroci son poi quando scrivono o parlano di questioni non completamente tecniche. Il famoso articolo sul « Wouf Hong » (*Rotten QRM - QST*, Dicembre 1940) deve essere stato, e rimane, pressochè

incomprensibile per mezza Europa, in America non so. E senza andar tanto lontano ho letto, nella pittoresca descrizione che un simpatico radiante fa della messa a punto di un trasmettitore, che: « .. la corrente è lanciata, lampadine spia che lanciano bagliori, gli organi fremono (Buon Dio, ma è questa è prosa di Lawrence...) lancette di strumenti impazzano... » etc. Ma tutto questo, in fondo, presenta anche un lato divertente. La faccenda diventa seria quando leggiamo su autorevoli e insospettabili riviste termini e nomi che ci fanno rimanere perplessi. Alcuni di questi neologismi, spesso costruiti con le iniziali o le prime sillabe di nomi composti ci sono ben noti, vedi radar, Loran, ECO, Eniac e così via. Altri ci sono apparsi più oscuri, e prima di capire che tutta la tecnica delle guide e linee per iperfrequenze va sotto il nome di « plumbing » o che il « Bazooka » è, in ultima analisi, un elemento di accoppiamento fra una linea coassiale ed una aperta o bilanciata c'è voluto un certo tempo. Ma il guaio è quando si comincia con le sigle e le abbreviazioni che, come i termini di cui si è detto, non hanno nemmeno una corrente e riconosciuta traduzione e vengono da tutti, in tutte le lingue, adoperate così come son nate. Potrei riempire una pagina di ATR, ALSOS, ATW, DCG, EDI, BUPX, GAA, SRB; poi ci sono i nomi tipo « Diana » per il radar lunare, « Rebecca » per il sistema interrogatore per aerei, « Mary » l'antidisturbatore per i radar e cento altri fra i quali quello, misterioso e fatale di « Madame X » appioppato al radar per i radio proiettili.

In questa caotica situazione giunge a buon punto l'« Electronics Buyers' Guide 1947-48 » che pubblica (pag. 108) una raccolta di quasi seicento nomi e abbreviazioni tecniche, « slang » come esso stesso li definisce, introdotte particolarmente durante la guerra, con concise definizioni che ne rendono accessibile il significato. Il che è come dire che anche in America ne sentivano il bisogno, e figuriamoci allora da noi.

Questa iniziativa è senz'altro buona visto che sembra impossibile poter cancellare dei nomi ormai entrati nell'uso sia pure di una ristrettissima cerchia di specialisti.

Si potrebbe ora discutere se è opportuno tentare una traduzione o « nazionalizzazione » di tali termini da noi che stiamo cercando di riguadagnare il distacco tecnico che ci separa dagli anglosassoni o se, come molti vogliono, non sia preferibile lasciar tutto come sta e assimilare questi neologismi per tentare di realizzare, almeno sul piano della tecnica, quella unione fra i popoli di lingue diverse che è tanto difficile conseguire.

Ma su questo discorso vorrei ritornare.

A.P.



Scopo del presente articolo è di dare una idea chiara del fenomeno della reazione in generale e del comportamento degli amplificatori con reazione negativa in particolare.

Per tanto si è dovuto ricorrere ad una trattazione analitica che, senza essere prolissa, è tuttavia sviluppata sufficientemente per rendere comprensibile l'argomento anche a coloro i quali non abbiano cognizioni algebriche eccessivamente profonde.

Altro scopo è quello di mettere in evidenza gli svantaggi della reazione negativa poichè erroneamente si è diffusa la convinzione che la reazione negativa sia il rimedio per ogni male negli amplificatori di bassa frequenza; a nostro parere invece la reazione negativa deve essere adoperata con moderazione e con oculatezza in modo che si possano sfruttare i vantaggi che indubbiamente essa presenta senza che questi vengano annullati dagli inconvenienti non lievi che essa può arrecare: è dunque compito del progettista decidere caso per caso sulla adozione o meno della reazione negativa, o quale circuito sia più adatto ai risultati che si vogliono raggiungere.

Per non creare confusione abbiamo adottato sempre gli stessi simboli nei vari paragrafi di questo articolo, così, ad esempio, abbiamo sempre indicato con  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_e$  e  $V_u$  rispettivamente la tensione applicata dall'esterno, la tensione di reazione, la tensione effettivamente applicata all'ingresso dell'amplificatore e la tensione all'uscita dell'amplificatore.

Nella trattazione del presente articolo ci siamo riferiti alla amplificazione di B. F. e per semplicità abbiamo considerato l'accoppiamento a resistenza-capacità; avvertiamo però che tutte le considerazioni fatte per il caso preso in esame sono valide per qualsiasi altro tipo di accoppiamento, come pure per gli amplificatori di alta e media frequenza.

## GENERALITÀ

Un normale amplificatore, entro certi limiti, può essere considerato come un *quadripolo lineare*, cioè come un sistema a quattro morsetti tale che, applicando ai due morsetti di entrata una tensione sinusoidale di ampiezza  $V_e$ , frequenza  $f$  e fase  $\varphi_e$ , si abbia ai due morsetti di uscita una tensione della stessa frequenza  $f$ , ma di ampiezza  $V_u$  e fase  $\varphi_u$ , in generale differenti dai corrispondenti valori della tensione di entrata.

Indicando vettorialmente con  $\overline{V_e}$  e  $\overline{V_u}$  rispettivamente le tensioni di entrata e di uscita, il rapporto:

$$\frac{\overline{V_u}}{\overline{V_e}} = \overline{A} \quad (1)$$

è in generale una quantità complessa, che si dice *amplificazione*, il cui modulo  $|\overline{A}|$  è uguale al rapporto dei moduli di  $\overline{V_u}$  e di  $\overline{V_e}$ , e la cui

fase  $\varphi$  è uguale alla differenza fra le fasi di  $\overline{V_u}$  e di  $\overline{V_e}$ ; si avranno pertanto le relazioni:

$$|\overline{A}| = \frac{|\overline{V_u}|}{|\overline{V_e}|} \quad (2)$$

$$\varphi = \varphi_u - \varphi_e \quad (3)$$

Applicando ai morsetti di entrata di un secondo quadripolo la tensione di uscita dell'amplificatore,  $\overline{V_u}$ , si avrà ai morsetti di uscita di questo secondo quadripolo una tensione, ancora di frequenza  $f$ , ma di ampiezza proporzionale a  $\overline{V_u}$  e fase  $\varphi_2$ , in generale differente da  $\varphi_u$ . Quindi questa tensione di uscita si può rappresentare vettorialmente con:

$$\overline{V_2} = \overline{\alpha} \overline{V_u} \quad (4)$$

in cui  $\overline{\alpha}$  è una quantità complessa, analoga all'amplificazione precedentemente definita, il cui modulo  $|\overline{\alpha}|$  è uguale al rapporto dei moduli di  $\overline{V_2}$  e di  $\overline{V_u}$ , e la cui fase  $\varphi'$  è data dalla diffe-

renza fra le fasi di  $\overline{V}_2$  e di  $\overline{V}_u$ . Si avranno pertanto le relazioni:

$$|\overline{\alpha}| = \frac{|\overline{V}_2|}{|\overline{V}_u|} \quad (5)$$

$$\varphi' = \varphi_2 - \varphi_u \quad (6)$$

Immaginiamo ora di applicare ai morsetti di entrata di un normale amplificatore (primo quadripolo) una tensione esterna  $\overline{V}_1$ , di frequenza  $f$ , ed in serie a questa una tensione  $\overline{V}_2$  ottenuta dall'uscita dell'amplificatore nel modo prima accennato; evidentemente la tensione  $\overline{V}_2$  ha la stessa frequenza di  $\overline{V}_u$  (e quindi anche di  $\overline{V}_1$ ) ma ampiezza e fase differenti.

La tensione effettiva  $\overline{V}_e$  d'entrata nell'amplificatore sarà allora la somma vettoriale di  $\overline{V}_1$  e di  $\overline{V}_2$ , cioè si può porre:

che il rapporto fra la tensione di uscita  $\overline{V}_u$  e la tensione  $\overline{V}_1$  applicata dall'esterno. Questo rapporto lo indicheremo vettorialmente con  $\overline{A}_r$  e sarà anche esso una quantità complessa, essendo il rapporto di due altre quantità complesse. Si ha pertanto:

$$\overline{A}_r = \frac{\overline{A}}{1 - \alpha A} \quad (9)$$

Allo scopo di maggiore chiarezza e comodità di scrittura d'ora innanzi chiameremo *amplificatore primitivo* un normale amplificatore senza reazione, mentre invece chiameremo *amplificatore effettivo* il medesimo amplificatore con l'aggiunta di un quadripolo di reazione. I vettori  $\overline{A}$  ed  $\overline{A}_r$  precedentemente definiti, che rappresentano rispettivamente la amplificazione dell'amplificatore primitivo e quella dell'amplifi-

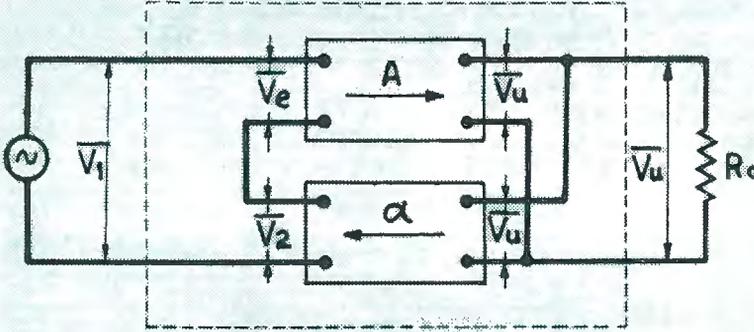


Fig. 1. - Schema di principio di un amplificatore con reazione.

$$\overline{V}_e = \overline{V}_1 + \overline{V}_2 \quad (7)$$

La tensione di uscita  $\overline{V}_u$  in tal caso per la (1) e la (4) sarà data da:

$$\overline{V}_u = \overline{A} \overline{V}_e = \overline{A} \overline{V}_1 + \overline{A} \overline{\alpha} \overline{V}_u$$

da cui:

$$\frac{\overline{V}_u}{\overline{V}_1} = \frac{\overline{A}}{1 - \alpha A} \quad (8)$$

La funzione del secondo quadripolo è quindi quella di riportare all'entrata dell'amplificatore una frazione  $\alpha$  della tensione di uscita, e pertanto la quantità complessa  $\overline{\alpha}$  si dice *coefficiente di reazione*.

Se si considera come un unico complesso il sistema «amplificatore normale + quadripolo di reazione», il primo membro della (8) non è altro

catore effettivo, verranno per analogia chiamati *amplificazione primitiva* ed *amplificazione effettiva*.

Tutto quanto è stato esposto si può riassumere con lo schema di principio di fig. 1, in cui  $A$  rappresenta un amplificatore primitivo,  $\alpha$  rappresenta il quadripolo di reazione, ed il complesso racchiuso nel tratteggio rappresenta l'amplificatore effettivo (cioè l'amplificatore con reazione) a cui viene applicata la tensione esterna  $\overline{V}_1$  per ricavare la tensione di uscita  $\overline{V}_u$  sulla resistenza di carico esterna  $R_c$ .

Dalla (9) si vede che l'amplificazione effettiva di un amplificatore effettivo è uguale all'amplificazione primitiva, divisa per il fattore complesso  $(1 - \alpha A)$ .

Indichiamo con  $k$  il valore del modulo di  $(1 - \alpha A)$ , cioè poniamo:

$$|1 - \alpha A| = k \quad (10)$$

Poichè  $k$  può assumere qualsiasi valore compreso fra zero ed infinito, il modulo dell'amplificazione  $|\overline{A_r}|$  può assumere tutti i valori compresi fra infinito e zero, essendo in ogni caso  $\overline{A}$  finito e diverso da zero.

Precisamente si avrà  $|\overline{A_r}| \geq |\overline{A}|$  secondo che sia  $k \leq 1$ . Quando è  $k < 1$ , risulta  $|\overline{A_r}| > |\overline{A}|$  e si ha *reazione positiva*, cioè l'amplificazione effettiva è maggiore dell'amplificazione primitiva; quando invece è  $k > 1$ , risulta  $|\overline{A_r}| < |\overline{A}|$  e si ha *reazione negativa*, cioè l'amplificazione effettiva è minore dell'amplificazione primitiva. Quando è  $k = 1$ , l'amplificazione effettiva sarà uguale all'amplificazione primitiva: questo è il caso limite di *reazione nulla* che rappresenta il punto di passaggio da reazione negativa a reazione positiva.

Un altro caso limite interessante si ha per  $k = 0$ , per cui risulta  $|\overline{A_r}| = \infty$ , il che significa che all'uscita dell'amplificatore si può avere una tensione finita  $\overline{V_u}$  senza applicare all'entrata alcuna tensione esterna  $\overline{V_1}$ , cioè si verifica l'innescò di oscillazioni persistenti nel complesso «amplificatore-quadripolo di reazione».

La quantità  $\alpha A$  è in generale complessa, quindi si può porre (v. calcolo operatorio):

$$\alpha A = x + jy \quad (11)$$

in cui  $j$  è l'unità immaginaria, ed i coefficienti  $x$  ed  $y$  restano univocamente determinati qualora si conoscano i parametri dell'amplificatore primitivo e del quadripolo di reazione.

Dalla (11) si ricava:

$$\begin{aligned} |1 - \alpha A| &= |1 - x - jy| = \\ &= \sqrt{(1-x)^2 + y^2} = k \end{aligned}$$

cioè:

$$(1-x)^2 + y^2 = k^2 \quad (12)$$

dalla quale si deduce che si può avere reazione positiva ( $k < 1$ ) solamente quando siano contemporaneamente verificate le due condizioni

$$|1-x| < 1 \quad \text{e} \quad |y| < 1$$

poichè solo in tal caso si avrà  $k^2 < 1$  e con esso  $k < 1$ . Quando invece sia:

$$|1-x| > 1 \quad \text{oppure} \quad |y| > 1$$

risulterà  $k > 1$  e si avrà quindi reazione negativa.

Quando i valori di  $x$  e di  $y$  sono tali da rendere  $k = 1$ , si avrà reazione nulla, mentre per  $x = 1$  ed  $y = 0$  si avrà  $k = 0$ , ovvero reazione infinita; cioè si verificherà l'innescò di oscillazioni persistenti.

Assumendo i coefficienti  $x$  e  $y$  della (11) come coordinate cartesiane di un punto  $P$ , il segmento  $OP$  che congiunge l'origine  $O$  con il detto punto  $P$  rappresenterà graficamente la quantità complessa  $\alpha A$ , in ampiezza e fase (v. fig. 2).

Tracciando in fig. 2 un cerchio di raggio unitario con centro nel punto  $M$ , di coordinate  $x = 1$  ed  $y = 0$ , si può subito vedere graficamente come si comporta l'amplificatore in reazione (effettivo) ad una data frequenza.

Infatti, essendo la (12) l'equazione della famiglia di circonferenze di raggio generico  $k$  e concentriche nel punto  $M$ , se l'estremo  $P$  del segmento  $OP$ , cade fuori della circonferenza tracciata, sarà  $k > 1$  e si avrà reazione nega-

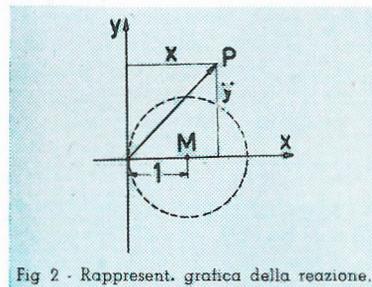


Fig 2 - Rappresent. grafica della reazione.

tiva; se invece cade nell'interno della circonferenza sarà  $k < 1$  e si avrà reazione positiva.

I due casi limiti di reazione nulla e reazione infinita (innescò) si verificheranno rispettivamente quando il punto  $P$  coinciderà con un punto della circonferenza ( $k = 1$ ) oppure quando coinciderà con il centro  $M$  ( $k = 0$ ).

Se si vuole quindi avere una idea del comportamento alle diverse frequenze di un amplificatore effettivo, occorre tracciare la curva percorsa dal punto  $P$  al variare della frequenza. Se questa curva si mantiene esterna al cerchio unitario con centro in  $M$ , si ha sempre reazione negativa, e quindi stabilità nell'amplificazione; se invece interseca detto cerchio vi sarà una gamma di frequenze in cui si avrà reazione positiva e quindi *tendenza all'innescò*, che però si verificherà soltanto quando la curva passa per il centro  $M$ .

# AMPLIFICATORI CON REAZIONE NEGATIVA

## AMPLIFICAZIONE

Applicando la reazione negativa (controreazione) ad un normale amplificatore si ottengono in genere notevoli vantaggi, i più importanti dei quali sono la maggiore stabilità di amplificazione al variare delle costanti dei circuiti ed al variare della tensione di alimentazione, la riduzione della distorsione, e la maggiore estensione del tratto piano della curva di risposta. Per contro si ha lo svantaggio della riduzione dell'amplificazione (tanto che quasi sempre occorre aggiungere uno stadio in più che può a sua volta introdurre altra distorsione) e la possibilità di inneschi quando i circuiti non siano adeguatamente calcolati, o quanto meno la generazione di punte nella curva di risposta alle frequenze molto basse e molto elevate, specialmente quando la reazione interessa due o più stadi.

Partendo da considerazioni di ordine generale abbiamo ricavato l'equazione (9) che è un'equazione vettoriale, cioè un'equazione che tiene conto delle relazioni di fase oltre che delle relazioni di ampiezza. Però nello studio che ci accingiamo a fare, basta tener conto delle relazioni di ampiezza; possiamo quindi scrivere ancora l'equazione (9) sostituendo alle quantità vettoriali le relative quantità scalari che indicano le ampiezze. Così si ha:

$$A_r = \frac{V_u}{V_1} = \frac{A}{1 - \alpha A} = \frac{1}{\alpha} \frac{1}{1 - \frac{1}{\alpha A}} \quad (13)$$

La reazione negativa si realizza sovrapponendo alla tensione esterna  $V_1$  una tensione  $V_2$  in opposizione di fase con essa e proporzionale alla tensione di uscita  $V_u$ ; ora perchè  $V_2$  sia in opposizione di fase a  $V_1$ , occorre che il prodotto  $\alpha A$  sia negativo, cosa che in pratica si può facilmente ottenere in vari modi come vedremo in seguito.

La quantità  $\alpha A$  si dice *grado di reazione* e rappresenta il rapporto fra l'ampiezza della tensione di reazione  $V_e$  e l'ampiezza della tensione  $V_e$  applicata ai morsetti di entrata dell'amplificatore primitivo, come si può facilmente vedere tenendo presente che (v. (1) e (4))

$$\alpha A = \alpha \frac{V_u}{V_e} = \frac{V_2}{V_e} \quad (14)$$

Supponiamo di avere un amplificatore primitivo la cui amplificazione sia  $A = 100$  ed un quadrupolo di reazione con coefficiente  $\alpha = -0,2$ , da cui  $\alpha A = (-0,2) \cdot 100 = -20$  (\*).

(\*) Il segno positivo per  $A$  indica che la tensione di uscita  $V_u$  è in fase con quella di entrata  $V_e$  dell'amplificatore primitivo; il segno negativo indicherebbe opposizione di fase. Analogamente il segno negativo di  $\alpha$  indica che la frazione  $\alpha$  della tensione di uscita  $V_u$ , cioè  $V_2$ , è in opposizione di fase con la tensione di uscita  $V_u$ . Con i segni adottati si ha quindi reazione negativa.

Applicando ai morsetti di entrata dell'amplificatore primitivo una tensione  $V_e = 1$  mV, ed essendo  $\alpha A = -20$ , si avrà una tensione di reazione  $V_2 = -20$  mV, e dovendo essere per la (7)  $V_1 + V_2 = V_e = 1$  mV, la tensione che si deve applicare dall'esterno risulta  $V_1 = V_e - V_2 = 1 - (-20) = 21$  mV. In questo caso la tensione  $V_u$  ai capi della resistenza di carico  $R_c$  sarà data da

$$V_u = A V_e = 100 \times 1 = 100 \text{ mV,}$$

e quindi l'amplificazione effettiva risulta:

$$A_r = \frac{V_u}{V_1} = \frac{100}{21} = \sim 5$$

Quando il grado di reazione  $\alpha A$  è forte, si può trascurare il termine  $1/\alpha A$  rispetto alla unità e la (13) si riduce a:

$$A_r = \frac{V_u}{V_1} = -\frac{1}{\alpha} \quad (15)$$

Ciò vuol dire che, quando il grado di reazione è forte, l'amplificazione effettiva dipende solamente dal coefficiente  $\alpha$ , ed è praticamente indipendente dall'amplificazione primitiva  $A$ . Fisicamente ciò si spiega con il fatto che, quando il grado di reazione è forte, la tensione risultante  $V_e$  applicata ai morsetti di entrata dell'amplificatore primitivo è relativamente piccola ed è ottenuta come differenza fra la tensione esterna  $V_1$  e la tensione di reazione  $V_2$ , entrambe di valore elevato rispetto a  $V_e$ ; ne consegue che una eventuale notevole variazione della amplificazione primitiva  $A$  è compensata da una opposta variazione di ampiezza della tensione  $V_e$ , variazione ottenuta con una percentualmente piccola variazione della tensione di reazione  $V_2$ . Ovvero, quando si verifica una variazione dell'amplificazione primitiva  $A$ , la tensione di uscita  $V_u$  tenderebbe a variare nello stesso senso; per riportare la tensione di uscita al valore primitivo, occorre evidentemente variare in senso opposto la tensione  $V_1$  applicata dall'esterno, però la variazione di  $V_1$  necessaria a tale scopo è percentualmente molto piccola rispetto a quella subita da  $A$ .

Tenendo presente che abbiamo mantenuta costante la tensione di uscita, si nota che l'amplificazione effettiva risulta variata di una piccola percentuale.

Per es., supponiamo di avere un amplificatore primitivo la cui amplificazione sia  $A = 500$  ed un quadrupolo di reazione con coefficiente  $\alpha = -0,1$  per cui il grado di reazione risulta  $\alpha A = (-0,1) \times 500 = -50$ . Se ai morsetti di entrata dell'amplificatore primitivo applichiamo una tensione  $V_e = 1$  mV, la tensione di uscita sarà  $V_u = A V_e = 500 \times 1 = 500$  mV.,

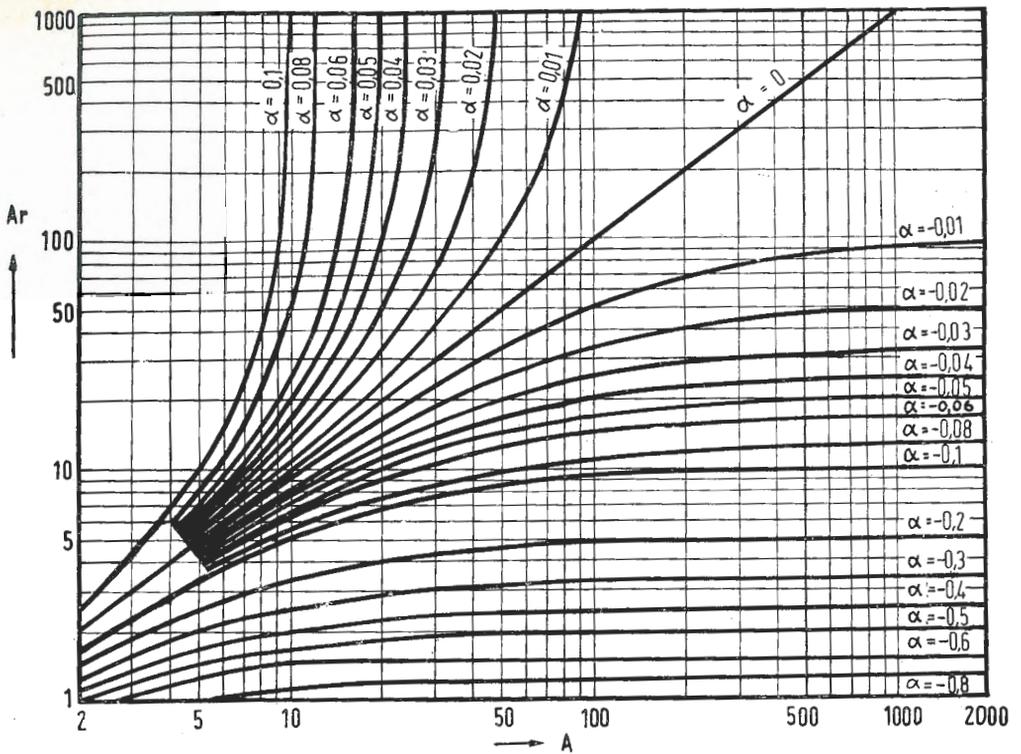


Fig. 3. - Diagramma dell'amplificazione con reazione in funzione dell'amplificazione senza reazione per diversi valori del coefficiente  $\alpha$ .

e la tensione di reazione  $V_2 - \alpha V_u = (-0,1) \times 500 = -50$  mV. La tensione che si deve applicare dall'esterno ai morsetti dell'amplificatore effettivo, per la (7) è data da  $V_1 = V_e - V_2 = 1 - (-50) = 51$  mV, e quindi l'amplificazione effettiva risulta:

$$A_r = \frac{V_u}{V_1} = \frac{500}{51} = \sim 10.$$

Se ora, per una qualsiasi causa, pur mantenendosi costante il coefficiente  $\alpha$ , l'amplificazione primitiva viene raddoppiata (cioè sia  $A = 1000$ ), la tensione  $V_e$  da applicare ai morsetti di entrata dell'amplificatore primitivo per ottenere la stessa tensione di uscita  $V_u = 500$  mV, sarà dimezzata (cioè  $V_e = 0,5$  mV); essendo rimasti inalterati tanto  $\alpha$  quanto  $V_u$  anche la tensione di reazione resterà inalterata (cioè sarà ancora  $V_2 = -50$  mV); la tensione  $V_1$  che si dovrà applicare dall'esterno risulta

$$V_1 = V_e - V_2 = 0,5 - (-50) = 50,5 \text{ mV}$$

e l'amplificazione effettiva:

$$A_r = \frac{V_u}{V_1} = \frac{500}{50,5} = \sim 10$$

come nel caso precedente.

Da questi esempi numerici si può vedere che variando l'amplificazione primitiva del 100% per ottenere la stessa tensione di uscita  $V_u$ , basta variare dell'1% la tensione di entrata  $V_1$ ; e ciò con un grado di reazione  $\alpha A = -50$ ; pertanto l'amplificazione effettiva si può ritenere indipendente dall'amplificazione primitiva.

Essendo l'amplificazione effettiva praticamente indipendente dall'amplificazione primitiva, resta pure indipendente dalla tensione di alimentazione ed è questo uno dei motivi per cui gli amplificatori con reazione negativa sono largamente usati negli strumenti ed apparecchiature di misura in cui si richiede una certa precisione.

Dalla (15) risulta che l'amplificazione effettiva con elevato grado di reazione è inversamente proporzionale ad  $\alpha$ , cosicchè, se la tensione di reazione  $V_2$  è ottenuta a mezzo di un partitore resistivo, l'amplificazione effettiva è indipendente dalla frequenza. E, d'altra parte, se si vuole che l'amplificazione vari con la frequenza secondo una determinata legge, ciò si può facilmente ottenere facendo in modo che il circuito di reazione abbia una caratteristica di trasmissione che sia inversa di quella desiderata.

## RIDUZIONE DELLA DISTORSIONE E DEI RUMORI

L'applicazione della reazione negativa riduce anche fortemente la distorsione ed i rumori generati nell'amplificatore.

La distorsione generalmente si manifesta nello stadio finale. Indicando con  $D$  la distorsione che si ha all'uscita in assenza di reazione (per una tensione di uscita  $V_u$ ), ne risulta che, in presenza di reazione, e con tensione di ingresso  $V_1$  sufficiente per avere la stessa uscita  $V_u$ , la distorsione sarà minore di  $D$ . Ciò si verifica in quanto che una frazione della tensione di uscita distorta viene riportata dal circuito di reazione all'ingresso dell'amplificatore e da questa amplificata in modo da compensare in parte la distorsione originariamente prodotta.

Indicando con  $d$  la tensione distorta che effettivamente si ha all'uscita in presenza di reazione (quando la tensione di uscita è  $V_u$ ), la tensione distorta riportata all'ingresso dell'amplificatore dal circuito di reazione sarà  $\alpha d$ , e questa tensione sarà amplificata  $A$  volte dall'amplificatore. La distorsione totale in uscita  $d$  sarà dunque la somma della distorsione  $D$  effettivamente generata nell'amplificatore, au-

mentata dalla distorsione di reazione amplificata  $\alpha d A$ . Si ha perciò:

$$d = D + \alpha d A$$

cioè:

$$d = \frac{D}{1 - \alpha A} \quad (16)$$

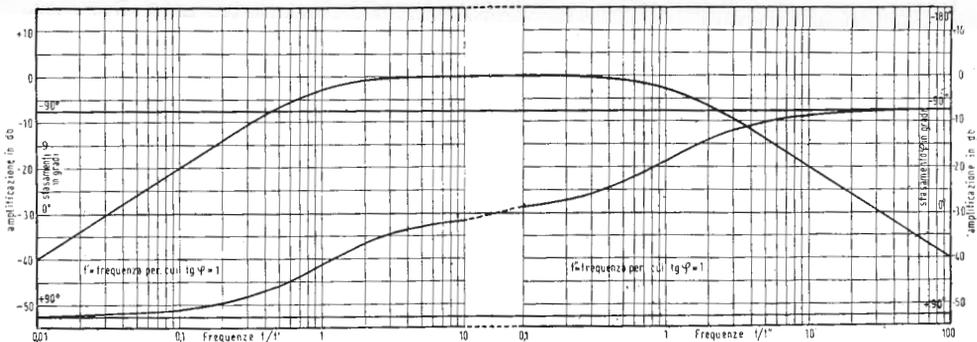
Tenendo presente che, per avere reazione negativa,  $\alpha A$  deve essere negativo, questa equazione mostra che la reazione riduce la percentuale di distorsione che appare all'uscita (per una data tensione  $V_u$ ) del fattore  $(1 - \alpha A)$ , cioè dello stesso fattore di cui viene ridotta l'amplificazione.

Se  $\alpha A$  è reso grande impiegando una forte reazione, ne risulta una forte riduzione della distorsione.

I rumori nell'amplificatore tendono ad essere ridotti come la distorsione, per le medesime considerazioni.

In fig. 3 riportiamo una diagramma che dà l'amplificazione effettiva  $A_r$  in funzione dell'amplificazione primitiva  $A$ , e per diversi valori del coefficiente  $\alpha$ .

Fig. 4. - Curva universale di un amplificatore a resistenza-capacità e sfasamenti relativi.



## REAZIONE SENZA OSCILLAZIONI

Per realizzare i vantaggi della reazione negativa l'amplificatore ed il quadripolo di reazione devono essere calcolati in modo che non si inneschino oscillazioni: ciò si può facilmente ottenere facendo in modo che la tensione di reazione  $V_2$  sia in opposizione di fase con la tensione  $V_1$  applicata dall'esterno (cioè sia  $\alpha A$  negativo e reale) e dimensionando i circuiti in modo che non vi sia nessuna frequenza per cui  $\alpha A$  risulti positivo, reale e maggiore dell'unità. Quindi sia l'amplificazione che lo sfasamento sono elementi fondamentali per la stabilità dell'amplificatore.

Assumiamo l'amplificazione uguale ad 1 e lo sfasamento uguale a zero per una frequenza media che in pratica è di 400 o 1000 Hz e riportiamo nella fig. 4 l'amplificazione e lo sfasamento relativo a questa frequenza media, per un amplificatore accoppiato a resistenza-capacità come pure riportiamo nella fig. 5 l'amplificazione e lo sfasamento relativi per un amplificatore accoppiato a trasformatore.

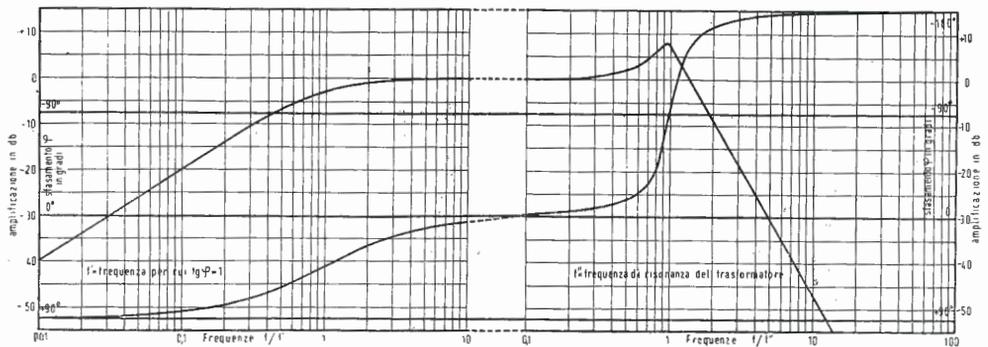
Da queste curve si può vedere facilmente che lo sfasamento è forte, ma sempre inferiore

a  $90^\circ$ , alle frequenze per cui l'amplificazione è bassa oppure in prossimità della risonanza del trasformatore di accoppiamento. Sfasamenti superiori a  $90^\circ$ , ma sempre inferiori a  $180^\circ$ , si possono avere nel caso di accoppiamento a trasformatore e precisamente a frequenze superiori a quella di risonanza del trasformatore di accoppiamento ( $f''$ ) quando il secondario sia scarico. Pertanto se la reazione è ottenuta a mezzo di un partitore resistivo, come avviene quasi sempre in pratica, lo sfasamento totale di  $\alpha A$ , è sempre minore di  $180^\circ$  e quindi  $\alpha A$  resta in ogni caso negativo, come occorre per la stabilità. Sfasamenti maggiori di  $180^\circ$  si possono avere solamente quando la reazione interessa due o più stadi, oppure quando il circuito stesso di reazione contiene elementi reattivi e per conseguenza a sua volta produce sfasamenti che si sommano algebricamente a quelli prodotti dall'amplificatore: in tal caso si possono generare inneschi.

Nel prossimo numero tratteremo alcuni casi pratici di amplificatori con reazione negativa.

(continua al prossimo numero)

Fig. 5. - Curva universale di un amplificatore accoppiato a trasformatore e sfasamenti relativi.



# cose viste

*Piccola fotocronaca di una visita al Centro per lo studio della Fisica delle Microonde di Firenze*

Il caratteristico aspetto dell'antenna del radar su 10 cm chiusa nella sua cappa di protezione. Si noti il guida onde che attraverso la finestra sale fino all'antenna. Sulla scala è l'ingegnere Bargellini.



Il nostro direttore e l'ing. Dobner esaminano l'antenna rotante di un radar su 10 cm. È visibile l'uscita del guida onde nel fuoco del paraboloide riflettore.



Davanti all'ingresso del Centro: l'ing. Leandro Dobner, il nostro direttore e il dr. P. Lombardini.

*Un precedente lavoro (vedi T.E. n. 7 e 1) ha trattato della organizzazione del controllo di produzione e servizi accessori di una fabbrica radio. Nel presente articolo viene trattata la questione dal punto di vista del servizio studi e progetti, particolarmente alla luce della situazione attuale e, presumibilmente, futura.*

## PREMESSA

La industria-radio è ancora molto giovane ma è già diventata una delle espressioni più caratteristiche dei tempi moderni: non è quindi avventato prevederne un rapido sviluppo, specie se si consideri la varietà e molteplicità delle sue applicazioni. Dalla considerazione che al presente le condizioni del mercato non sono così facili come per il passato, appare evidente che la nostra radio-industria potrà affermarsi soltanto se appoggiata ad una progettazione qualitativamente elevata ed ad un ciclo di produzione particolarmente studiato per ridurre al minimo i costi di produzione. Sembra quindi razionale prevedere nella moderna fabbrica destinata alla costruzione in serie di apparecchi radiofonici due distinti organismi: un Servizio Progetti e una Fabbrica vera e propria, che possono anche essere ubicati separatamente, pur mantenendo i necessari collegamenti indispensabili fra progettazione ed esecuzione.

Il Servizio Progetti e Studi, oltre alle normali funzioni di progettazione degli apparecchi da costruire, dovrebbe avere anche quelle più generali di ricerca nel campo della radiotecnica sperimentale e di collegamento con Istituti di ricerca nazionali ed esteri, allo scopo di esaminare e vagliare le novità circuitali e costruttive che sono la caratteristica di un'industria in evoluzione continua.

« Una delle obiezioni più facili e più comuni, dice il prof. Mauro (U.S.A. visti da un ingegnere) è rappresentata dalle nostre insufficienti possibilità economiche: si osserva che fanno difetto, più che le buone intenzioni, i mezzi. E l'obiezione non manca di fondamento. Ma non ha la portata che le attribuiscono coloro che

sono conseguentemente disposti alle facili rassegnazioni ».

« In materia il denaro ha grande influenza, ma non la predominante: questa spetta sempre alla genialità e volontà degli uomini. Più che i mezzi fanno difetto le buone intenzioni. Sono convinto che in troppi casi non è ancora abbastanza radicata tra noi la persuasione che, senza il sussidio basilare di ricerche scientifico-tecniche ben condotte, non possono esistere attività produttive che siano strumenti efficaci e sicuri di prosperità ».

Alla Fabbrica dovranno essere affidate costruzioni di serie secondo gli schemi più economici e con una analisi accurata delle parti che conviene produrre direttamente e di quelle che conviene acquistare da altre fabbriche specializzate. Limitando la produzione della fabbrica agli apparecchi puramente in serie, è possibile di studiarne il ciclo produttivo secondo il duplice aspetto della razionalità di esercizio e del controllo dei costi di produzione. Oltre a questi due elementi, occorre tener presente che la richiesta radiofonica ha un carattere nettamente stagionale e che il dimensionamento della fabbrica deve quindi prevedere un livellamento del grado di occupazione, sia mediante produzioni complementari, sia per autocompensazione.

La forma di autocompensazione sarebbe certamente da preferire, ma essa risulta completa soltanto nel caso di una produzione in massa che non può essere prevista per il momento nel nostro Paese. Senza anticipare le considerazioni che potrebbero derivare dall'analisi del mercato radiofonico italiano, si può affermare in linea generale che anche la massima produzione pre-

ventivabile per le fabbriche radio dovrà essere tutta impostata sul presupposto della qualità del prodotto.

A questo proposito facciamo tesoro delle parole del Professore Gemelli dettate nell'introduzione del Trattato sulla psicotecnica di Walther, che sembrano profetiche per la situazione creata oggi e ancor più quella di domani:

« Chi esamina l'attuale sviluppo delle forze economiche dell'Europa, d'America e d'Asia, ricava il convincimento che il mondo dovrà trovarsi ben presto in presenza di due soli grandi principi, dei quali l'uno mirerà al mantenimento della vita economica, per mezzo del coordinamento del progresso e della tradizione, mentre l'altro si svolgerà con ritmo sempre più rapido verso la fabbricazione automatica di prodotti standardizzati e a buon mercato ».

« Il che vuol dire che in Europa il prezzo di rivendita sarà soprattutto in funzione dello sforzo individuale, mentre per l'America esso sarà sempre più e soprattutto in funzione delle quantità dell'oggetto prodotto. D'altro canto la posizione presa dall'America non le permette di seguire altra via nella lotta mondiale economica. La sua popolazione poco differenziata, libera di tradizioni, si arricchisce e deve arricchirsi per effetto naturale di un maggior valore immobiliare che continuamente progredisce ».

« Essa non dispone che di un solo quadro economico, di una sola corrente nella quale tutta la ricchezza nazionale si riversa e si ricupera mentre la capacità e l'importanza dell'industria nazionale (ad onta delle fluttuazioni locali) restano costanti ».

« Perciò le installazioni conservano un valore intrinseco più grande in questo Paese giovane in cui le risorse finanziarie permettono sempre all'industria di svolgersi ulteriormente. Questa situazione giova al fine di abbassare il prezzo di vendita per mezzo della quantità e questa condizione di cose conduce inevitabilmente l'industria americana verso il minor sforzo, verso la standardizzazione ».

« In Europa noi assistiamo ai giorni nostri al fatto di una industria che si muove in circoli economici ristretti, a debole sviluppo ed al fatto di un mondo diviso da aspirazioni diversissime e da gusti opposti. Perciò l'equilibrio economico europeo, per esistere e per mantenersi, deve

incominciare dal riconoscere l'esistenza di caratteristiche complesse e raffinate degli uomini e delle tradizioni. Perciò l'Europa non può abbandonare la sua posizione, non può misconoscere il fatto che vi ha gusto naturale e personale nei suoi popoli, non può cioè rinunciare a tutto ciò che le ha assicurato fino ad oggi il prestigio delle sue magnifiche realizzazioni, l'Europa non può rinunciare alla bellezza della speculazione intellettuale, alla sua tradizione secolare per attenersi alla meccanizzazione della vita secondo l'esempio che viene dall'America.

« Solo se l'Europa saprà mantenere in attività la sua complessa vita economica allargandone il dominio d'azione, soltanto allora sarà possibile ridurre in Europa la tensione sociale ed aumentare la velocità di evoluzione verso il benessere dell'operaio ».

« Per vincere la concorrenza del mondo, l'Europa deve mantenersi fedele alle sue tradizioni, al suo gusto, e deve organizzare la propria industria in guisa da mettere in valore le proprie tradizioni, in questo caso essa vincerà la concorrenza, perchè potrà dare alla propria produzione le caratteristiche e l'originalità della propria vita ».

« Questo che si dice dell'Europa in genere deve essere detto a maggior ragione nel quadro europeo, dell'Italia, in cui le tradizioni hanno un valore ancora più alto e in cui le differenze regionali costituiscono un prezioso materiale dal quale l'industria non può prescindere precisamente per poter vincere sul terreno della concorrenza con quelle armi proprie nell'uso delle quali l'Italia non può essere seconda a nessuno ».

« Ne consegue che se l'industria in Italia ha un modesto sviluppo ciò non vuol dire che essa debba batter la via antica dell'empirismo nell'organizzazione; al contrario, appunto perchè essa è costretta ad una lotta contro forze superiori, essa deve impiegare nella lotta tutti quei mezzi che, razionalizzando il lavoro, lo rendono più proficuo e tale soprattutto mettendo in valore quello che del lavoro è il fattore principale: l'attività umana ».

Parole tagliate per la nostra industria radio e che dovrebbero rendere comprensivo ogni intento programmatico sulla necessità dell'organizzazione e dello sviluppo graduale del centro studi e progettazione.

## IMPOSTAZIONE DEL SERVIZIO

*progetti e studi*

### 1 CONSIDERAZIONI GENERALI

La progettazione radiofonica italiana era inizialmente vincolata all'estero da una fitta rete di licenze e accordi per usufruire dei risultati delle esperienze già realizzate altrove. In Ita-

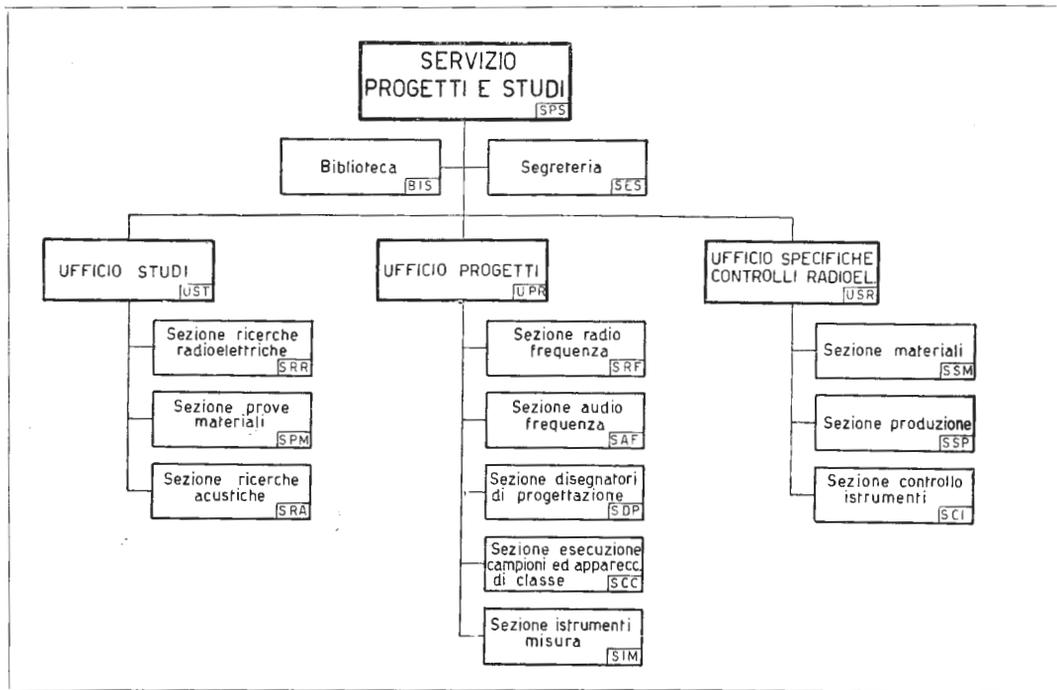
lia non esistevano infatti laboratori sperimentali di ricerca impostati con quei criteri di larghezza che sono necessari nella fase iniziale di una nuova industria. Per la parte esecutiva gli inizi ebbero un carattere di lavoro di mon-

taggio con sistemi pressochè artigiani. Successivamente, in seguito ai promettenti risultati iniziali, si costituirono alcune fabbriche più importanti, impiantate con criteri industriali. Il successo di queste fabbriche però più che all'organizzazione razionale della produzione è stato legato alla buona progettazione; spesso anzi addirittura al nome di un progettista.

Stabilire la portata del Servizio Progetti e Studi nella fabbrica destinata alla costruzione di radioricevitori, e con quella le dimensioni, impostare razionalmente il suo programma di la-

Il sacrificio, finanziario e di lavoro, sarà allora ricompensato dal risultato che non potrà mancare.

La pura convenienza economica consiglierebbe infatti un accordo con una ditta estera all'avanguardia nel campo delle costruzioni radiofoniche (possibilmente americana, ove lo sviluppo è maggiore e la possibilità industriale massima) e vivere utilizzando l'esperienza altrui con i minimi mezzi di laboratorio atti a riportare la progettazione straniera sul piano delle nostre possibilità produttive.



voro è uno dei problemi più ardui che si possa presentare nello svolgimento del programma organizzativo di un'azienda radio.

Le considerazioni di partenza possono essere molte e contrastanti, le soluzioni molteplici.

Tra i concetti informatori per una possibile soluzione si possono discriminare i due più importanti che sono: quello della pura convenienza economica in contrapposto a quello di carattere ideologico che dal piano dell'immediato sfruttamento industriale trascende in una più vasta visione sociale e squisitamente nazionale.

Infatti, per il bene del nostro Paese, è nostro dovere pensare al domani, alla lotta che necessariamente ed inevitabilmente dovremo sostenere, da soli, compresi nella nostra volontà di non voler soccombere anche di fronte a coalizioni industriali di enorme portata e di immenso potere finanziario.

Noi riteniamo invece nostro dovere di Italiani e di tecnici prospettare — pur sapendo guardare con fermezza la situazione oltremodo dolorosa per noi della insufficienza dimostrata finora nei mezzi, nelle persone e nella serietà — la creazione od il perfezionamento (se già esistente) del centro di progettazione e di ricerche che ci permetta, con l'andare del tempo ed in modo cautamente progressivo, di renderci indipendenti dall'estero, valorizzando le capacità inventive e di studio dei nostri tecnici. Crediamo inutile far presente quanto poco intelligente sarebbe rifare faticosamente la strada del progresso ormai percorsa da altri: importa invece ed importerà sempre più assimilare rapidamente e profondamente il molto che è stato fatto all'estero per mettere la nostra industria nelle condizioni di combattere con armi pari a difesa della propria esistenza, e con questa assicurarne lo sviluppo.

Questo anche perchè risulterà essere indispensabile alimentare subito e nel miglior modo possibile la produzione.

La minaccia non improbabile della « libera importazione di apparecchi e materiale radiofonico » non fa che avvalorare e confermare quanto detto.

Non ci nascondiamo che l'aggravio finanziario per ogni azienda (i laboratori infatti appaiono nei bilanci contabili come un passivo) è forte, la serietà richiesta molta e la durata del periodo preparatorio lunga.

## 2 LABORATORI NAZIONALI ED INDUSTRIALI (DI GRANDI ORGANISMI).

In tutte le Nazioni più importanti, come Stati Uniti d'America, Germania, Inghilterra, Francia, esistono da tempo dei « Laboratori Nazionali delle Comunicazioni » ove si svolgono le ricerche classiche, pure, quelle cioè che fanno parte essenziale del progresso tecnico.

In Italia è in funzione da qualche anno un Centro Studi e Ricerche radioelettriche ed elettroacustiche presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale « Galileo Ferraris » a Torino. In questo Istituto i lavori di ricerca, praticamente all'inizio, sospesi nel 1942 a causa della guerra, sono stati fortunatamente ripresi.

A lato di questi organismi squisitamente scientifici si sono sviluppati all'estero dei laboratori di tipo industriale, appartenenti ad organizzazioni potentissime come la:

- « Standard Telephon and Cables », la « Marconi Wireless & C. », « E.M.I. » (His Master's Voice, Columbia-Marconi), in Inghilterra;
- « Telefunken » in Germania;
- « Philips » in Olanda;
- « R.C.A. » (Radio Corporation of America), « Western General Electric », « General Electric Co. », « Telegraph Telephone and Cables », « Westinghouse », in America;
- « Société Française Radioélectrique », in Francia.

Questi laboratori, della cui comparsa in Italia non si può nè sperare (per ora) nè prevedere le possibilità, furono la fucina di tutti i maggiori progressi fatti nel campo radiotecnico.

## 3 LABORATORI AZIENDALI NAZIONALI

Essendo l'industria radiotecnica sorta da poco ed essendo, stato, da noi, il suo sviluppo relativamente modesto, è evidente che poche sono le ditte create per la costruzione dei radioricevitori, che abbiano sviluppato in modo sensibile i rispettivi laboratori di ricerca e di progettazione. In Italia un'azienda che sia anche lontanamente comparabile con uno di quegli organismi esteri summenzionati non esiste: e anche la semplice impostazione dei normali laboratori nazionali (meno qualche raro caso) è solitamente insufficiente.

In questi nostri laboratori il lavoro e le ricerche avevano carattere immediatamente applicativo.

Data questa situazione e con riferimento a quanto detto nella premessa, sulla inderogabile necessità della qualità del prodotto, sembra logico affermare che i nostri futuri laboratori aziendali devono essere maggiormente attrezzati e più efficienti dei similari laboratori esteri che possono appoggiarsi ai laboratori nazionali ed industriali dei grossi organismi, i quali provvedono praticamente a tutti i bisogni della produzione aziendale. Non bisogna quindi farsi trarre in inganno dalla visione abbastanza comune di ditte americane che riducono il laboratorio a pochi elementi scelti che soddisfano le comuni esigenze del mercato radiofonico.

Gli schemi circuitali, meno esigue varianti, sono uguali per tutti, come pure uguale è il livello del progresso radiotecnico raggiunto. La concorrenza si basa su criteri ben diversi da quelli del puro progresso tecnico.

## 4 CONCLUSIONE

Non essendo prevedibile lo sviluppo di laboratori industriali di vasta mole e di importanza internazionale, non avendo inoltre la possibilità di contare su un laboratorio nazionale delle comunicazioni di diretto e sufficiente ausilio alla soluzione dei problemi di progettazione industriale, si potrebbe attuare una programmazione progressiva secondo lo schema seguente:

1° TEMPO - stretto collegamento con un laboratorio aziendale estero d'avanguardia e di indiscusso valore tecnico, per la cessione pressochè integrale del prodotto o dei prodotti da fabbricare e che permetta, nel contempo, la rapida assimilazione del progresso avvenuto nel ramo. Il costo del diritto per brevetti e realizzazioni industriali risulterebbe inferiore al mantenimento di un centro studi e progettazioni che in questo stadio non risulta conveniente.

2° TEMPO - Il collegamento con l'estero permane e, accettato il principio della necessità del servizio per la progettazione e la ricerca per le considerazioni sopra esposte, si istituisce un Centro Studi di avanguardia, secondo lo schema che illustreremo più tardi, potenziando contemporaneamente e progressivamente la progettazione per renderla il più possibile indipendente ed autonoma.

3° TEMPO - Il Servizio Studi e Progettazioni è potenziato al massimo, lo studio d'avanguardia e le progettazioni hanno raggiunto carattere decisamente indipendente: il collegamento con l'estero per la cessione di brevetti o di licenze costruttive può cessare, pur restando logicamente esistenti i contatti di carattere informativo scientifico con tutti i centri di informazione tecnica più importanti.

L'attività dei radio-ingegneri, nell'ambito strettamente aziendale, è collegata alla disponibilità dei mezzi scientifici messi a loro disposizione e, in altre parole, all'importanza dei radio-laboratori in cui si svolge il loro lavoro.

Comunque per ogni azienda radiotecnica di una certa importanza si conferma la necessità di disporre di un proprio centro capace di studiare, progettare e controllare il prodotto di speciali caratteristiche derivate dalla sua complessa natura elettromeccanica e delle esigenze industriali di contenere il costo, salvaguardando i presupposti della qualità, anche nelle condizioni che si prevedono normali della costruzione in serie.

D'altra parte il prodotto radiotecnico — intendendo particolarmente gli apparecchi radoriceventi e le apparecchiature radioacustiche — per le sue esigenze commerciali deve possedere caratteristiche originali; da ciò deriva la necessità di una coordinata ideazione e progettazione per renderla pienamente idonea alla costruzione in serie nell'officina.

Da ciò la necessità della prima sezione del Servizio Progetti e Studi, e cioè del Laboratorio per la Progettazione con tutti gli uffici e reparti laterali occorrenti. Compito del laboratorio di progettazione è quello di raccogliere i molteplici dati necessari per definire esaurientemente e caratterizzare il prodotto richiesto — sia esso derivato da concetti riproduttivi che da concetti creativi — affinché il complesso esecutivo (la fabbrica) possa esplicitare con sicurezza le sue funzioni di riproduzione costruttiva.

La coordinazione delle funzioni aziendali dipende essenzialmente dalla migliore preparazione e definizione costruttiva dell'oggetto da riprodurre, dalla sua tempestiva presentazione agli effetti del tempo occorrente per l'ulteriore preparazione in fabbrica: non si dimentichi che l'industria radiofonica è stagionale.

Le varie fasi della lavorazione meccanica e del montaggio devono inoltre essere affiancate da sistematici controlli per garantire l'uniformità e la costante qualità del prodotto.

Nel mentre, per ragioni che esporremo più tardi, i controlli generali dipendono direttamente dalla Direzione Generale, le specificazioni e le prescrizioni di controllo sono di competenza dei Servizi Progetti e Studi e più particolarmente dell'Ufficio Specificazioni Radioelettriche.

Da quanto esposto nella prima parte di queste note risulta che la qualità del prodotto radio deve essere appoggiata a seri documenti sperimentali: ogni progresso non affidato esclusivamente all'invenzione casuale, pure talvolta geniale, al-

l'empirismo. Pur devolvendo i lavori di superiore portata, che richiedono costose attrezzature, a Enti di ricerca superiori, rimane comunque alle singole Ditte la soluzione di quei problemi di indole pratica che devono essere frutto di pazienti, attenta e sistematica ricerca: da ciò la necessità dell'Ufficio Studi d'Avanguardia.

Queste ricerche, per la particolare esigenza dell'industria da noi studiata, sono di carattere prevalentemente fisico-radioelettrico, elettroacustico e chimico.

Notevole attenzione andrà posta sull'importanza del rapporto tra i mezzi e il personale addetto al Centro Studi. Facciamo nostre le parole del Prof. Natta (Problemi fondamentali dell'Organizzazione): « I risultati di un laboratorio di ricerche non dipendono tanto dai mezzi di lavoro di cui dispone, quanto dalla capacità ed iniziativa dei ricercatori. È inutile attrezzare un laboratorio con grande dispendio di mezzi, se non vi sono ricercatori capaci di adoperarli utilmente ».

Dovendo istituire un centro studi conviene scegliere il personale capace, ed attrezzare il laboratorio secondo le esigenze e gli indirizzi delle ricerche che quello intende svolgere. Svilupparlo e completarlo in seguito, parallelamente allo sviluppo della ricerca stessa.

**PICCOLE SERIE DI APPARECCHI DI QUALITÀ.** — L'esperienza insegna come le piccole serie di apparecchi di lusso, indispensabili per il prestigio dell'azienda, disturbino per la loro complessità e le particolari esigenze costruttive la lavorazione in serie di una normale fabbrica radiofonica.

Simili apparecchi, che si devono costruire in quantità ridotta e nel miglior modo possibile per ottenere un altissimo grado di efficienza, non possono essere inseriti in una organizzazione razionale di serie perchè antieconomici, sia dal punto di vista organizzativo come da quello produttivo-commerciale.

È stato sempre un problema, in una corrente fabbricazione radiofonica, inserire nel normale ciclo produttivo le piccole serie di apparecchi riceventi, relativamente complessi, di alta qualità, per il disordine che creano nel ciclo produttivo normale, tanto più che l'eccezionale lavoro organizzativo richiesto non è compensato da un risultato economico che, per solito, è deficitario.

Queste sono le considerazioni che, inducono a proporre che la costruzione di piccole serie di apparecchi di lusso sia effettuato nella prevista « Sezione per l'esecuzione dei campioni » (dipendente dall'Ufficio Progetti), che dovrà ovviamente essere provvista del personale e dei mezzi necessari.

Data l'organizzazione di tipo, diremo così « artigiano » della Sezione preposta all'esecuzione dei campioni, si ritiene questo reparto il più adatto a tal genere di lavoro, che sarà eseguito senza quella complicazione organizzativa che è richiesta nell'impostazione del prodotto di serie.

Confermando la sua importanza si ritiene che nell'Ufficio Studi nè l'Ufficio della Progettazione debbano dipendere da altri servizi collaterali, ma che sia più opportuna una « dipendenza diretta dalla Direzione Generale » dalla quale, oltre programmati orientamenti dei progetti, può ricevere incarichi di studi e di lavori sperimentali di varia natura, specie quelli riferentisi alla ricerca su nuovi materiali che possono influire sul costo e sulla qualità del prodotto.

La dipendenza della Direzione Generale è giustificata dal fatto che normalmente la Direzione

Lavori è assillata da problemi della produzione e « quindi non ha interesse immediato per le ricerche ».

Le ricerche e le sperimentazioni debbono avere ampio respiro essere condotte con tranquillità ed è bene, anche nella soluzione delle piante dei fabbricati, prevedere lo « stacco » fisico « netto » della Sezione Studi e Progetti dalla fabbrica.

Senza voler giungere all'estremo di fissare la sede dei laboratori di ricerca in località diversa da quella prescelta per la fabbrica, riteniamo indispensabile la loro separazione netta, come edificio e come personale, anche perchè la mentalità, il grado di preparazione, la disciplina del nucleo di persone preposte al lavoro di ricerca solitamente si stacca dalle esigenze disciplinari della fabbrica.

## MEZZI e *personale*

Per la sua regolare e normale attività il Servizio Progetti e Studi necessita di efficaci mezzi di lavoro.

I mezzi elettrici e meccanici devono essere tali da dare al Servizio quell'autonomia e potenzialità che sono necessari per esplicare in pieno le sue funzioni.

Dagli apparecchi di misura radioelettrici dipende sia la buona riuscita del progetto, sia — fattore importante — la durata del tempo necessario allo sviluppo dello stesso.

Non va dimenticato che la dotazione di strumenti di misura che possiamo definire per analogia ai calibri meccanici, calibri elettrici, deve sempre aumentare fino al punto in cui le più disparate misurazioni elettriche siano fattibili.

Da questi strumenti in ultima analisi dipende il buon andamento industriale dell'azienda, per cui sono da considerarsi una parte importante ed indispensabile della dotazione aziendale.

In linea di massima, di questi strumenti elettrici sarebbero necessari almeno i seguenti:

### 1) Strumenti di misura universali (in dotazione alla Sezione Istrumenti di misura):

- generatori di segnali campioni,
- normali di frequenza,
- normali di induttanza,
- normali di capacità,
- normali di resistenza,
- ponte per misure di resistenza,
- ponte per misure di capacità,
- induttometri,
- volmetri a valvola universali,
- galvanometri, misuratori di corrente e di tensione per corrente continua e alternata.

### 2) Strumenti per misura di radiofrequenza (in dotazione alla Sezione Radiofrequenza):

- ondametri universali,
- generatori di segnali radiofrequenza,
- amplificatori lineari per misure radiofrequenza,
- campioni di frequenza (in termostato),
- ponti di impedenza,
- misuratori di reattanza,
- ponte a radiofrequenza,
- misuratori di cifra di merito (Q-metri),
- volmetri a valvola per radiofrequenza,
- tubi a raggi catodici per r. f.

### 3) Strumenti per misure di audiofrequenza (in dotazione alla Sezione Audiofrequenza):

- generatori di frequenze acustiche (a battimenti),
- frequenzimetri per audiofrequenza,
- amplificatori lineari per audiofrequenza,
- volmetri a valvola per misure audiofrequenza,
- analizzatori di armoniche,
- misuratori di potenza d'uscita,
- oscillografi catodici,
- filtri diversi di frequenza,
- microfoni,
- fonometro,
- tubi a raggi catodici per t. f.

### 4) Complesso per misure e registrazioni acustiche (del « tipo Siemens-Neumann » in dotazione alla Sezione Audiofrequenza) composto da:

- generatore di audiofrequenza,
- amplificatore lineare,
- microfono a condensatore,

- microfono a nastro,
- amplificatore per detti,
- misuratore di pressione,
- registratore grafico (tipo Neumann),
- cassetta di filtri: passa alto,  
passa basso,  
passa banda,
- tubi a raggi catodici.

Per ciò che si richiede di mezzi meccanici distribuiti nel laboratorio ma particolarmente nella Sezione Campionature, è sufficiente dotare il servizio del minimo numero di macchine utensili di piccole dimensioni necessarie per un normale svolgimento del lavoro di campionatura.

A tale scopo occorrono:

- tornietti da banco,
- trapani (da banco),
- avvolgitrizi,
- bilancieri,
- banchi di lavoro con morsa, ecc.

Aumentando l'importanza di quest'ultima sezione sarà bene aggiungere:

- 1 fresa universale,
- 1 tornio parallelo,
- 1 trancia di medie dimensioni e
- macchinette ausiliarie (mole, taglierina, masticatrici, ecc.).

Il personale di laboratorio deve essere scelto con criteri molto larghi e relativamente generosi inquantochè da esso dipende il funzionamento di tutto il Servizio e la buona riuscita del lavoro di creazione e di ricerca.

Certamente il problema più importante e più critico del servizio Progetti e Studi è quello degli uomini: abbiamo già accennato al fatto che il ricercatore nell'industria radio, ma soprattutto il dirigente responsabile del Servizio Progetti e Studi deve essere provvisto di un particolare complesso, di doti pratiche, oltre ad una profonda cultura tecnica, non ultima una sufficiente preparazione musicale ed artistica.

## VARIANTE alla

# *ripartizione del servizio progetti e studi*

Nella nostra esposizione del Servizio Progetti e Studi siamo partiti dalla considerazione fondamentale che l'ufficio preposto alla compilazione delle specifiche sia dipendente dalla Direzione del Servizio Progetti e Studi, come pure la sezione per l'esecuzione dei campioni e quella dei disegnatori di progettazione.

Simile tipo di schema, secondo il nostro parere, può essere modificato a seconda dell'entità della fabbricazione in serie — e cioè dell'importanza dello stabilimento — ed ancora a seconda della capacità degli elementi che sono a disposizione per ricoprire i posti di maggiore responsabilità.

Si può infatti pensare a un tipo di organizzazione dell'industria meccanica di media precisione, e cioè il servizio progetti è incaricato dell'ideazione e dello sviluppo del solo progetto di massima (nel nostro caso del primo radioricevitore di laboratorio, mod. « A »). Il suo compito e la sua responsabilità finiscono con la preparazione di questo modello che viene consegnato con i disegni informativi e la prima nota a un ufficio di primaria importanza, dipendente dal Servizio Lavori, e precisamente all'Ufficio di Costruzione.

L'Ufficio di costruzione ha alle sue dipendenze

una sezione radioelettrica ed una sezione meccanica. La sezione radioelettrica provvederebbe alla preparazione dei campioni necessari (telai « B ») per la costruzione in serie e alla compilazione delle specifiche per i controlli di carattere radioelettrico.

La sezione meccanica si interesserebbe dei cicli di lavorazione e delle specificazioni di costruzione e di collaudo di carattere meccanico.

Le due sezioni sarebbero servite da una sezione di disegnatori dipendente dall'Ufficio Costruzioni. Solamente in questo modo la disparità che fino ad ora sussisteva in quasi tutte le fabbriche radio per la preparazione dei prototipi degli apparecchi radioriceventi, inevitabilmente creatasi da due mentalità diverse (dipendendo la preparazione radioelettrica a quella meccanica da due servizi diversi) potrebbe scomparire, essendo il « tipo e il carattere » di preparazione organizzativa unico, accentrato in un unico ufficio, sotto un'unica responsabilità.

È fondamentale rilevare che il capo di un tale Ufficio Costruzioni dovrebbe possedere delle doti pratiche e un altro grado di preparazione radioelettrica e meccanica, e quindi di indiscusso valore professionale.

# Amplificatore CONDOR M 20



**L'amplificatore per gli impianti elettrosonori moderni**

Potenza 20 watt - Tensione di alimentazione da 100 a 290 V.c.a. - 12 V.c.c. - Impedenza di uscita 2,5 - 5 - 7,5 - 10 - 15 - 25 ohm

- 4 canali di ingresso commutabili a due a due con regolatori di volume e di tono separati atti a tutte le combinazioni di mescolazione e dissolvenza.
- Alimentazione per preamplificatore o sintonizzatore con 220 V.c.c. e 12 V. filamento.
- Regolazione anteriore della tensione e dell'impedenza mediante variatore di nuovo tipo.
- Commutatore adeguatore di tensione con voltmetro di controllo per regolazione continua di 5 in 5 v. fra 100 e 290 V.
- Attacco per speciale gruppo survoltore a 12 V.c.c.
- Attacco per cuffia controllo.

**RICHIEDETE NOTIZIE DETTAGLIATE  
CITANDO LA PRESENTE RIVISTA**

**Dr. Ing. GIUSEPPE GALLO**

**STABILIMENTO PROPRIO IN  
CONCOREZZO**

Via Veracini, 8 - Telefono 694.267 - Teleg. : Leongallo

Ufficio Commerciale :  
**MILANO**

# RADIOTELEGRAFIA A MANIPOLAZIONE DI FREQUENZA

Pier Luigi Bargellini

Class. Dec. R. 531,8

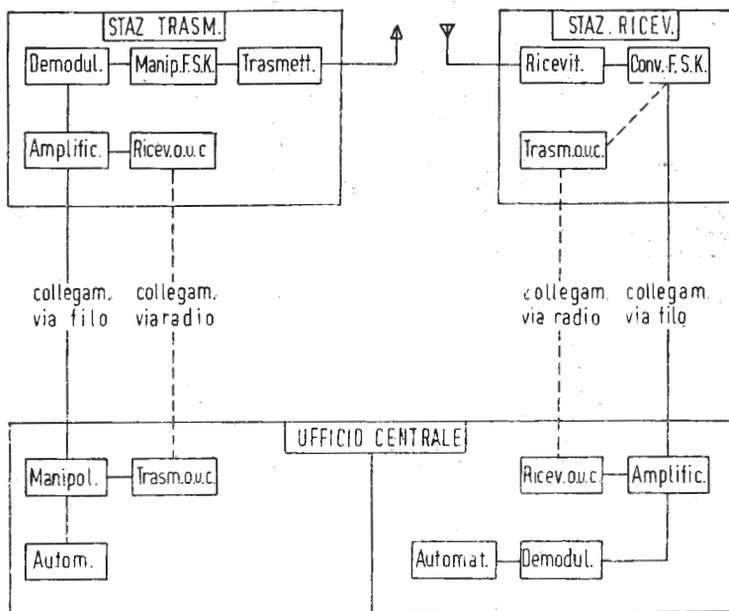


Fig. 1. - Disposizione di principio di un circuito radiotelegrafico con manipolazione a scarto di frequenza (FSK).

## 1. GENERALITA' SULLE TRASMISSIONI TELEGRAFICHE.

Dando uno sguardo panoramico alla tecnica delle telecomunicazioni di fronte ai febbrili progressi in quasi tutti i suoi settori non si può non rimanere colpiti da una certa staticità della tecnica della telegrafia propriamente detta. La ragione di una tale staticità è da ricercarsi nella fondamentale semplicità della telegrafia medesima rispetto ad ogni altro sistema destinato alla trasmissione di messaggi, stampe, immagini fisse e mobili, ecc.; sebbene notevolissimi progressi siano stati compiuti in telegrafia (1) tutti i sistemi telegrafici noti prima della ultima guerra si basavano essenzialmente su un codice prefissato (Morse, a cinque unità, ecc.) secondo il quale l'emissione radiotelegrafica veniva ad essere manipolata in ampiezza in un regime impulsivo « sui generis » (punti e linee) alternato ad adeguati intervalli di riposo (spazi).

Le norme internazionali del C.C.I.T., a Berlino nel 1926 e nel 1929 e successivamente a Berna nel 1931, considerando che:

1) essendo desiderabile di esprimere in modo uniforme la velocità di trasmissione di un collegamento telegrafico,

2) essendo i vari sistemi telegrafici noti caratterizzati da intervalli di tempo di durata pari a quella di un intervallo elementare, oppure multipla di essa,

3) non dovendosi mantenere nella definizione da adottarsi alcun riferimento alla lunghezza media delle parole dei diversi linguaggi, alle interpunzioni, agli intervalli più o meno lunghi separanti le parole, all'abilità più o meno grande degli operatori ecc.

avevano espresso il parere che la velocità di trasmissione (in unità Baud) fosse espressa dall'inverso del valore, misurato in secondi, dell'intervallo elementare di trasmissione. A tale proposizione fondamentale seguivano le definizioni fra la velocità di trasmissione in Baud e le indicazioni correntemente usate in precedenza per i vari sistemi di telegrafia.

Punti, linee e spazi secondo i vari codici costituivano dunque la base stessa di tutti i siste-

mi di telegrafia potendo ogni modifica ai sistemi già noti eventualmente essere inquadrata nello schema generale prima passato in rassegna.

Si noti ora che mentre nei sistemi di telegrafia diretta, in quei sistemi, cioè, che non richiedono per la trasmissione e la ricezione la presenza di correnti vettrici, non si verificano difficoltà di alcun genere adottando i principi suddetti nè, d'altra parte, sarebbero ivi desiderabili complicazioni inutili, diverso appare il caso della radio-telegrafia.

Nella manipolazione telegrafica di ampiezza di grossi radiotrasmettitori potenze di decine di kilowatt debbono essere messe in gioco ed arrestate a ritmo rapido dando origine a cospicui fenomeni transitori che riguardano il canale di etere occupato, i parassiti od emissioni spurie, le interferenze sui canali adiacenti, le sovratensioni sugli apparati, i problemi di isolamento e di dimensionamento adeguato dei circuiti filtranti dei rettificatori ad alta tensione e così via.

Attraverso l'impiego di una tecnica adeguata i problemi ricordati possono comunque risolversi in modo soddisfacente (2) (3) ma la limitazione ultima dei collegamenti radiotelegrafici con manipolazione di ampiezza risulta dalle difficoltà di ricezione quando le condizioni di propagazione diventano sfavorevoli per fenomeni di evanescenza (fading), disturbi artificiali e naturali ecc. Nonostante l'impiego di trasmettitori sempre più potenti (si giunse in America ad usare fino a 200 kW in una sola unità per la frequenza di circa 10 MHz), l'impiego di ricevitori grandemente perfezionati, l'adozione di antenne direttive ad alto guadagno sia in ricezione che in trasmissione e l'estendersi della tecnica della ricezione a « diversità » spaziale, chi ha pratica di circuiti radiotelegrafici commerciali sa per dolorosa esperienza che giunge sempre il momento critico in cui il traffico o resta interrotto o rallentato fino ad un punto tale da provocare serio ingorgo al normale funzionamento delle macchine automatiche di trasmissione e ricezione (perforatori, trasmettitori, ondulatori ecc.). Soltanto una notevole disponibilità di lunghezze d'onda e, talvolta, il ricorso a onde lunghissime permettono di smaltire il traffico; si comprende dunque quanto beneficio possa apportare un sistema essenzialmente capace di migliorare le condizioni generali alla ricezione.

## 2. IL NUOVO METODO DI MANIPOLAZIONE A SCARTO DI FREQUENZA (FSK).

Ricordati i principi dei sistemi classici di trasmissione radiotelegrafica, basati su variazioni di ampiezza della corrente immessa nell'antenna di trasmissione a cui corrispondono rispettive variazioni di ampiezza del segnale ricevuto, si può passare ad esaminare il nuovo sistema di radio-telegrafia con manipolazione a scarto di frequenza recentemente sviluppato negli Stati Uniti di America.

Per definizione il sistema di manipolazione radiotelegrafica a scarto di frequenza (detto dagli americani: Frequency Shift Keying c, più brevemente, FSK) è un metodo di trasmissione radio-

telegrafica nel quale la frequenza portante di un radiotrasmettitore viene spostata in più od in meno rispetto ad un'ipotetica frequenza centrale (che è poi la frequenza assegnata all'emissione) in corrispondenza dei segnali attivi o dei segnali di riposo del codice telegrafico impiegato. In altre parole invece di manipolare il trasmettitore in ampiezza facendolo irradiare a piena potenza durante i segnali attivi e riducendone l'uscita a zero durante i segnali passivi, o di riposo, la potenza irradiata viene nel nuovo sistema mantenuta costante mentre la portante viene spostata fra due distinti valori prescelti di frequenza rispettivamente assegnati al segnale attivo ed a quello passivo.

È interessante notare che un tale sistema di manipolazione non è nuovo in senso assoluto: i radiotecnici anziani ricorderanno invero che le emissioni ad arco venivano manipolate facendo scartare opportunamente la frequenza generata in modo che veniva a prodursi una cosiddetta onda di riposo ed una corrispettiva onda di lavoro. Ciò veniva per altro effettuato per ragioni intrinseche al tipo di generatore impiegato che aveva la necessità di restare permanentemente acceso: però, ed in ciò sta la novità del sistema moderno di FSK, mentre si verificava al trasmettitore una vera e propria manipolazione a scarto di frequenza l'onda di riposo restava del tutto passiva rispetto al ricevitore che rispondeva esclusivamente all'onda di lavoro. Anche in epoca più recente per ovviare alle difficoltà della manipolazione di ampiezza con forti potenze (200-300 kW) si intendeva ricorrere in trasmettitori a tubi elettronici alla manipolazione a scarto di frequenza senza peraltro modificare per nulla la tecnica della ricezione.

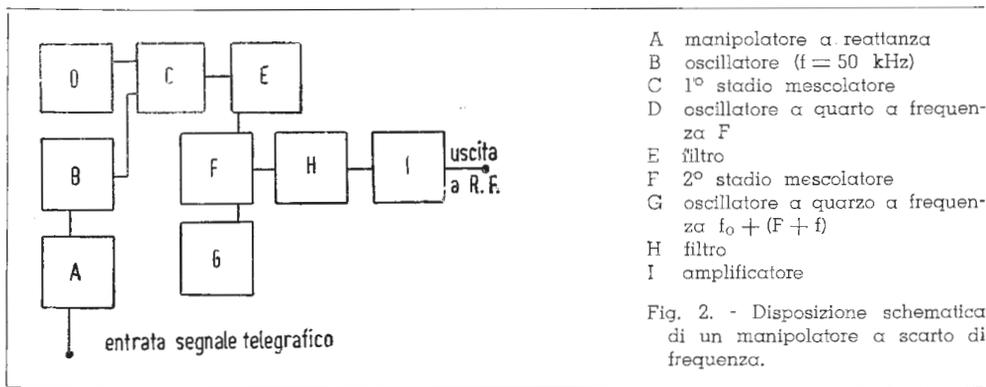
È chiaramente comprensibile che, prescindendo dai vantaggi conseguiti con la costanza della potenza di alimentazione al trasmettitore, che elimina parte dei problemi causati dai transitori, un sistema di manipolazione a scarto di frequenza abbinato ad una normale tecnica di ricezione è a priori un sistema di scarsa efficienza specie per quanto riguarda la necessità di occupare un canale d'etere più ampio di quello di un'emissione di tipo solito a manipolazione di ampiezza. Usando invero un normale ricevitore si avverte nelle attuali trasmissioni ad onda corta a manipolazione di frequenza la presenza di due onde, quella di riposo e quella di lavoro, distanziate reciprocamente di un paio di chilocicli; l'emissione è di solito incomprensibile ad udito poichè in luogo del codice Morse si usa uno speciale codice adatto al funzionamento delle macchine telescriventi. Si ha in ogni caso l'impressione che la potenza effettivamente messa in gioco sia inferiore o tutt'al più uguale a quella delle altre emissioni telegrafiche a manipolazione di ampiezza e pertanto una tale constatazione suscita indubbiamente meraviglia in chi abbia sentito affermare che, ad esempio, un'emissione telegrafica a manipolazione di frequenza con portante di 100 watt equivale, sotto certe condizioni, ad un'emissione telegrafica a manipolazione di ampiezza con portante di 10 kW.

Effettivamente del tutto diversa risulta la situazione qualora alla ricezione si provveda a sfruttare razionalmente le caratteristiche speciali del nuovo tipo di emissione che solo in tal senso viene a rappresentare una delle maggiori novità introdotte nella radiotecnica durante il periodo della passata guerra. Come si vedrà in seguito con maggior dettaglio ricorrendo a ricevitori speciali, ovvero provvedendo di particolari « adattatori » i ricevitori normali, si possono con la manipolazione a scarto di frequenza di un'emissione radiotelegrafica raggiungere, in determinate condizioni, guadagni di circa 20 decibel (corrispondenti al rapporto di potenze prima accennato) nei riguardi del rapporto segnale disturbo rispetto alla manipolazione in ampiezza. L'intera questione del paragone che si può istituire fra i due tipi di manipolazione (a variazione di frequenza ed a variazione di ampiezza) può essere riportata sullo stesso piano dei paragoni fra modulazione telefonica di frequenza e di ampiezza già ormai noti ai tecnici; se mai

piezza) si può certamente ricevere in ogni caso anche l'emissione modulata in frequenza (il che avviene ad esempio dissintonizzando sufficientemente il ricevitore) ma non si ottiene per questo alcun vantaggio; ricorrendo invece ad un ricevitore apposito la situazione cambia del tutto e le possibilità del nuovo sistema vengono chiaramente messe in luce.

### 3. PARTICOLARITA' DEL SISTEMA FSK.

La disposizione di principio di un impianto radiotelegrafico con manipolazione a scarto di frequenza (FSK) viene indicata nella fig. 1; in essa si riscontra la ormai tradizionale suddivisione degli impianti in un Ufficio Centrale Radiotelegrafico, una Stazione Trasmittente ed una Stazione Ricevente, le tre parti sono distanziate reciprocamente sia per evitare alla ricezione i disturbi eventualmente derivabili dalla trasmissione sia per ragioni di convenienza e di istradramento del traffico: un collegamento mediante linee telefoniche o, più modernamente, attraverso



riesce suggestivo l'osservare che, in un certo senso, si è proceduto a ritroso passando da un caso più complesso (telefonica), investigato per primo, ad un caso più semplice (telegrafia) sorto successivamente. Le conclusioni a cui la teoria conduce e che le esperienze hanno sempre confermato sono in ambedue i casi le seguenti: per determinati valori dell'intensità di campo elettrico in ricezione superiori ad un valore limite, o di soglia, la soppressione dei disturbi, o meglio l'aumento conseguibile nel rapporto segnale-disturbo, riesce effettiva e sensibile ed a netto favore dei sistemi a variazione di frequenza mentre laddove l'intensità del campo elettrico in ricezione sia inferiore al valore di soglia suddetto risulta favorito il sistema classico ben noto a variazione di ampiezza.

Il paragone fra telegrafia e telefonia a modulazione o manipolazione di frequenza può essere esteso e riuscire di maggior comprensione se si pensa che anche un trasmettitore telefonico a modulazione di frequenza non costituisce, di per sé, un miglioramento rispetto ad un trasmettitore a modulazione di ampiezza; usando invero un ricevitore di tipo normale (a modulazione di am-

piezza) si può certamente ricevere in ogni caso anche l'emissione modulata in frequenza (il che avviene ad esempio dissintonizzando sufficientemente il ricevitore) ma non si ottiene per questo alcun vantaggio; ricorrendo invece ad un ricevitore apposito la situazione cambia del tutto e le possibilità del nuovo sistema vengono chiaramente messe in luce.

a) alla stazione trasmittente: un manipolatore speciale, cioè un organo di conversione del segnale telegrafico (a variazione di ampiezza) proveniente dalle macchine automatiche in segnale radiotelegrafico a variazione di frequenza. Sono di solito modificati anche gli organi di stabilizzazione della frequenza della emissione.

b) alla stazione ricevente: un convertitore azionato dai segnali all'uscita a bassa frequenza del ricevitore. L'uscita a frequenza variabile viene qui ritrasformata in segnale di ampiezza variabile identico a quello d'origine.

È fondamentale considerare da vicino questi due organi facendo subito notare la stretta similitudine fra essi ed alcune parti caratteristiche dei trasmettitori e dei ricevitori per radiotelegrafia a modulazione di frequenza. In trasmissione si può ottenere la manipolazione per via

diretta sostituendo all'oscillatore pilota a quarzo che stabilizza la frequenza dell'emissione un autooscillatore di tipo normale senza controllo piezoelettrico ma di elevata stabilità, recante in parallelo al proprio circuito oscillatore un tubo elettronico a reattanza variabile; il valore di tale reattanza viene stabilito dalla tensione entrante di manipolazione e pertanto viene immediatamente raggiunta l'emissione a scarto di frequenza desiderata. Resta però l'inconveniente della possibilità della deriva, anche notevole, della frequenza « portante » e poichè si tratta di un'emissione a scarto di frequenza non è nemmeno possibile introdurre ed applicare i sistemi di correzione automatica della deriva mediante confronto con un oscillatore a controllo piezoelettrico come si usa spesso fare nei trasmettitori telefonici a modulazione di frequenza. Si preferisce invero ricorrere a sistemi del tipo indicato nella fig. 2 (relativo ad un'emissione eccezionalmente stabile nella gamma di frequenza da 100 a 1000 kHz): in essa il segnale telegrafico che è variabile in ampiezza agisce su un tubo elettronico a reattanza collegato in parallelo al circuito oscillatorio di un oscillatore molto stabile a frequenza  $f$  piuttosto bassa (intorno a 50 kHz). La tensione all'uscita di questo oscillatore viene a combinarsi in un primo stadio mescolatore con la tensione proveniente da un oscillatore a frequenza  $F$  controllato con quarzo piezoelettrico: mediante opportuni circuiti filtranti fra i vari toni di combinazione all'uscita del mescolatore viene selezionato quello corrispondente alla banda laterale superiore pari alla frequenza somma  $F + f$ , infine, mediante combinazione in un secondo mescolatore di questa oscillazione con quella proveniente da un piezooscillatore regolato su una frequenza pari alla somma della frequenza « portante »  $f_0$  e della  $F + f$  ottenuta dal primo mescolatore si raggiunge l'emissione definitiva a basso livello di potenza successivamente amplificata in stadi successivi di tipo convenzionale fino a raggiungere il desiderato livello di potenza da immettersi in antenna.

Le caratteristiche medie di un'emissione FSK sono secondo gli standards americani le seguenti:

- Scarto di frequenza rispetto alla « portante »:  $\pm 100 \div 1000$  cicli.
- Velocità di manipolazione: 400  $\div$  600 Baud (cioè circa 500  $\div$  700 parole al minuto).
- Tensione di manipolazione: 30  $\div$  100 volt (corrente uni o bi-direzionale).
- Potenza utile a radiofrequenza all'uscita del convertitore: 2 watt circa.
- Potenza di alimentazione del convertitore: 150 watt circa.

Si tratta dunque di un apparecchio poco più grande di un normale ricevitore che, anteposto ad un qualsiasi trasmettitore telegrafico, ne permette il funzionamento secondo il sistema FSK. Nel caso di emissioni speciali (facsimile, telegrafia ecc.) vale quanto detto finora con l'aggiunta della condizione di perfetta linearità per la caratteristica segnale di entrata — reattanza

del tubo manipolatore, linearità che è evidentemente indispensabile per la trasmissione fedele delle gradazioni intermedie fra il bianco ed il nero.

Alla ricezione si usano ricevitori a supereterodina del tipo ad elevatissima stabilità di frequenza dell'oscillatore locale e dell'oscillatore per i battimenti acustici (spesso ambedue gli oscillatori, od almeno uno di essi, sono controllati con quarzo). Dato poi che in un'emissione FSK si ha sempre un segnale all'entrata il circuito di controllo automatico della sensibilità può essere progettato e regolato in maniera assai efficace. Un circuito limitatore, ad uno o due tubi elettronici, elimina praticamente ogni residua variazione di ampiezza del segnale ricevuto: la sua azione combinata con quella del circuito discriminatore che sarà esaminato fra breve è la causa essenziale del guadagno tanto elevato nel rapporto segnale-disturbo raggiungibile con il nuovo sistema: invero fintanto che i disturbi producono una modulazione parassita di ampiezza del segnale essa viene eliminata attraverso l'effetto di limitazione mentre eventuali modulazioni di fase o di frequenza da parte dei disturbi possono venir contenuti entro limiti adeguati purchè la deviazione assegnata ai segnali utili sia adeguatamente superiore alla deviazione statisticamente attribuibile ai disturbi medesimi. Si ha pertanto all'uscita del secondo rivelatore una tensione di segnale a frequenza acustica variabile: ammesso ad esempio che la variazione della frequenza « portante » fosse stata prescelta di  $\pm 300$  cicli (condizione questa che corrisponde di solito al funzionamento con macchine telescriventi) si avrà in un certo tipo di apparecchio ricevente una nota a frequenza acustica che scarta da 2250 a 2850 cicli. Questa tensione a scarto di frequenza viene tradotta in tensione continua di ampiezza e polarità variabile per tramite di un circuito discriminatore di tipo identico, concettualmente, a quello impiegato nella radiotelegrafia a modulazione di frequenza.

Nella fig. 3 compare la curva di risposta in ampiezza-frequenza del segnale in entrata per un tipico discriminatore radiotelegrafico di costruzione americana, con esso per uno scarto di frequenza di 850 cicli si ottiene all'uscita una tensione di  $\pm 150$  volt che è sufficiente per comandare direttamente le macchine automatiche di ricezione.

Qualora per deriva degli oscillatori di trasmissione o di ricezione il discriminatore non risulti più « centrato » una corrente proporzionale allo sbilanciamento effettivo indica su un apposito strumento la correzione da apportare alla sintonia del ricevitore.

#### 4. RISULTATI CONSEGUITI CON IL SISTEMA FSK.

Da ascolti effettuati su onde corte e da informazioni personali era noto allo scrivente che il sistema di radiotelegrafia con manipolazione a scarto di frequenza aveva ricevuto ampia applicazione durante la guerra: era fra l'altro noto che gran parte del traffico alleato fra l'Italia e

gli Stati Uniti veniva espletato ad alta velocità con trasmettitori di potenza piuttosto modesta (inferiore a 10 kW), mancavano tuttavia precisi dati di orientamento e di paragone con i sistemi classici di radiotelegrafia essendosi la stampa tecnica americana limitata ad alcuni accenni illustrativi sul sistema FSK (4); recentissimamente sono stati pubblicati i risultati di estese prove comparative che meritano di essere qui ricordati (5).

Le prove sono state effettuate da parte dei tecnici della Radio Corporation of America sul circuito trascontinentale New York-San Francisco esercito ad onda corta. È da rilevare che mentre nel caso della telegrafia a manipolazione di ampiezza vennero impiegati tre ricevitori in « diversity » nel caso invece della telegrafia con manipolazione a scarto di frequenza si usarono due soli ricevitori di tipo « diversity »; non ostante ciò il guadagno medio registrato è stato di ben 11 decibel a favore della manipolazione a scarto di frequenza; si noti che con l'adozione del principio di ricezione in « diversity » il guadagno conseguito per la manipolazione di ampiezza era già di 10,5 decibel. Considerazioni interessantissime sono state dedotte in base all'osservazione dei fenomeni di propagazione, specie in presenza di echi prodotti da onde seguenti cammini diversi: in tal senso mentre è stato ancor una volta confermato che nella manipolazione in ampiezza può giovare una modulazione aggiuntiva di frequenza o di fase dei segnali con un'oscillazione a bassa frequenza (qualche centinaio di periodi) è stato riscontrato che tale artificio riesce superfluo nella manipolazione a scarto di frequenza purchè si adotti senz'altro il sistema « diversity » alla ricezione e si provveda ad assegnare un valore adeguato allo scarto effettivo di frequenza fra l'onda di segnale attivo e l'onda di segnale di riposo.

In ogni caso il sistema FSK si è dimostrato più « resistente » al fading rispetto ad ogni altro precedente sistema. La banda passante richiesta al ricevitore varia da 1 a 2 kHz ed è risultato conveniente usare uno scarto effettivo di frequenza di 850 cicli per un sistema di comunicazioni a 4 canali con telescriventi a codice a sette unità, portando il numero dei canali a otto è necessario che lo scarto effettivo di frequenza sia pari a 1400 cicli.

Una considerazione importantissima riguarda il numero degli errori introdotti nel circuito per causa dei disturbi: è risultata così la proporzionalità inversa fra numero di errori per migliaio di parole trasmesse e la potenza 0,75 della potenza usata in trasmissione. Per l'intensità del campo elettrico in ricezione è stato infine trovato che mentre con la manipolazione di ampiezza occorrono almeno 40 microvolt/metro per raggiungere la inaccuratezza di un errore per diecimila lettere trasmesse nel sistema a manipolazione con scarto di frequenza il campo può scendere, « coeteris paribus », al valore di 10 microvolt/metro.

Questi risultati che sono derivati da lunghe esperienze in condizioni di pratico esercizio co-

stituiscono la conferma più brillante delle possibilità del nuovo sistema di comunicazione radiotelegrafica. Complessivamente si può dunque affermare che il metodo FSK riduce grandemente le difficoltà provocate dal fading di ogni tipo, dall'interferenze causate dai rumori artificiali e naturali e così via. Il nuovo sistema, specie se usato in un circuito a carattere del tutto automatico (telescriventi) è in grado di fornire alla ricezione una riproduzione esatta ed integrale dei messaggi originali anche in condizioni avverse che renderebbero inutilizzabile qualsiasi altro sistema di radiotelegrafia precedentemente noto.

Ulteriori vantaggi derivano dalla flessibilità ed adattabilità del nuovo sistema a collegamenti telegrafici di tipo multiplex nei quali un'onda portante radio viene utilizzata per la trasmissione contemporanea di più segnali telegrafici. Vi sarebbe infine da parlare del sistema « Moduplex » (\*) che permette di estendere il campo di applicabilità del metodo FSK essendo possibile con qualche adattamento delle apparecchiature di convogliare su un'unica portante una modulazione acustica corrispondente ad un canale

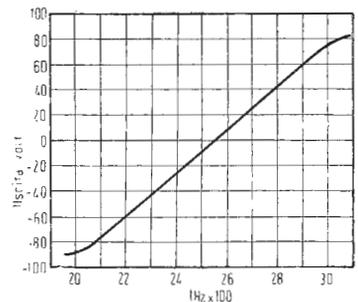


Fig. 3. - Caratteristica di uno stadio discriminatore per radiotelegrafia con manipolazione di frequenza.

telefonico ed una manipolazione telegrafica; tale argomento merita tuttavia un esame particolare e potrà essere trattato in una successiva nota.

(\*) Nome di fabbrica depositato dalla Press Wireless Inc. New York N. Y.

#### BIBLIOGRAFIA :

- (1) E. SOLERI. *Recenti progressi della telegrafia*. « Alta Frequenza ». Vol. III, n. 3, giugno 1934, pag. 303.
- (2) P. GOODMAN. *Some thoughts on keying*. « QST ». Vol. XXV, n. 4, aprile 1941, pag. 17.
- (3) P. BERNARDI-C. POLEDRELLI. *Spettri di radice missioni*. « Alta Frequenza ». Vol. XI, n. 7, luglio 1942, pag. 306.
- (4) « Technical Topics ». *Frequency shift keying*. « QST ». Vol. XXX, n. 6, giugno 1946, pag. 46.
- (5) H. O. PETERSON-J. B. ATWOOD-H. E. GOLDSTINE-G. E. HANSELL-R. E. SCHOCK. *Observations and comparisons on radiotelegraph signaling by frequency shift and on-off keying*. « RCA Review ». Vol. VII, n. 1, marzo 1946, pag. 11.



## *Lo Stand della LIAR alla XXV Fiera Campionaria*

### **Modello 555 C**

Super 5 valvole Philips serie rossa ECH4 EBC3 EF9 EL3 AZ1  
Comando sintonia in 5 gamme ad induttore variabile

Medie: da mt. 300 a 600  
da mt. 180 a 300

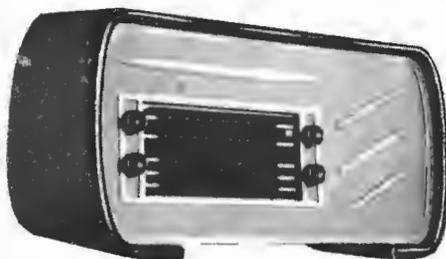
Corte I da mt. 54 a 36,5  
II da mt. 36 a 23,5  
III da mt. 23 a 15

Uscita Watt 4,2 Controllo di tono

Controllo automatico antievanescenza

Presse per pick-up. Scala in cristallo a 3 colori. Alta fedeltà, alimentazione universale in corrente alternata.

PREZZO di vendita al pubblico L. 38.500 (escluse t. r. ed abbonamento R. A. I.)



### **Modello 535 C**

Super 5 valvole serie octal G 6K8 6K7 6Q7 6V6 5Y3  
3 gamme d'onda

Medie da mt. 190 a 580

Corte da mt. 40 a 130

Corte da mt. 12,5 a 40

Presse fono controllo volume antifadin

Altoparlante LW5 Potenza uscita Watt 4 Scala in cristallo illuminata per rifrangenza.

Alimentazione CA universale.

PREZZO di vendita al pubblico L. 32.000 (escluse t. r. ed abbonamento R. A. I.)



*Cercansi esclusivisti per Zone libere. Sconto speciale ai rivenditori.*

# LIAR

LABORATORI INDUSTRIALI APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE

MILANO

VIA PRIVATA ASTI 12

TELEFONO 43663

# CIRCUITI ELETTRICI A REGIME ALTERNATIVO SINUSOIDALE PERMANENTE

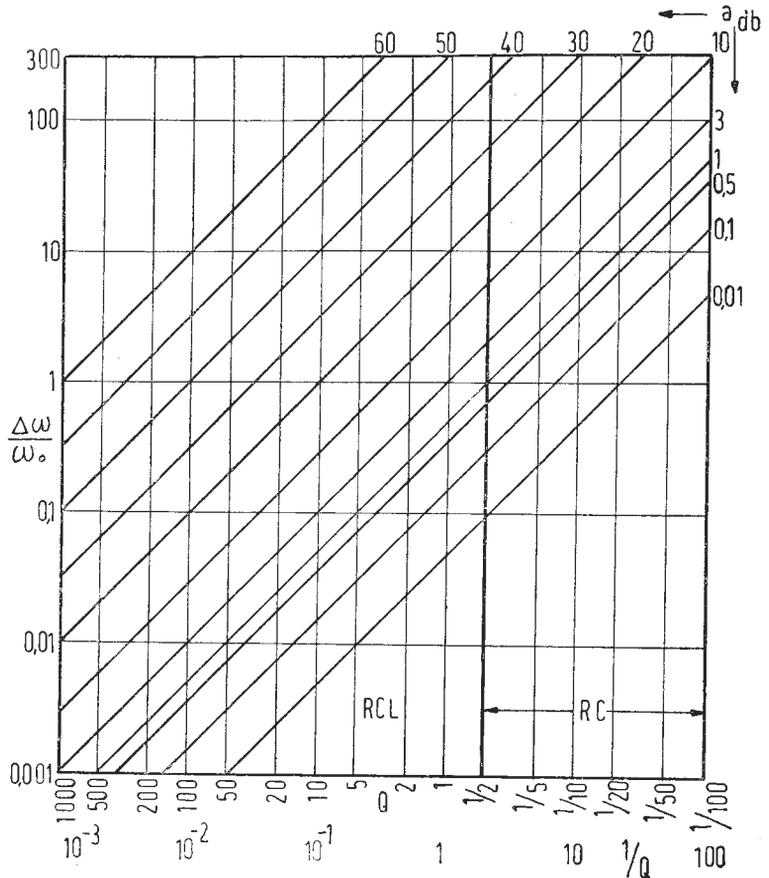
Luigi Terra

Class. Dec. R 140

Segue dal N. 1/1947 pag. 24



Fig. 8. - Larghezza relativa di gamma  
 $\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{\Delta f}{f_0}$ ;  
 attenuazione  $\alpha$  in decibel; Q di circuiti RC di accoppiamento, o di circuiti LRC.



Se come finora abbiamo supposto, si vuole progettare un circuito di accoppiamento CR, occorre procedere alla determinazione delle capacità e resistenze  $C_a, R_a, C_g, R_g$ . In genere  $R_a$  e  $R_g$  sono fissate, la prima dalle prescelte condizioni di lavoro della valvola, la seconda per il fatto che è sempre conveniente darle il valore più elevato possibile, compatibilmente col tipo di valvola usato.

È dunque fisso il rapporto  $\alpha = \frac{R_a}{R_g} = \frac{T_a}{T_g}$ , in genere molto minore di 1.

Le 1-9 a) e b), che qui riscriviamo così:

$$T_a T_g = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (1-18)$$

$$\frac{1}{Q} \sqrt{\frac{T_a}{T_g}} - \frac{T_a}{T_g} = 1 + \alpha$$

permettono di determinare  $T_a = C_a R_a, T_g = C_g R_g$ .

Posto infatti nella seconda delle (1-18)

$$T_a/T_g = x$$

si ricava per  $x$  la seguente equazione:

$$x^2 - x \left[ \frac{1}{Q^2} - 2(1 + \alpha) \right] + (1 + \alpha)^2 = 0 \quad (1-19)$$

Perché le radici siano reali il discriminante di questa equazione deve essere maggiore o eguale a zero cioè:

$$\frac{1}{Q^2} - 4(1 + \alpha) \geq 0 \quad (1-19')$$

cioè

$$Q \leq \frac{1}{2 \sqrt{1 + \alpha}} \quad (1-19'')$$

Se la (1-19'') è soddisfatta entrambe le radici sono positive, perchè anche  $\frac{1}{Q^2} - 2(1 + \alpha)$  è positivo, e quindi nella equazione data si hanno due variazioni di segno.

Le due radici coincidono se è verificata la (1-19'') col segno =, che rappresenta allora (vedi 1-12) la condizione di  $Q = Q_{max}$ .

Quando  $Q \ll Q_{max} = \frac{1}{2}$  la (1-19) ha due ra-

dici: una molto grande, l'altra molto piccola; infatti la somma delle due radici  $1/Q^2 - 2(1 + \alpha) \gg 1$ , mentre il prodotto  $(1 + \alpha)^2$  è prossimo ad uno.

Il valore maggiore dà  $T_a \gg T_g$  ed è ovviamente da scartare: resta la radice minore che, nel caso di  $Q \ll \frac{1}{2}$  e quindi  $4Q^2(1 + \alpha) \ll 1$  si ottiene

dalla soluzione di (1-19) sviluppando in serie almeno fino al 3° termine il radicale, preso con segno negativo:

$$x_1 = \frac{1}{2Q^2} - (1 + \alpha) - \frac{1}{2Q^2} \sqrt{1 - 4Q^2(1 + \alpha)}$$

cioè

$$x_1 = \frac{1}{2Q^2} - (1 + \alpha) -$$

$$\frac{1}{2Q^2} [1 - 2Q^2(1 + \alpha) - 2Q^4(1 + \alpha)^2 - \dots]$$

e quindi

$$\frac{T_a}{T_g} = Q^2(1 + \alpha)^2.$$

Tenuto conto delle (1-18) si ricava di qui:

$$\begin{aligned} T_g &= \frac{1}{\omega_0 Q} \frac{1}{1 + \alpha} \\ T_a &= \frac{Q}{\omega_0} (1 + \alpha) \end{aligned} \quad (1-20)$$

che per  $\alpha \ll 1$  si riducono alle

$$T_g = \frac{1}{\omega_0 Q} \quad T_a = \frac{Q}{\omega_0} \quad (1-21)$$

Gli abachi di fig. 9 e 11 danno  $T_a$  e  $T_g$  in funzione di  $Q$  e di  $\omega_0$ . Essi valgono nella ipotesi che sia  $Q \ll \frac{1}{2}$ ;  $\alpha \ll 1$ : se la seconda

non è verificata occorre effettuare caso per caso il calcolo usando le (1-20).

Se  $Q = Q_{max}$  si ricava direttamente dalle 1-19 e 1-18, per  $\alpha \ll 1$ :

$$T_a = T_g = \frac{1}{\omega_0} \quad (1-22)$$

che si calcola immediatamente.

Noti  $T_a$  e  $T_g$  e fissato  $\alpha = \frac{R_a}{R_g}$  è immediato il calcolo degli elementi del circuito poichè si ha

$$C_a = \frac{T_a}{R_a} \quad C_g = \frac{T_g}{R_g} \quad (1-23)$$

I valori trovati di  $C_a$  e  $C_g$ , assieme a quelli dati  $R_a$  ed  $R_g$  assicurano una curva di risposta che ha l'andamento imposto purchè non vi siano altri elementi capaci di modificare la risposta alle varie frequenze.

Se perciò nei circuiti di catodo e di schermo delle valvole amplificatrici sono presenti complessi tipo  $C_K R_K$ ,  $C_S R_S$  (vedi fig. 12) occorre tener conto delle relative costanti di tempo effettive nel determinare la risposta alle basse frequenze.

Riservandoci di tornare sull'argomento osserviamo peraltro che, qualora si faccia  $C_K R_K = T_K$  e  $C_S R_S = T_S \gg T_g$ , i risultati trovati continuano a valere con approssimazione tanto maggiore quanto maggiori sono  $T_K$  e  $T_S$  rispetto a  $T_g$ .

## 5. CIRCUITI LCR.

Cominciamo col considerare il circuito di figura 13, alimentato a corrente costante.

Si ha immediatamente

$$\bar{I} = \bar{E}_2 \bar{Y} = \bar{E}_2 \left( \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \right)$$

$$\frac{\bar{I} R}{\bar{E}_2} = 1 + Q, \quad \left( \frac{j\omega}{\omega_0} + \frac{1}{j\omega} \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (1-24)$$

essendo

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad Q_0 = \frac{R}{\omega_0 L} \quad (1-25)$$

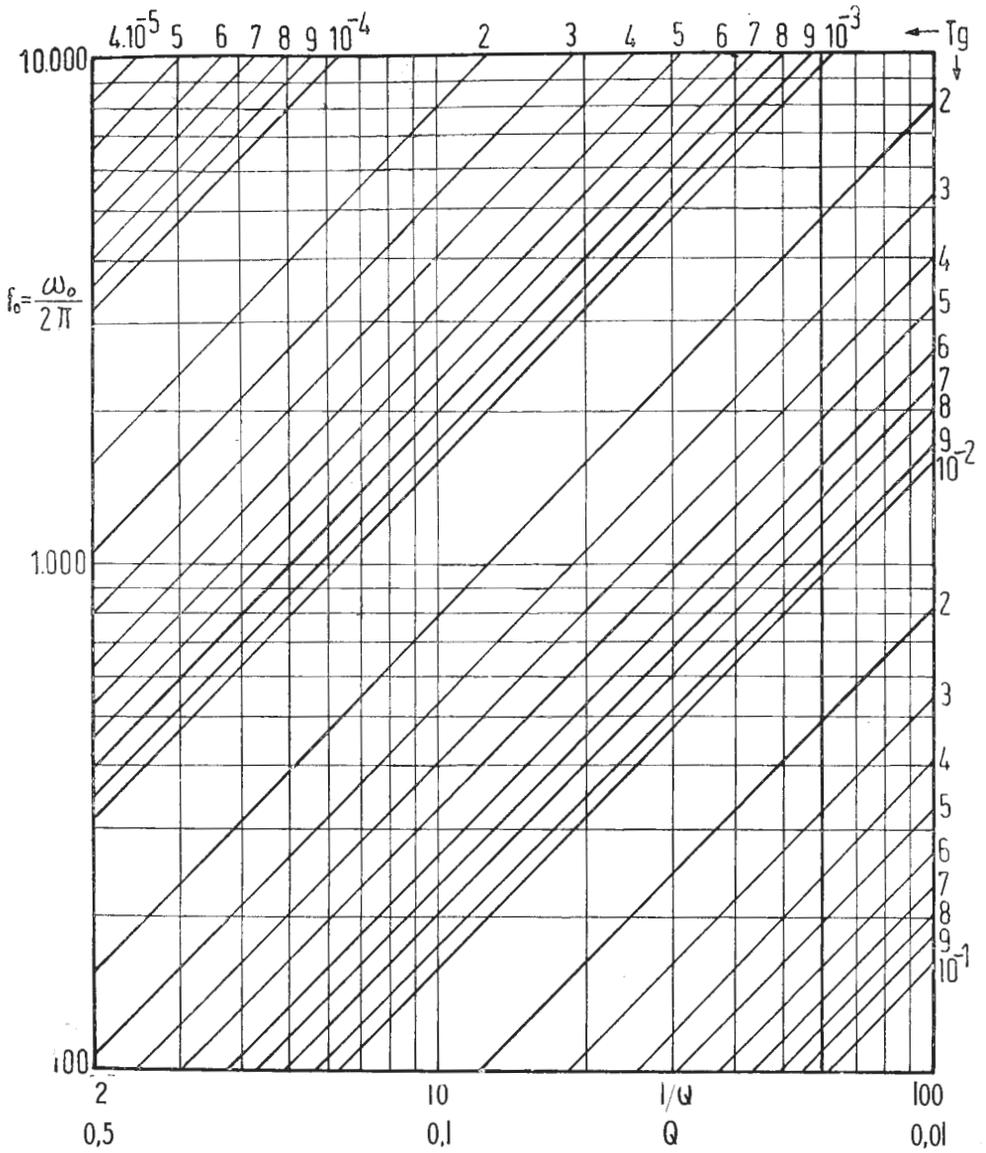


Fig. 9. - Costante di tempo  $T_g$ ; frequenza centrale di gamma  $f_0 = \sqrt{f_M f_m}$ ;  $Q$  per circuiti di accoppiamento RC.

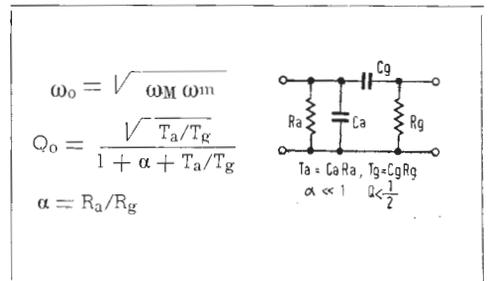


Fig. 10. - Circuito di accoppiamento RC e parametri relativi:

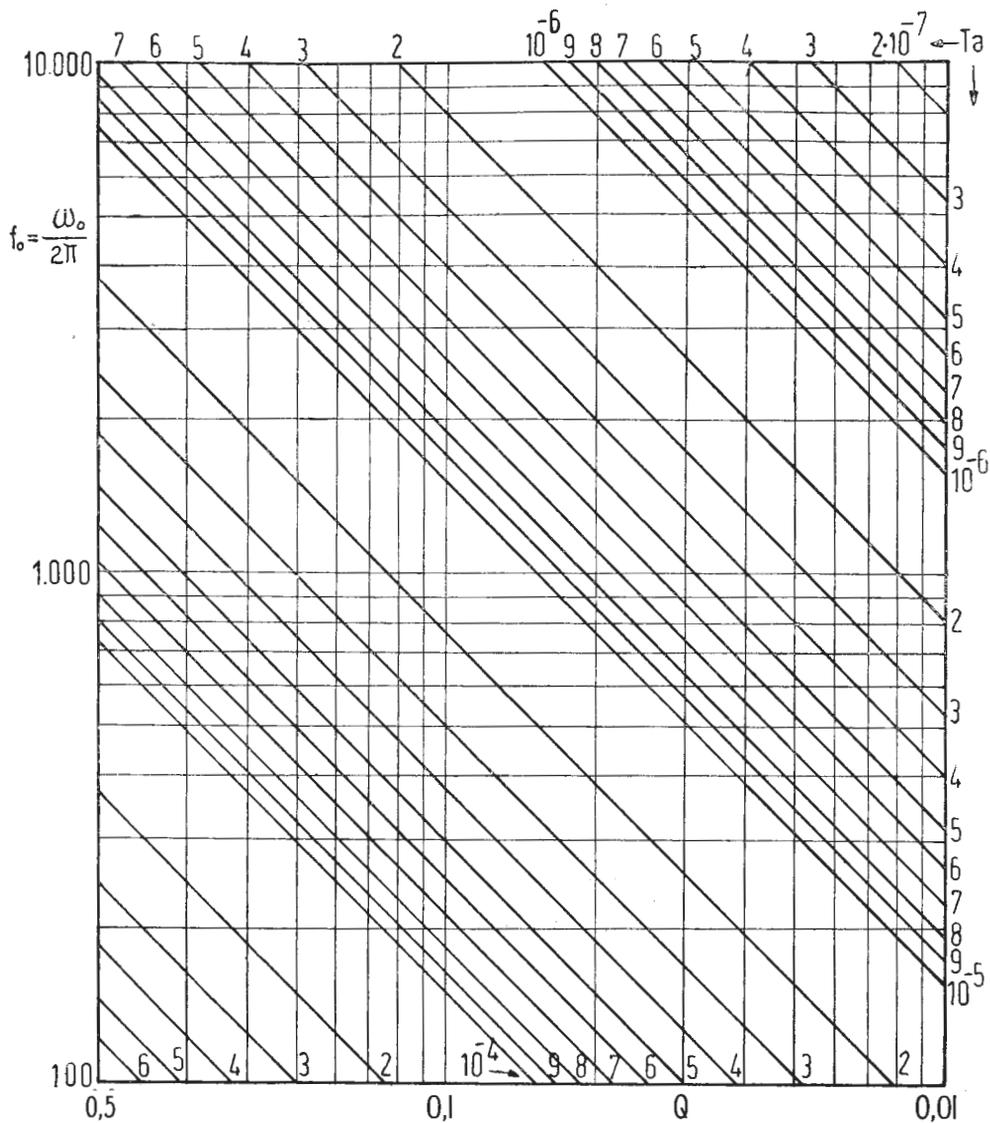


Fig. 11. - Costante di tempo  $T_a$ ; frequenza centrale di gamma  $f_0 = \sqrt{f_M f_m}$ ;  $Q$  per circuiti di accoppiamento RC.

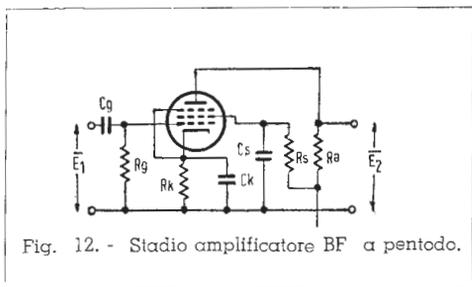


Fig. 12. - Stadio amplificatore BF a pentodo.

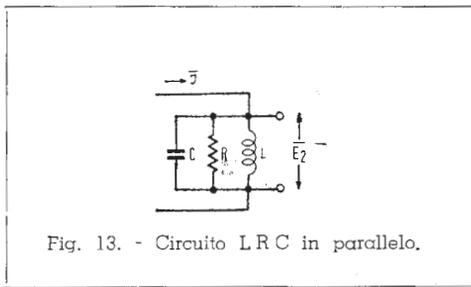


Fig. 13. - Circuito LRC in parallelo.

Questo circuito ha dunque la stessa curva di risposta del circuito di accoppiamento RC, purchè si sostituiscano le (1-25) alle (1-9) e si faccia  $\gamma = 1$ .

Valgono dunque tutte le considerazioni già note, salvo il fatto che non esiste la limitazione

$$Q_0 < \frac{1}{2} \quad (*)$$

Al circuito esaminato si riconduce anche quello di fig. 14 a): esso infatti trasforma nel circuito b) sostituendo alla resistenza in serie  $R_L$  quella in parallelo

$$R_p = \frac{\omega_0^2 L^2}{R_L} = \omega_0 L Q_0.$$

Questo risultato è però approssimato, e tanto maggiormente quanto più alto è il  $Q$  e più piccolo  $\Delta\omega/\omega_0$ : si tratta però di una limitazione di scarsa importanza di fronte a quella costituita dal fatto che le resistenze  $R_L, R_p$ , da noi supposte indipendenti da  $\omega$ , in realtà ne dipendono, poichè esse tengono conto anche di quelle perdite (per isteresi, per correnti parassite, per effetto pelle) che variano con la frequenza.

I risultati sono dunque sempre approssimati, e la approssimazione cresce al crescere del  $Q$ ,

e al diminuire di  $\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ .

Le considerazioni svolte per i circuiti in parallelo valgono anche per quello in serie di fig. 14. Si trova infatti:

$$\frac{\bar{E}}{\bar{I}R} = \frac{\bar{I}_0}{\bar{I}} = 1 + Q_0 \left( \frac{j\omega}{\omega_0} + \frac{1}{j\omega} \right)$$

(\*) Osserviamo che la condizione  $Q_0 = \frac{1}{2}$  equivale in questo caso alla  $R/\omega_0 L = \frac{1}{2}$ , cioè  $R = \frac{1}{2} \sqrt{L/C} = R_c$  resistenza critica per il circuito RCL in parallelo. Per  $R < R_c$  ( $Q_0 < \frac{1}{2}$ ) il circuito risulta aperiodico.

con  $Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R}$ . Si trova dunque la solita

espressione, che questa volta dà però l'attenuazione di corrente (e non di tensione) riferita al valore in risonanza. Vale dunque ancora, per l'attenuazione di corrente, il grafico di fig. 7. —

Il valore del  $Q$  necessario per avere una data attenuazione, per un dato  $\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$  si deduce ancora, per tutti questi circuiti LCR, dall'abaco di fig. 8 (\*).

In genere è poi fissato  $\omega_0$  (cioè la pulsazione di risonanza) e l'impedenza a questo valore della pulsazione.

Tale impedenza vale  $\omega_0 L Q_0$  per i circuiti in parallelo, e  $\frac{\omega_0 L}{Q_0}$  per quelli in serie e, dato il suo valore  $Z$ , e quello di  $Q_0$ , si può da queste formule ricavare  $L$ .

Il calcolo di  $C$  si effettua immediatamente dalla condizione di risonanza  $\omega_0^2 LC = 1$  (\*\*).

(\*) Occorre notare a questo proposito che generalmente si pone  $\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \pm \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$ . Per  $\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \ll 1$  il valore da noi assunto è doppio di quello così definito.

L'eguaglianza  $\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \sim \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$  non vale assolutamente per  $\beta \sim 1$ , o per  $\beta > 1$ : in questo caso occorre sempre usare la 1-13.

(\*\*) La carta di reattanza riportata a pag. 64 del n. 1, 1946 di T.E. permette di determinare direttamente il valore di  $C$  dati  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$  ed  $L$ . Il suo uso in questo caso è ovvio.

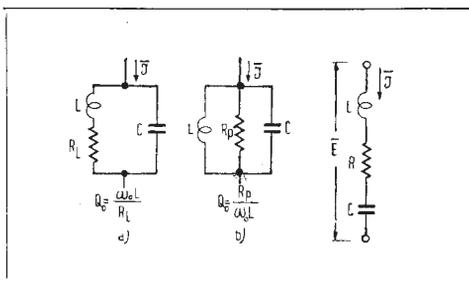


Fig. 14. - Circuiti RCL con resistenza in serie e in parallelo a  $L$ , e circuito RCL in serie.

6. FILTRO DI BANDA.

La teoria rigorosa di questo circuito è svolta in molti trattati ed articoli: ci limiteremo qui, per semplicità, al caso in cui l'accoppiamento  $k$  tra primario e secondario sia tale da dare una curva di risposta con un solo massimo di risonanza.

Se l'accoppiamento è superiore a questo valore  $k_{cr}$  si manifestano al secondario due massimi, ed è proprio per evitare questo fatto che nella grande maggioranza dei casi si cerca di tenere  $k$  eguale o poco inferiore a  $k_{cr}$ .

Le considerazioni qui svolte hanno d'altronde lo scopo di servire in seguito alla trattazione del circuito in regime qualunque, e vengono di proposito mantenute per quanto possibile semplici, ad evitare notevoli complicazioni matematiche nella seconda parte.

Consideriamo dunque il circuito di fig. 15 alimentato al solito a corrente costante  $I$ .

Supporremo che le perdite del circuito siano rappresentabili mediante le due resistenze  $R_1$  ed  $R_2$  in parallelo ai circuiti primario e secondario.

Siano  $\bar{I}_1$  e  $\bar{I}_2$  le correnti che percorrono le induttanze  $L_1$  ed  $L_2$ . Si può allora scrivere, tenuto conto delle cadute di tensione nelle induttanze:  $j_{(\omega)} L_1 \bar{I}_1$ ; delle forze elettromotrici indotte  $j_{(\omega)} M \bar{I}_2$ ; e delle tensioni totali  $\bar{E}_1$  nonchè della condizione  $\sum \bar{I} = 0$  ai nodi:

$$\bar{E}_1 = j \omega L_1 \bar{I}_1 + j \omega M \bar{I}_2; \quad \bar{E}_2 = j \omega L_2 \bar{I}_2 + j \omega M \bar{I}_1$$

$$\bar{I}_1 = \bar{I} - \bar{E}_1 \left( \frac{1}{R_1} + j \omega C_1 \right) \quad (1-26)$$

$$\bar{I}_2 = -\bar{E}_2 \left( \frac{1}{R_2} + j \omega C_2 \right).$$

Le equazioni (1-26) permettono di eliminare  $\bar{E}_1$ ,  $\bar{I}_1$  e  $\bar{I}_2$ , e quindi di determinare  $\bar{E}_1$  in funzione di  $\bar{I}$ . Senza sviluppare il calcolo puramente algebrico riportiamo solo il risultato finale.

Se si pone

$$\frac{M^2}{L_1 L_2} = k^2; \quad Q_1 = \frac{R_1}{(\omega_0) L_1}; \quad Q_2 = \frac{R_2}{(\omega_0) L_2} \quad (1-27)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2}; \quad j \beta = \frac{j \omega}{\omega_0} + \frac{1}{j \omega}$$

si ottiene, nell'ipotesi (sempre verificata nei filtri di banda)  $k^2 \ll 1$ :

$$\frac{\bar{E}_2}{I \sqrt{R_1 R_2}} = \frac{j \omega}{(\omega_0)} \sqrt{Q_1 Q_2 k^2} \quad (1-28)$$

$$= \frac{\omega}{(\omega_0)} \frac{Q_1 Q_2 k^2}{Q_1 Q_2 k^2 - (j \frac{\omega}{\omega_0})^2 (1 + j Q_1 \beta) (1 + j Q_2 \beta)}$$

In risonanza si ha  $\frac{\omega}{\omega_0} = 1$ ,  $\beta = 0$  e quindi

$$\frac{\bar{E}_{ris}}{I \sqrt{R_1 R_2}} = j \frac{\sqrt{k^2 Q_1 Q_2}}{1 + k^2 Q_1 Q_2} = j \psi(x) \quad (1-29)$$

Il fattore  $j$  al secondo membro indica che in risonanza le tensioni primaria e secondaria sono in quadratura.

La funzione  $\psi(x) = \psi(k^2 Q_1 Q_2)$  ha una massimo eguale a  $\frac{1}{2}$  per  $x = 1$ , come si verifica

eguagliando a zero la derivata  $\frac{d\psi}{dx}$ . La tensione di uscita massima in risonanza si ottiene dunque per  $k^2 Q_1 Q_2 = 1$ .

Se  $Q_1 = Q_2 = Q$  questa condizione assicura come vedremo una curva di risposta ad un solo massimo: se invece  $Q_1 \neq Q_2$  tale curva si ottiene con una condizione diversa e per la quale

risulta sempre  $k^2 Q_1 Q_2 > 1$  e quindi  $\psi < \frac{1}{2}$ .

Poichè l'andamento della curva di risposta è molto acuto (essendo sempre  $Q_1, Q_2 \gg 1$ ) la tensione secondaria scende a valori molto bassi appena

il  $\frac{\omega}{\omega_0}$  si allontana sensibilmente da 1 e quindi i termini  $\frac{\omega}{\omega_0}$ ;  $\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2$  nella (1-28) po-

tranno venir posti eguali ad uno, commettendo un errore sensibile solo in quelle zone della curva di risonanza che sono molto lontane dal massimo e che non presentano interesse. Così

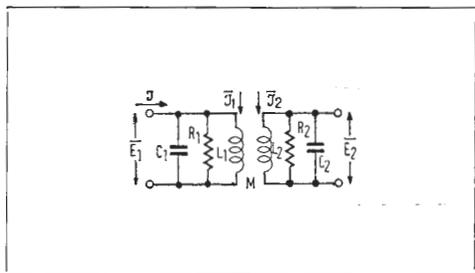


Fig. 15. - Circuito equivalente a un filtro di banda a due circuiti.

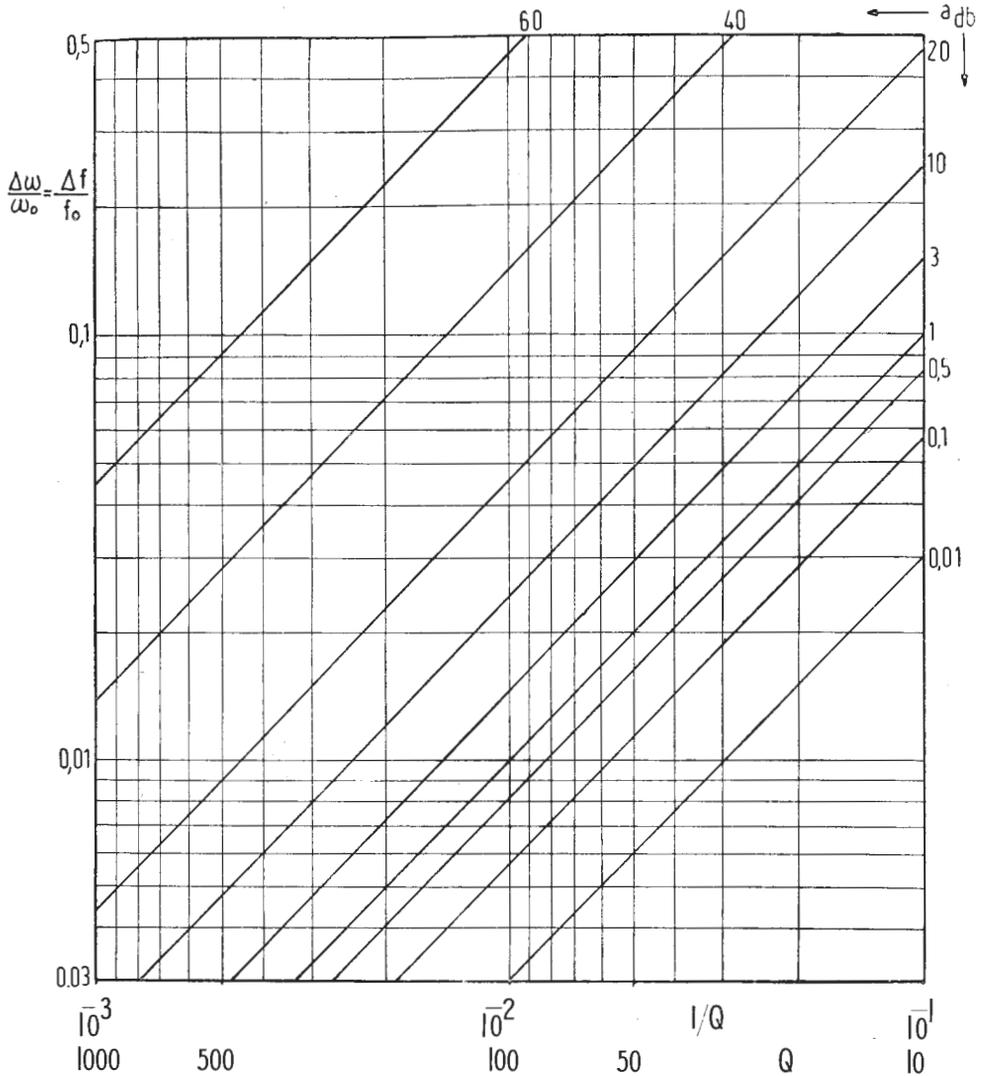


Fig. 16. - Scarto relativo di frequenza  $\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{\Delta f}{f_0}$ ; attenuaz.  $a$  in decibel;  $Q = 2 \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2}$  per filtri di banda a due circuiti.

facendo il rapporto  $\frac{\bar{E}_2}{I \sqrt{R_1 R_2}}$  viene a dipendere da  $\omega$  solo attraverso il parametro  $\beta$ .

Dividendo membro a membro la (1-29) per la (1-28) si ottiene allora:

$$\left| \frac{\bar{E}_{ris}}{\bar{E}_2} \right| = \frac{Q_1 Q_2 k^2 + (1 + j Q_1 \beta)(1 + j Q_2 \beta)}{1 + Q_1 Q_2 k^2}$$

La curva di attenuazione riferita alla tensione

in risonanza è data dal modulo di  $\frac{\bar{E}_{ris}}{\bar{E}_2}$ , cioè:

$$\left| \frac{\bar{E}_{ris}}{\bar{E}_2} \right| = \frac{\sqrt{(1 + k^2 Q_1 Q_2)^2 + (Q_1^2 + Q_2^2 - 2 Q_1 Q_2 k^2) \beta^2 + \dots}}{1 + k^2 Q_1 Q_2 + Q_1^2 Q_2^2 \beta^4 + \dots + 1 + k^2 Q_1 Q_2}$$

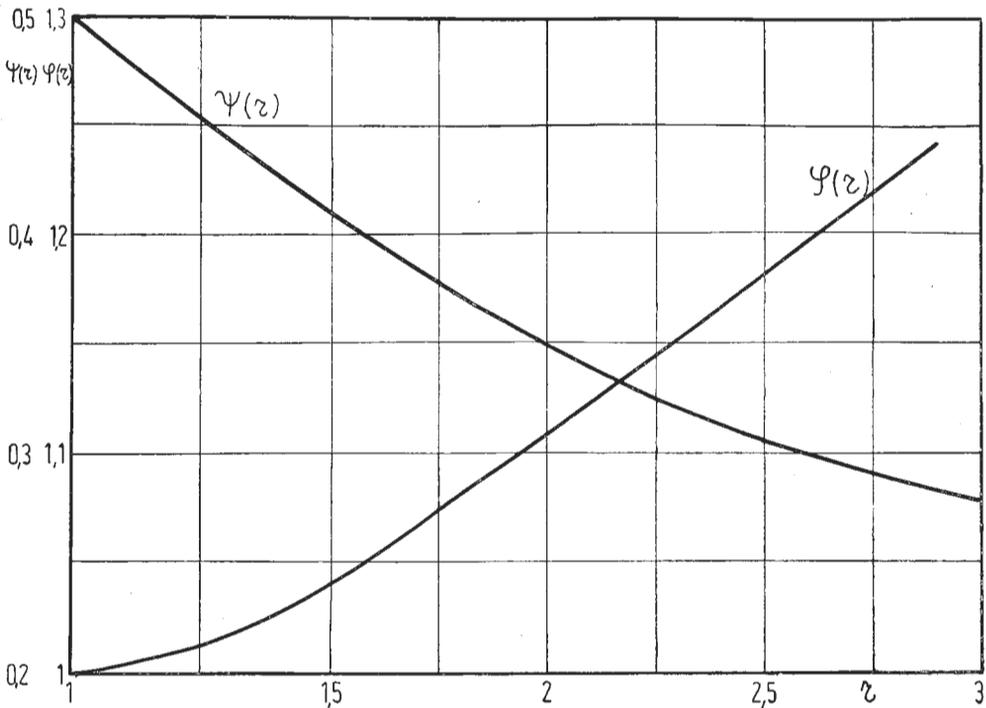


Fig. 17. - Andamento delle funzioni  $\varphi(r)$ ;  $\psi(r)$ , dove  $r = \frac{Q_1}{Q_2}$ .

Se si pone il coefficiente di  $\beta^2 = 0$ , cioè se si fa  $Q_1^2 + Q_2^2 = 2 Q_1 Q_2 k^2$ , o anche

$$k^2 Q_1 Q_2 = \frac{1}{2} \left( \frac{Q_1}{Q_2} + \frac{Q_2}{Q_1} \right) \quad \text{a)}$$

$$k^2 = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{Q_1^2} + \frac{1}{Q_2^2} \right) \quad \text{b)}$$

(1-30)

$$\left| \frac{\bar{E}_{ris}}{E_2} \right| = \sqrt{1 + \left( 2 \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2} \right)^4 \frac{\beta^4}{4}}$$

la curva di attenuazione presenta un solo minimo per  $\omega = \omega_0$ , cioè per  $\beta = 0$ :

Se si pone

$$Q = 2 \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2} \quad (1-31)$$

essa assume la forma più nota

$$\left| \frac{\bar{E}_{ris}}{E_2} \right| = \sqrt{1 + \frac{Q^4 \beta^4}{4}} \quad (1-32)$$

e la condizione di accoppiamento critico diviene

$$k^2_{cr} = \frac{1}{Q^2} \frac{\frac{Q_1}{Q_2} + \frac{Q_2}{Q_1}}{1 + \frac{1}{2} \left( \frac{Q_1}{Q_2} + \frac{Q_2}{Q_1} \right)}$$

che, posto  $\frac{Q_1}{Q_2} = r$ , e

$$\varphi(r) = \left( r + \frac{1}{r} \right) / \left[ 1 + \frac{1}{2} \left( r + \frac{1}{r} \right) \right]$$

diviene

$$K_{cr} = \frac{\varphi(r)}{Q} \quad (1-33)$$

Introducendo  $r = Q_1/Q_2$  nella (1-31) si ottiene poi

$$Q_1 = \frac{Q}{2} (1 + r) \quad (1-34)$$

L'abaco di fig. 16 è analogo a quello riportato in fig. 8, è ricavato alla stessa maniera, e

serve agli stessi scopi. Da esso si ricava, data l'attenuazione  $\alpha$  in decibel, richiesta per un certo valore di  $\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{\omega_M - \omega_m}{\omega_0}$ , il  $Q$  necessario,

e quindi dalla (1-34) si ottiene il valore di  $Q_1$ . Il rapporto  $r$  è generalmente fissato con considerazioni che dipendono dal particolare impiego del filtro di banda: ad esempio se questo deve fornire tensione ai diodi rivelatori di una super il  $Q$  del circuito secondario dipenderà essenzialmente dal carico rappresentato dal circuito di rivelazione.

Noi supporremo  $Q_2 \leq Q_1$  e quindi  $r \geq 1$ .

Determinato  $Q_1$  si ricava  $Q_2$  dalla  $Q_2 = \frac{Q_1}{r}$ .

Noti così  $Q$ ,  $Q_1$ ,  $Q_2$  ed  $r$  si può determinare  $k_{cr}$  mediante la (1-33).

La fig. 17 fa per altro vedere come  $\varphi(r)$  sia poco diverso da 1 per valori di  $r$  da 1 a 3.

Si può dunque porre  $k_{cr} = \frac{1}{Q}$  con un errore

massimo del 25% per  $r=3$ , che ha ben poca importanza poiché l'accoppiamento va aggiustato sperimentalmente nel filtro già costruito.

L'ultima quantità che è necessario conoscere è l'impedenza mutua in risonanza  $Z_{12}$  che permette di calcolare la tensione di uscita in risonanza  $E_{ris}$ , nota la corrente di ingresso  $I$ . Se il filtro di banda è alimentato da una valvola di pendenza dinamica  $S_d$ , comandata da una tensione di griglia  $E_g$  si ha  $I = S_d E_g$  e quindi chiamando  $A$  la amplificazione di stadio:

$$\left| \frac{E_{ris}}{E_g} \right| = A = S_d |Z_{12}|.$$

Nota  $Z_{12}$  si può dunque determinare l'amplificazione  $A$  del circuito valvola + filtro.

Dalla (1-29) si ottiene

$$|Z_{12}| = \left| \frac{E_{ris}}{I} \right| = \frac{\sqrt{k^2 Q_1 Q_2}}{1 + k^2 Q_1 Q_2} \sqrt{R_1 R_2}$$

che, tenuto conto della (1-30 a) e di  $\frac{Q_1}{Q_2} = r$  diviene

$$|Z_{12}| = \sqrt{R_1 R_2} \sqrt{\frac{1}{2} \left( r + \frac{1}{r} \right)}$$

$$= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2} \left( r + \frac{1}{r} \right)} = \sqrt{R_1 R_2} \gamma(r)$$

#### ERRATA CORRIGE:

Preghiamo i lettori di voler scusare un errore nella fig. 4, pag. 20, del numero precedente. In questa figura le diciture (a) e (b) delle due curve vanno tra loro invertite e la scala delle ascisse deve essere corretta ponendo  $\omega T = 0,1$  alla fine della scala e  $\omega T = 10$  all'inizio. I valori di  $\omega T$  intermedi tra 0,1 e 10 si leggono quindi sulla scala logaritmica delle ascisse procedendo da destra verso sinistra, e non come in tutte le altre figure, da sinistra a destra.

dove

$$\gamma(r) = \sqrt{\frac{1}{2} \left( r + \frac{1}{r} \right)} \left/ \left[ 1 + \frac{1}{2} \left( r + \frac{1}{r} \right) \right] \right.$$

Ma  $R = \omega_0 L Q$ , e quindi

$$|Z_{12}| = \omega_0 Q_1 \sqrt{L_1 L_2} \gamma(r) / \sqrt{r}$$

che si può scrivere, posto

$$L = \sqrt{L_1 L_2}, \quad \frac{\gamma(r)}{\sqrt{r}} = \psi(r);$$

$$|Z_{12}| = \omega_0 L Q_1 \psi(r)$$

dove  $\psi(r)$  è la funzione riportata in fig. 17 (assieme alla  $\varphi(r)$ , che già abbiamo incontrato).

Poiché  $\omega_0$ ,  $Q_1$ ,  $r = \frac{Q_1}{Q_2}$  sono già noti si ricava di qui, fissato  $|Z_{12}|$ , il valore di  $L$ , o viceversa.

Fissato poi, in base a criteri dipendenti dalle particolari circostanze di impiego,  $L_1$  (o  $L_2$ ) e noto  $L = \sqrt{L_1 L_2}$  si ricava  $L_2$  o  $L_1$ .

Lo studio fatto ci ha dunque permesso di riunire nei grafici di figg. 16 e 17, e nelle formule

$$\left. \begin{aligned} r &= \frac{Q_1}{Q_2} & Q_1 &= \frac{Q}{2} (1+r) \\ |Z_{12}| &= \omega_0 L Q_1 \psi(r) & A &= S_d |Z_{12}| \end{aligned} \right\} \quad (1-35)$$

tutti gli elementi necessari al calcolo di un filtro di banda con curva ad un sol massimo e con valori anche diversi del  $Q$  primario e secondario.

Abbiamo così concluso l'esame del comportamento (a regime alternativo sinusoidale permanente) dei circuiti che ci eravamo proposti all'inizio, e ci siamo procurati, nella forma più adatta, gli elementi per proseguirlo in regime qualunque, come verrà fatto in un prossimo articolo. (\*)

(\*) I circuiti esaminati in questo articolo hanno formato l'oggetto di molti e pregevoli studi sia su pubblicazioni periodiche, sia su testi di radiotecnica. Si è quindi preferito non riportare un elenco bibliografico, perchè esso sarebbe risultato troppo esteso, oppure incompleto, ed anche perchè la trattazione qui svolta si discosta in qualche punto da quelle più generalmente adottate.

L'autore ringrazia la Società Scientifica Radio Brevetti Ducati, per avere permesso la pubblicazione integrale di questo studio, che ha preso origine da alcuni lavori teorici svolti presso la Divisione Ricerche della Società.



# Valvole *italiani*

## Trasmittenti

*particolarmente indicate*

### PE 06/40 PENTODO TRASMITTENTE

Catodo: ad ossidi, accensione indiretta

$V_i = 6.5 \text{ V}$	$I_i = 1.3 \text{ A}$	$I_s = 800 \text{ mA}$
$I_{k \text{ max}} = 130 \text{ mA}$	$V_{g2 \text{ max}} = 300 \text{ V}$	$V_a \text{ max} = 600 \text{ V}$
$W_{g2 \text{ max}} = 5 \text{ W}$	$W_a \text{ max} = 25 \text{ W}$	$\mu_{g1-g2} = 5.5$
	$V_{kt \text{ max}} = 75 \text{ V}$	$S (I_a = 40 \text{ mA}) = 4 \text{ mA/V}$
$C_{at} = 8.6 \text{ pF}$	$C_{fg1} = 14 \text{ pF}$	$C_{ag1} = 0.1 \text{ pF}$

Classe C. telegrafia: 40 watt utili su 15 m.  
Coppia in controfase: 60 watt utili su 5 m.

Classe C. telefonia: modulazione anodica e di schermo 36 watt su 15 m.  
Coppia in controfase: 40 watt su 5 m.

### PE 1/80 PENTODO TRASMITTENTE

Catodo: ad ossidi, accensione indiretta

$V_i = 12 \text{ V}$	$I_i = 0.9 \text{ A}$	$I_s = 1 \text{ A}$
$I_{k \text{ max}} = 160 \text{ mA}$	$V_{g2 \text{ max}} = 500$	$V_a \text{ max} = 1000$
$W_{g2 \text{ max}} = 6 \text{ W}$	$W_a \text{ max} = 35 \text{ W}$	$\mu_{g1-g2} = 3.9$
	$V_{kt} = 170 \text{ V}$	$S (I_a = 40 \text{ mA}) = 2.5 \text{ mA/V}$
$C_{at} = 12 \text{ pF}$	$C_{fg1} = 15 \text{ pF}$	$C_{ag1} = 0.1 \text{ pF}$

Classe C. telegrafia: 80 watt utili su 15 m.  
Coppia in controfase: 65 watt utili su 5 m.

Classe C. telefonia: modulazione anodica e di schermo 60 watt utili  
modulazione di soppressore: coppia in controfase 16 watt  
utili su 5 m.

SCONTO SPECIALE AI SOCI DELLA A.R.I.

# PHILIPS *radio*

# Per uno schedario biografico dei tecnici italiani...

L'Editrice « Il Rostro » ha in avanzato stadio di preparazione l'« Agenda del Radiotecnico 1948 di T.E. » che uscirà puntualmente a metà dicembre con un contenuto tecnico-redazionale notevolmente aumentato.

Infatti oltre ad un concreto ampliamento del formulario radiotecnico è prevista una nuova rubrica di « schemi tipici per il laboratorio » di grande utilità pratica; inoltre verrà per la prima volta in Italia pubblicato il « Chi è? » radiotecnico italiano, raccolta di dati biografici e professionali delle principali figure del nostro campo, sia in quello scientifico, sia tecnico, industriale o dilettantistico.

E' pertanto con viva cordialità che preghiamo tutti gli interessati all'iscrizione nella rubrica « Chi è? » a riempire l'allegata scheda con quelle succinte notizie che, a loro giudizio, potranno mettere nella giusta ed obbiettiva luce la loro personalità. Sappiamo che il tecnico italiano è particolarmente schivo da ogni forma di esibizionismo; ma T.E. ha dato

costantemente prova (veri rubrica « Collaboratori ») di saper trattare la delicata materia mantenendosi sempre su di un piano nel quale « stile » e « dignità » prevengono qualsiasi obiezione. Si noti che il « Chi è? » radiotecnico italiano non vuole tanto avere per scopo, forse in antitesi al suo nome ispirato ad illustri precedenti, quello di « far conoscere » delle personalità del nostro mondo; esse, nella maggior parte, lo sono già, di nome. Questa rubrica si prefigge piuttosto di fornire ai lettori dei dati professionali (indirizzo, attività tecnica preminente ecc.) di personalità tecniche in modo da facilitare quella collaborazione e quelle iniziative che non possono che tornare a vantaggio della nostra attività tecnica.

Ci sembra superfluo sottolineare che l'inserzione di tutti i dati richiesti nella rubrica « Chi è? » non solo è gratuita, ma implica da parte nostra un senso di vivo ringraziamento nei confronti dei cortesi aderenti.

TAGLIARE E SPEDIRE A TECNICA ELETTRONICA

Saremo grati se vorrete riempire, anche con quei dati biografici e professionali che riterete più opportuni questa scheda per la pubblicazione nel « Chi è? » radiotecnico italiano. E' gradita ma non indispensabile, la fotografia del compilatore.

COGNOME ..... NOME .....

ABITANTE IN ..... VIA .....

TELEFONO .....

NATO A ..... IL ..... (facoltativo).

ATTIVITA' PROFESSIONALE

.....  
.....  
.....

SPECIALITA' TECNICA (NEL CAMPO RADIOELETTRONICO) PREFERITA

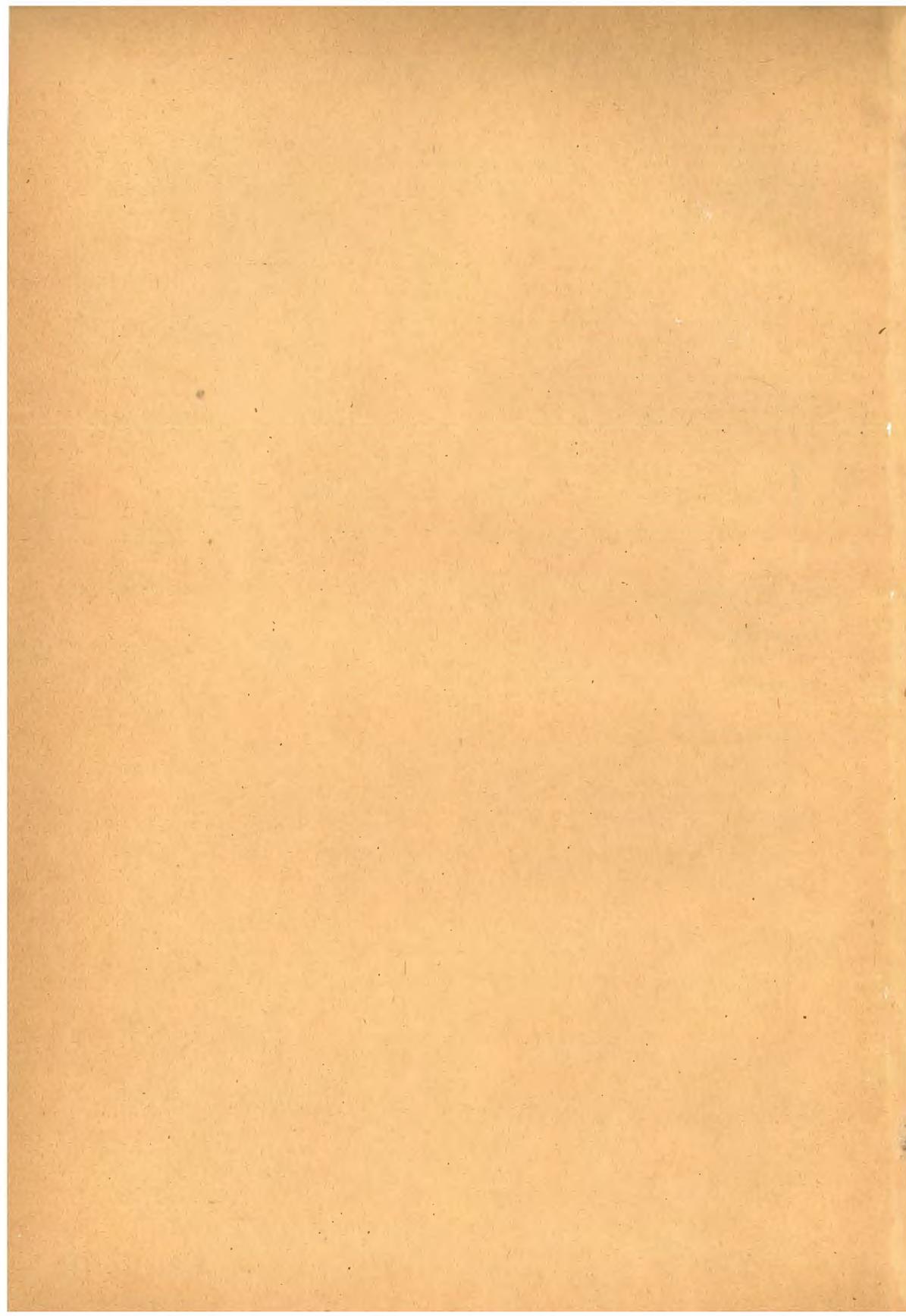
.....  
.....  
.....

ATTIVITA' EXTRA RADIO PREFERITA (facoltativo)

.....  
.....  
.....

ALTRE NOTIZIE (facoltative). [TITOLI ACCADEMICI, ONORIFICENZE, ASSOCIAZIONI TECNICHE-CULTURALI FREQUENTATE, ECC.]

.....  
.....  
.....



# LA MISURA DELLE CORRENTI A RADIOFREQUENZA

Claudio Egidi

Class. Dec. R 242.12

*Dopo avere considerato in generale il problema della misura di corrente a radiofrequenza mediante termocroci, con riferimento alle caratteristiche proprie ed a quelle degli strumenti per corrente continua ad esse associati, vien riferito in modo particolare su alcune termocroci costruite in Italia e sulle loro caratteristiche.*

*Si appunta particolarmente l'attenzione del lettore sulla corretta interpretazione delle misure di corrente, specialmente alle frequenze più alte, in relazione con l'inevitabile disturbo portato dalla introduzione della termocroce nel circuito di misura.*

## 1. I MEZZI USATI NELLA PRATICA PER LA MISURA DELLE CORRENTI.

I mezzi più diffusi nella pratica per la misura rapida e precisa delle correnti a radiofrequenza sono le termocroci o croci termoelettriche (1). In esse si utilizza il calore sviluppato per effetto Joule entro conduttori di opportune caratteristiche, misurando poi elettricamente la sopraelevazione di temperatura che nei conduttori stessi si manifesta al passaggio della corrente.

Vi sono anche altri strumenti, elettrodinamici o fotoelettrici, oppure termici ma con diversa utilizzazione del calore: per le frequenze più elevate il loro uso è però generalmente limitato ad installazioni di laboratorio.

## 2. GENERALITÀ SULLE TERMOCROCI E SUGLI STRUMENTI RELATIVI.

Qui intendiamo limitarci a considerare le termocroci: esse sono costituite da un filamento, detto scaldatore, e da una termocoppia o coppia termoelettrica, il cui giunto caldo assume praticamente la temperatura del centro dello scaldatore e il cui giunto freddo è posto a temperatura ambiente: secondo la portata, la termocroce si costruisce in aria o nel vuoto. La fig. 1 fornisce le disposizioni schematiche e costruttive maggiormente diffuse.

I due estremi liberi della termocoppia vengono

(1) In tedesco si usa il termine «Thermokreuz»; in italiano si parla invece comunemente di «termocoppie», ma il termine è improprio, in quanto termocoppia è soltanto una parte della termocroce od anche un generico termometro elettrico a coppia termoelettrica.

usualmente connessi con un sensibile millivoltmetro (la cui portata è al massimo di una decina di millivolt). Diversi sono i criteri di scelta di un tale strumento, ma si tenga innanzi tutto presente che per avere uno strumento economicamente conveniente, atto cioè a utilizzare bene l'energia prodotta dal termoelemento, occorre che le resistenze interne dei due siano uguali o molto prossime, perché soltanto in questo modo si ha il massimo trasferimento di energia.

Nel caso che si disponga di due o più strumenti aventi la medesima portata voltmetrica, converrà però quello che presenta la più elevata resistenza interna, in quanto ad esso corrisponde una maggiore deviazione; se invece gli strumenti a disposizione hanno la medesima portata amperometrica, la massima deviazione compete a quello che ha la minore resistenza interna. Semplici deduzioni analitiche sono riportate in Appendice.

In pratica si trovano in commercio strumenti buoni (costruiti ad esempio dalla Allocchio e Bacchini), da 6 mV e 10  $\Omega$  (portata amperometrica 600  $\mu$ A); strumenti di maggior pregio hanno portate di 2.4 mV e 240  $\mu$ A (resistenza della bobina mobile di 10  $\Omega$ , nel «Cambridge Unipivot Versatile Galvanometer»). La casa Weston costruisce strumenti ad una sola portata, da 1; 1.5; 2; 3; 5; 7.5 mV (5; 7.5; 10; 15; 25; 37.5  $\Omega$ ), e multipli, da 10-5-2 mV (50-25-10  $\Omega$ ) («Model 622 Supersensitive Instrument»). In Europa è stato costruito uno strumento con sospensione galvanometrica (galvanometro Siemens a tacca luminosa), che ha la portata di 1 mV con 20  $\Omega$ , oppure di circa 0.7 mV con 14  $\Omega$ , e presenta doti di ec-

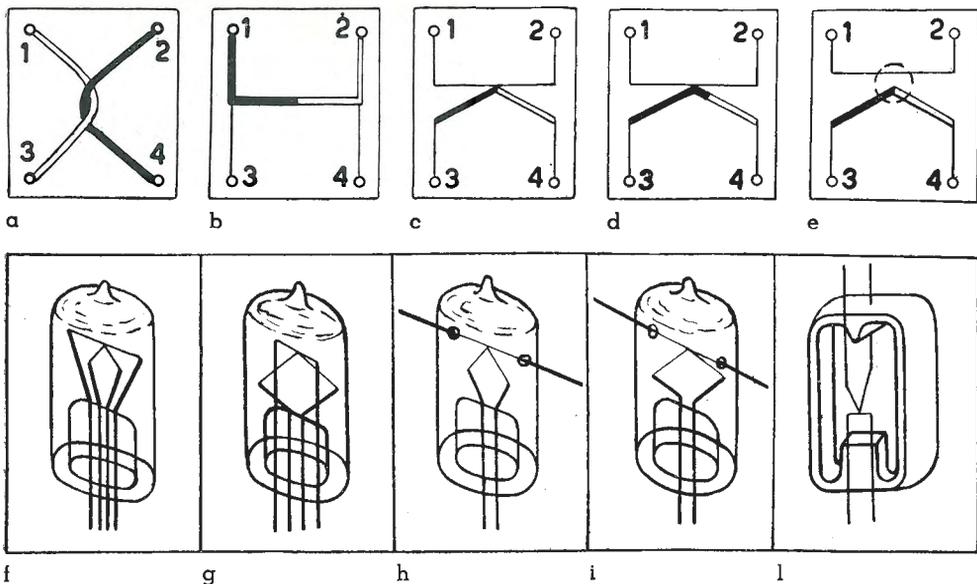


Fig. 1. - Disposizioni schematiche (a, ... e) di termocroci: a) primo modello ideato dal Klemencic; b) modello con tratto in comune fra il circuito primario (1 e 2) e il secondario (3 e 4) c) modello a termoelemento saldato con lo scaldatore nel punto di giunzione; d) modello saldato, ma con saldatura lontana dalla giunzione; e) modello a giunto isolato dallo scaldatore. Disposizioni costruttive per alte frequenze (f, ... l); f) modello normale a uscite

da una sola parte ed elementi complanari; g) come sopra, ma con gli elementi su piani ortogonali (ad esempio, Casa Lange); h) modello a scaldatore rettilineo e termocoppia complanare; i) come sopra, ma con la termocoppia su piano ortogonale allo scaldatore (ad esempio, Casa Leam); l) modello con scaldatore e termoelemento su piani ortogonali e uscite da parti opposte (Casa G. R. Co.).

cezionale permanenza e robustezza, del tutto paragonabili a quelle degli strumenti con sospensione ad aghi. I più sensibili tra gli strumenti portatili, anche essi permanenti e robusti, sono infine i galvanometri Lange della serie MG; fra essi i più adatti per le termocroci sono il tipo MG O (circa  $1.10^{-6}$  V/div e quindi  $200 \mu\text{V}$  di portata, con una resistenza di  $17 \Omega$ ) e il tipo MG 1 ( $1.19 \mu\text{V}/\text{div}$  e quindi  $238 \mu\text{V}$  di portata, con  $44 \Omega$  di resistenza).

Lo scaldatore è costituito da un filo sottile di lega ad elevata resistività, come ad esempio manganina, costantana, nichelcromo. Quest'ultima lega è molto usata nelle termocroci di costruzione nazionale, fino a radiofrequenze di valore abbastanza elevato, ma comunque non superiore a circa 50 MHz, mentre le sue proprietà generalmente ferromagnetiche ne sconsigliano l'uso alle frequenze elevatissime. La resistenza dello scaldatore varia tra un centinaio di ohm (per portate dell'ordine di 1 o 2 mA) e qualche

decimo di ohm (per portate dell'ordine dell'ampere). Per portate maggiori si usano anche piattine o tubicini di metalli vari (ad esempio di platino) e le resistenze degli scaldatori scendono da circa  $0.03 \Omega$  (per 5 A) a valori più bassi; negli strumenti Weston, ad esempio, la potenza assorbita dallo scaldatore è di  $0.15 \text{ W/A}$  allorché la portata supera i 5 A (da questo dato si deduce immediatamente il valore della resistenza).

La coppia è costituita da fili sottili saldati, di leghe quali rame-costantana, ferro-costantana, manganina-costantana. La seconda delle due leghe è sempre presente, per effetto del suo elevato « potere termoelettrico » o « f.t.e.m. (forza termoelettromotrice) specifica », che a temperatura ordinaria è dell'ordine di  $40 \div 50 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$  rispetto al rame. La giunzione dei due termoelementi può essere direttamente saldata nel centro dello scaldatore (termocroce a giunto saldato, adatta per frequenze basse), oppure unita ad essa mediante una perlina di sostanza vitrea,

termicamente conduttrice ma elettricamente isolante (termocroce a giunto isolato, adatta per frequenze alte).

Costruttivamente si conoscono tipi molto diversi di termocroci, cominciando dal primo modello ideato dal Klemencic (fig. 1 a), per giungere fino alla termocroce speciale G.R.Co. fig. 1 b).

### 3. CARATTERISTICHE DELLE TERMOCROCI.

Conviene studiare separatamente il funzionamento a corrente continua e quello a radiofrequenza: entrambi vengono analizzati con particolare riferimento ad una serie di termocroci costruite dalla « Termoelettrica » di M. G. Magnani in Besana Brianza. Esse sono state fatte oggetto di accurato esame sperimentale ed hanno dato buoni risultati (2).

#### a) Funzionamento a corrente continua. —

Entro ampi limiti di temperatura la resistenza dello scaldatore resta praticamente costante e quindi la potenza da esso perduta sotto forma di calore è proporzionale al quadro della corrente:  $Q = RI^2$ . D'altra parte si può parimenti ammettere che sussista una relazione di proporzionalità fra la sopraelevazione di temperatura  $T$  del giunto caldo (rispetto al giunto freddo) e la quantità di calore, per modo che  $T = hQ$ . Nelle termocoppie normalmente usate la relazione che lega la f.t.e.m. rivelata per effetto termoelettrico (o Seebeck) con la sovratemperatura del giunto caldo è lineare per cui, detta  $V$  la tensione ai capi del millivoltmetro, si può scrivere  $V = kT$ . Concludendo, l'indicazione  $V$  dello strumento è praticamente proporzionale al quadrato della corrente ( $V \propto I^2$ ), cosicchè esso può venire graduato direttamente in correnti (con scala quadratica), anzichè (oppure oltre che) in tensioni (con scala lineare). Tuttavia una tale relazione non si verifica in tutto il campo di funzionamento della termocroce, bensì in un tratto limitato di esso; la proprietà corrispondente, detta « quadraticità », è molto importante, in quanto consente di tracciare una unica graduazione di corrente sulla scala del millivoltmetro, anche nel caso che venga sostituita una termocroce con un'altra. In tale eventualità si manifesteranno evidentemente differenze in valore assoluto nella taratura dello strumento, ma esse potranno ve-

nire compensate semplicemente introducendo resistenze di regolazione in serie o in parallelo con il millivoltmetro.

Generalmente la zona quadratica comincia dallo zero e termina ad un valore assai inferiore alla portata nominale, mentre nel tratto successivo, che si protrae in zona di sovraccarico e giunge fino al punto di bruciatura dello scaldatore, si verifica più generalmente una relazione  $V = kIn$ , ove il valore di  $n$  va progressivamente diminuendo e passa dal valore 2 a circa 1.

Si tenga tuttavia ben presente che lo scostamento della caratteristica effettiva rispetto a quella quadratica teorica non ha relazione alcuna, come taluno potrebbe credere a prima vista, con l'attitudine dello strumento a misurare il valore efficace. Una tale attitudine è infatti legata intrinsecamente all'avere riportato la misura della corrente ad una misura di quantità di calore, utilizzando la legge di Joule, secondo la quale la detta quantità di calore dipende dal valore efficace della corrente attraverso lo scaldatore.

Il detto andamento quadratico, caratteristico delle termocoppie, presenta praticamente lo svantaggio di restringere notevolmente il campo di utilizzazione di un singolo strumento, in quanto che alla metà della corrente della portata nominale corrisponde una deviazione di  $\frac{1}{4}$  del fondo scala, ad un terzo della prima, un nono della seconda e così via. In un amperometro da 2 A fondo scala non si potranno ad esempio misurare correnti inferiori a circa 0,5 A, in quanto una tale corrente corrisponde già ad  $\frac{1}{16}$  della deviazione di fondo scala.

Se ne conclude che, per poter eseguire misure di corrente entro una estesa gamma di valori, è necessario disporre di numerosi strumenti, in modo che il rapporto fra le portate di due strumenti consecutivi non superi il valore 2 o 3 al massimo. Portate comuni sono ad esempio (1), (2), 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500 mA, 1, 2, 5, 10, 20 A. Le termocroci da 1 a 500 mA sono costruite solitamente nel vuoto, mentre quelle di portate superiori sono in aria; le termocroci da 1 a 2 mA sono state indicate fra parentesi, perchè di costruzione difficile e di non grande utilità, a causa della elevatissima resistenza dello scaldatore.

Data la quadraticità della scala si presenta assai grave il pericolo di un « sovraccarico » temporaneo e permanente, cui facilmente segue la bruciatura dello scaldatore; la capacità da parte di quest'ultimo di sopportare un buon so-

(2) C. EGIDI: « Caratteristiche di termocroci di produzione nazionale ». L'Elettrotecnica, 1946, XXXIII, p. 322-326.

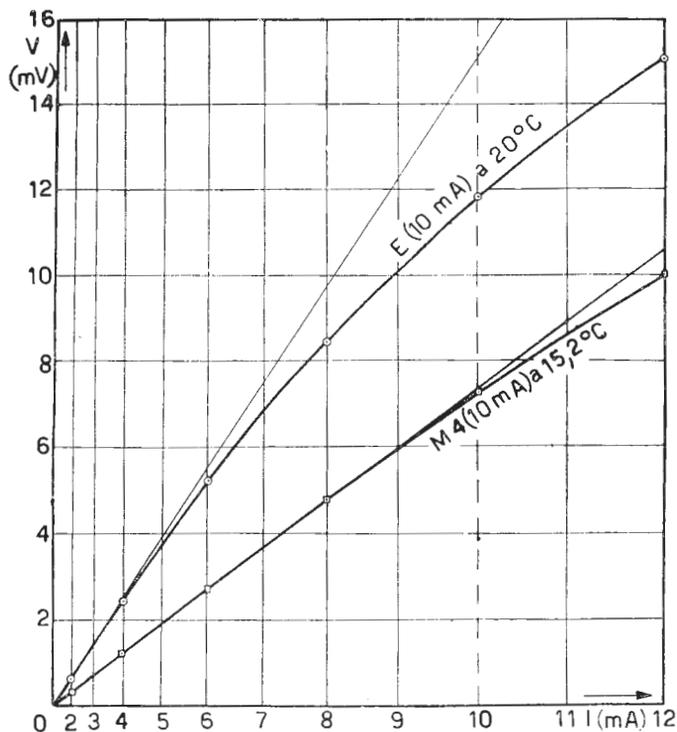


Fig. 2 - Curve caratteristiche per una delle termocroci della serie esaminata (M 4) e per una estera (E) della medesima portata nominale 10 mA).

vraccarico è in contrasto con la convenienza pratica di ottenere una elevata f.t.e.m. (per esempio 12 mV per la portata nominale). Si adotta al solito una soluzione di compromesso, ma noi crediamo conveniente sacrificare la seconda alla prima esigenza e preferire quindi sempre le termocroci dotate di forte sovraccaricabilità (per esempio del 100 %), anche se per esse si richiede uno strumento sensibile.

Tale criterio è stato opportunamente seguito nella costruzione delle termocroci esaminate. Esse hanno portate comprese fra 5 e 100 mA, secondo la sequenza 5, 10, 20, 30, 50, 100 mA; le resistenze degli scaldatori variano fra 80  $\Omega$  (per 5 mA di portata) e 3  $\Omega$  (per 100 mA di portata); quelle dei termoelementi, fra 18 e 7  $\Omega$  circa.

La figura 2 mostra una caratteristica di una di tali termocroci, paragonata con altra di costruzione estera: la termocroce nazionale possiede una minore f.t.e.m. rivelata, ma sopporta un sovraccarico assai superiore (90 % invece del 20 %) e presenta una ottima quadraticità. Per le

altre della serie si è trovato in generale che le f.t.e.m. variano fra circa 6 e 13 mV, secondo le portate, e il sovraccarico permanente ammissibile è compreso fra un minimo di 40 e un massimo di oltre il 100 %.

Il coefficiente di temperatura della f.t.e.m. è mediamente compreso fra il 0,04 e il 0,07 % per  $^{\circ}\text{C}$ , nelle termocroci da 10 a 100 mA, e raggiunge circa il 0,2 % per  $^{\circ}\text{C}$ , in quelle da 5 mA.

b) *Funzionamento a radiofrequenza.* — Si tenga innanzi tutto presente che una termocroce turba generalmente in modo piuttosto marcato il circuito a radiofrequenza in cui viene inserita, soprattutto perchè ben di rado la resistenza del suo scaldatore si può trascurare rispetto a quella di detto circuito. Per di più nella maggior parte dei casi la corrente nei circuiti a radiofrequenza varia notevolmente da punto a punto di un medesimo conduttore a causa delle derivazioni capacitive, tanto più importanti quanto più elevata è la frequenza.

Di queste due considerazioni si deve tenere il massimo conto nell'eseguire le misure di cor-

Fig. 3. - Schema equivalente di una termocroce: il circuito 1, 2 è percorso dalla corrente a radiofrequenza, mentre ai capi del circuito 3, 4 si manifesta la tensione termoelettrica.

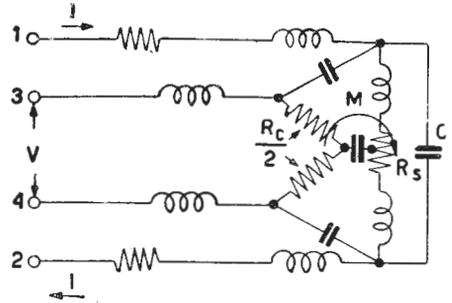
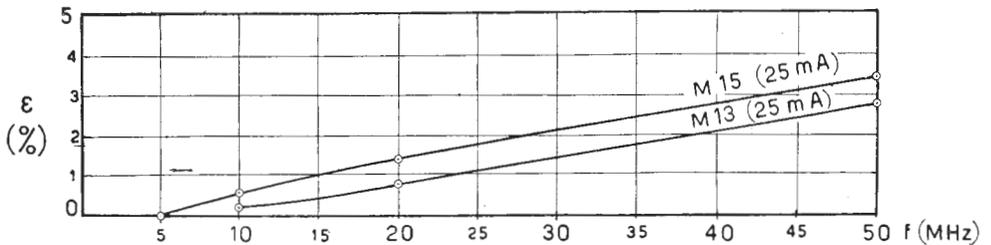


Fig. 4. - Errori a radiofrequenza di due termocroci da 50 mA, misurati per una corrente pari al 50 % della portata nominale.



rente, se, in base ad un esame superficiale, non si vogliono attribuire alla termocroce errori di cui essa in realtà non è affetta. Due di tali strumenti in serie, anche se perfettamente tarati, possono fornire ad esempio indicazioni sensibilmente diverse, proprio perchè diversa è la corrente che li percorre a causa delle derivazioni capacitive: ciò accade anche a radiofrequenze di valore moderato.

Per la taratura a radiofrequenza della termocroce è ad ogni modo necessario conoscerne lo schema equivalente (fig. 3) e tenerne il debito conto. Nel caso considerato si è trovata una capacità d'ingresso  $C = 0,8 \div 0,9 \mu\text{F}$ , mentre la  $M$  è stata calcolata in  $4,5 \cdot 10^{-9}$  H. La caratteristica a radiofrequenza  $V_{rf} = f(I_{rf})$  si scosta tanto più da quella a corrente continua quanto più elevata è la frequenza, e ciò è dovuto prevalentemente all'effetto pellicolare, che si manifesta nello scaldatore e produce una indicazione superiore alla vera. Alle frequenze più elevate comincia poi ad avere peso notevole la mutua  $M$ , per la quale il circuito della coppia è percorso da una indesiderata corrente a radiofre-

quenza (che viene indotta dal primario come se si trattasse di un trasformatore) e riscalda ulteriormente il giunto, in modo da aumentare ancora l'indicazione. Per diminuire tale effetto si usa costruire la termocroci per le frequenze più alte nelle forme di cui alla figura (1 g, i, l); in esse il piano della coppia è ortogonale alla direzione dello scaldatore (o alla sua giacitura) e quindi la f.e.m. indotta è teoricamente nulla. Minore importanza hanno gli accoppiamenti capacitivi.

Per tenere conto di tutti questi effetti si usa tracciare la cosiddetta curva dell'errore relativo  $\epsilon$  (in generale dato in percento). Supponiamo di avere un millivoltmetro a doppia scala (una di tensione secondaria e una di corrente primaria); detto  $I$  un certo valore della corrente continua (o alternata a frequenza industriale nel caso che il giunto sia saldato con lo scaldatore e quindi si tema l'effetto Peltier), cui corrisponde una tensione termica rivelata  $V$ , se lo scaldatore è percorso da una corrente a radiofrequenza della medesima intensità  $I$ , la tensione rivelata è  $V'$ .

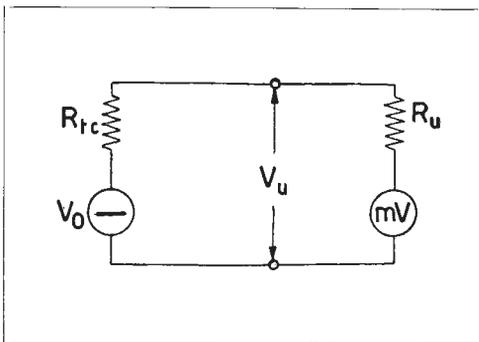


Fig. 5. - Schema equivalente del circuito percorso da corrente continua.

La corrente continua (o alternata a frequenza industriale) che produrrebbe la stessa  $V'$  sia detta  $I'$ ; allora l'errore relativo  $\varepsilon$  risulta,

$$\varepsilon \% = 100 \cdot \frac{I' - I}{I}$$

Se lo scaldatore è di materiale non ferromagnetico, per ogni termocroce la  $\varepsilon$  % è indipendente dalla corrente  $I$  e varia soltanto con la frequenza.

Se lo scaldatore è invece di materiale ferromagnetico, la  $\varepsilon$  % dipende anche dalla portata e quindi non è più sufficiente tracciare le curve in funzione della frequenza; occorrerebbe una famiglia di curve, con  $f$  in ascissa e  $I$  come parametro, o viceversa. Di questa doppia variabilità della  $\varepsilon$  va tenuto conto nell'uso delle termocroci, a meno che, per l'approssimazione con cui si desidera eseguire le misure, l'errore massimo possa venire trascurato, in quanto contenuto entro limiti tollerabili. Ove si vogliano eseguire misure di elevata precisione sarà invece necessario disporre di curve come quelle della figura 4, nelle quali è riportato il valore della corrente (per esempio di 25 mA, pari al 50 % di

quello nominale) al quale la misura è stata eseguita.

Nel caso delle termocroci considerate si trovano errori inferiori al 3 %, tanto fino a 20 MHz, per le termocroci da 100 mA e per correnti non inferiori al 25 % della portata nominale (cioè entro tutto il campo di pratica utilizzazione), quanto fino a 50 MHz, per quelle da 50 e 30 mA, per correnti non inferiori al 50 % della portata. Nelle termocroci di portate inferiori ai 20 mA,  $\varepsilon$  non eccede l'1 % e, data la limitazione del diametro dello scaldatore, si ritiene che esso sia dovuto alla mutua  $M$ , piuttosto che all'effetto pelicolare (3).

(3) A 50 MHz, con una  $M=4,5 \cdot 10^{-9}$  H si ha una tensione indotta a radiofrequenza di 28 mV, con 20 mA di corrente primaria; la potenza dissipata nella coppia è di circa  $10 \mu\text{W}$ , mentre quella nello scaldatore è di circa 7,3 mW. La seconda delle due potenze è quindi poco superiore al 0,1% della prima; tuttavia l'errore che ne deriva risulta esaltato dal fatto che la potenza di  $10 \mu\text{W}$  è prodotta interamente nel giunto, mentre l'altra viene soltanto in parte trasferita a questo (il rendimento di trasferimento non è molto elevato).

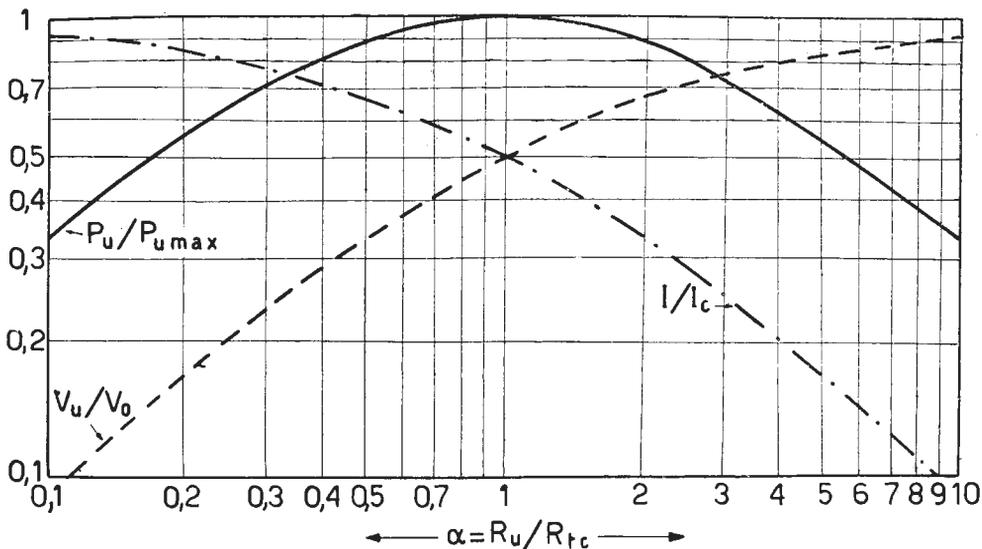


Fig. 6. - Andamenti delle  $P_u$ ,  $V_u$  e  $I$  nel circuito di utilizzazione in varie condizioni di adattamento della  $R_u$  rispetto alla  $R_{tc}$  ( $0,1 < R_u/R_{tc} < 10$ ).

Con termocroci di costruzione speciale <sup>(4)</sup> (fig. 1 l) si possono poi limitare gli errori a qualche per cento anche per valori elevatissimi della frequenza: ad esempio  $\epsilon$  non supera il  $+3\%$ , fino a circa 300 MHz, anche portate di 100 mA, e fino a 400 MHz, per la portata di 10 mA. Per valori inferiori della portata (3 mA) l'errore s'inverte di segno, a causa della derivazione capacitiva  $C$  (fig. 3), la cui reattanza comincia ad avere importanza rispetto alla impedenza dello scaldatore.

#### 4. CONCLUSIONE.

Da quanto si è sopra detto risulta che le termocroci esaminate, che sono di costruzione normale secondo lo schema della fig. 1 f, hanno un buon comportamento tanto nei riguardi delle caratteristiche di corrente continua, quanto nei riguardi della radiofrequenza. Per quanto si riferisce alla prima, sono particolarmente interes-

santi la quadraticità e la sovraccaricabilità, siano pure ottenute con una inevitabile diminuzione della f.t.e.m. rivelata. Per la radiofrequenza si osserva che, in accordo con la loro costruzione di tipo normale e con le prescrizioni della Ditta, esse sono adatte per misure fino a radiofrequenze di valore abbastanza elevato, cioè non superiori a circa 50 MHz.

#### APPENDICE

Supponendo costante la resistenza della termocoppia, lo schema equivalente del circuito percorso da corrente continua (termocoppia e strumento) è quello della figura 5. Per ogni valore della corrente che percorre lo scaldatore, la f.t.e.m.  $V_0$  sviluppata nella coppia è costante; le potenze  $P_{tc}$  e  $P_u$ , dissipate nei circuiti interno (della termocoppia) ed esterno o di utilizzazione (dello strumento) sono date rispettivamente da

$$P_{tc} = R_{tc} \frac{V_0^2}{(R_{tc} + R_u)^2} \quad \text{e} \quad P_u = \frac{V_0^2}{(R_{tc} + R_u)^2}$$

Se si pone  $\alpha = R_u/R_{tc}$  e si chiama  $P_c$  (potenza di corto circuito) la  $V_0^2/R_{tc}$ , si trova per la  $P_u$

(4) D. B. SINCLAIR: «New Type 493 Vacuum Thermocouples For Use at High Frequencies». The Gen. Radio Exp., 1939, XIII, n. 10.

un'espressione semplice e di immediata interpretazione:

$$(1) \quad P_u = \frac{P_c}{(\alpha + 2 + 1/\alpha)} = \\ = P_c \frac{\alpha}{(1 + \alpha)^2} = P_c \frac{1/\alpha}{(1 + 1/\alpha)^2}$$

Da essa si deduce infatti che la potenza utile non cambia se si sostituisce  $\alpha$  con  $1/\alpha$ ; poichè la  $P_u$  è massima per  $\alpha = 1$ , la riduzione di potenza che si ottiene rispetto ad essa, ad esempio con una resistenza  $R_u$  dello strumento pari al doppio di quella ottima ( $=R_{tc}$ ), è la stessa che si avrebbe ove la  $R_u$  fosse invece la metà della  $R_{tc}$ . Tracciando la curva della potenza  $P_u$  con le ascisse in scala logaritmica, si otterrà quindi una curva simmetrica (curva a tratto pieno della figura 6).

In modo analogo si deduce l'espressione della tensione utile  $V_u$ :

$$(2) \quad V_u = V_o \frac{\alpha}{1 + \alpha}$$

rappresentata dalla curva a tratti della figura 6. Dalle curve si vede come, anche se l'adattamento delle resistenze è molto lontano da quello ottimo ( $R_u > 2R_{tc}$  oppure  $R_u < 0,5R_{tc}$ ), la riduzione della potenza rispetto a quella massima non è forte. Per contro, com'è naturale, completamente diverso risulta l'andamento della  $V_u$ , che passa da 0 (per  $R_u = 0$ ) a  $V_{tc}$  (per  $R_u = \infty$ ) come

appare dalla curva tratteggiata della figura 6.

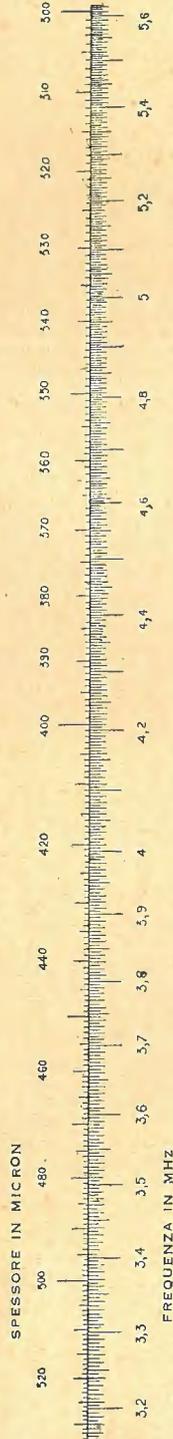
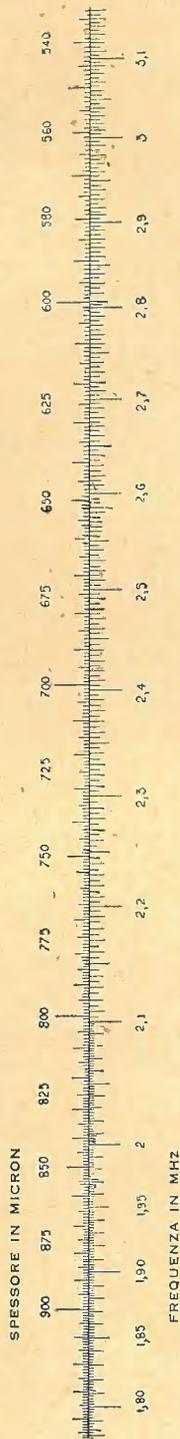
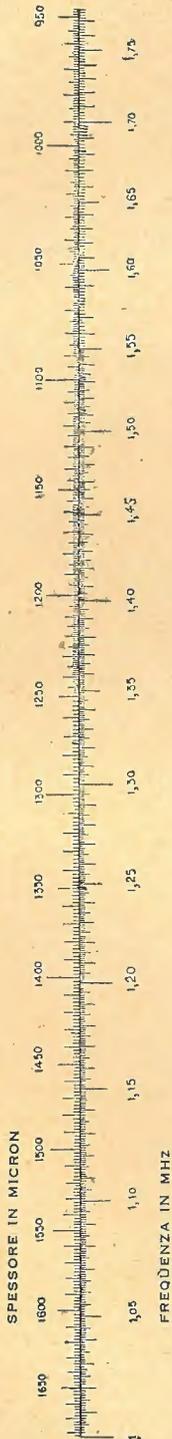
Infine può essere interessante conoscere l'espressione della corrente, la quale, detta  $I_c = V_o/R_{tc}$  la corrente di corto circuito, risulta data semplicemente dalla

$$(3) \quad I = I_c \frac{1}{1 + \alpha}$$

Tale espressione, che parte dal valore 0 per  $R_u = \infty$  (cioè a vuoto), aumenta progressivamente e tende al valore  $I_u$  per  $R_u = 0$  (corto circuito): la curva a tratto e punto della figura 6 la rappresenta, in funzione di  $\alpha$ , nel tratto compreso fra 0,1 e 10.

Nella tabella sono riportati alcuni valori delle potenze, tensioni e correnti, che sono stati usati per il tracciamento delle curve della figura 6.

$\alpha$	$P_u/P_{u \max}$	$V_u/V_o$	$I/I_c$
0,10	0,331	0,091	0,910
0,20	0,555	0,167	0,833
0,25	0,640	0,200	0,800
0,40	0,816	0,285	0,714
0,50	0,890	0,333	0,667
0,625	0,947	0,385	0,616
1	1	0,5	0,5
1,6	0,947	0,616	0,385
2,0	0,890	0,667	0,333
2,5	0,816	0,714	0,285
4,0	0,640	0,800	0,200
5,0	0,555	0,833	0,167
10	0,331	0,910	0,091



### ABACO PER DETERMINARE LO SPessore DEI QUARZI

Per  $f < 1$  MHz moltiplicare  $f$  per 10, leggere sulla scala degli spessori il valore corrispondente che, moltiplicato per 10 darà lo spessore cercato.

Per  $f > 10$  MHz dividere  $f$  per 10, leggere sulla scala degli spessori il valore corrispondente che diviso per 10 darà lo spessore cercato.

la **NOVA**

*radioapparecchiature precise*

comunica di aver trasferito la Sede ed i propri Uffici commerciali in

**Milano - P.le Luigi Cadorna 11**  
**Telefono 12.284**

e l'elenco aggiornato dei propri Rappresentanti in Italia

**ELENCO NOSTRI RAPPRESENTANTI**

**Sicilia:**

AGENZIA RADIO SICULA - Catania - Via G. De Felice 36 - Tel. 14-708

**Calabria, Lucania, Puglie, Campania:**

ANTONIO BARULLI - Napoli - Via Scipione Rovito 35 - Telefono 52-184

**Abruzzi e Molise, Lazio, Umbria, Marche:**

GOFFREDO FONTANESI - Roma - Via Clitumno 19 - Telefono 81-235

**Toscana:**

A. R. P. E. - Firenze - Via Luigi Alamanni N. 37 - Telefono N. 24-589

**Emilia: (Escluso Piacenza)**

GRANDI STEPHENSON - Bologna - Via Augusto Righi 9 - Telefono 22-839

Provincia di Piacenza:

BRIZZI VITTORIO - Piacenza - Via Taverna N. 235 - Telefono N. 32-17

**Veneto:**

RADIO SCALA - Padova - Via Patriarcato N. 18 - Telefono N. 24-511

**Lombardia:**

Provincia di Mantova

COOPERATIVA ELETTRICISTI - Mantova - Via Giuseppe Verdi 35 - Tel. 13-51

Provincia di Cremona

GHISOLFI QUINTO - Cremona - Via Codore N. 17 - Telefono N. 04-329

Provincia di Pavia

VITTORIO BRIZZI - Piacenza - Via Taverna N. 235 - Telefono N. 32-17

**Piemonte: (Escluso Biella)**

ALADINA RADIO - Torino - Corso Vittorio Emonuele 80 - Telefono 50-983

LA RADIOTECNICA di Formiga - Biella - Corso Reg. Margherita 14 - Telef. 28-40

## FUNZIONE EDUCATRICE DELLA TELEGRAFIA

ALESSIO GURVIZ

All'ultimo convegno «ARI» il sottoscritto si è trovato a riesumare ancora una volta la questione «conoscenza della grafia».

L'atmosfera un po'... surriscaldata del salone dell'AEI ed il forte QRM non hanno consentito una chiara spiegazione dei concetti informativi che ispiravano la proposta dello scrivente.

E, come già l'anno scorso su intervento di G 5 UK, si è trovato l'anziano (perlomeno in termini di radiantismo) che ha voluto spiegare come qualmente la grafia fosse «a suo tempo» necessaria perchè le varie stazioni potessero cessare la trasmissione quando invitate a farlo da stazioni Governative o altre che avessero messaggi di emergenza.

Altri hanno umoristicamente dichiarato, con improntitudine veramente spettacolosa, che ormai nel campo della grafia non vi era nessun progresso da compiere. Per altri ancora, il radiantismo aveva il pressochè unico scopo di «creare delle amicizie attraverso l'etere».

Non è mia intenzione aprire, in questa sede, una polemica. Vorrei solo approfittare dello spazio gentilmente concesso dalla Direzione di questa Rivista per chiarire con la necessaria calma il mio punto di vista; eliminati così i malintesi, personalmente sarà ben lieto se altri vorranno avanzare critiche ed in genere apportare elementi di discussione ed anche di polemica.

Premessa indispensabile, è la definizione di «radiante» e «radiantismo». Non mi sembra si possa far meglio, che tradurre verbatim la legge Americana sul radiantismo-legge che, come tutte le leggi umane, non è perfetta ma che è indubbiamente collaudata da ventennale esperienza nel Paese che conta il maggior numero di radianti:

«Il termine «stazione radiantistica» significa una stazione usata da un «radiante» e cioè, da una persona fisica debitamente autorizzata che si interessa di radiotecnica da un punto di vista esclusivamente personale e senza che (nell'uso della stazione) siano coinvolti interessi finanziari».

Ora, non sarò certo io a negare l'importanza potenziale del radiantismo per migliorare le relazioni internazionali, nè a negare che persone con un interesse in comune diventano facilmente amiche. Il fatto permane però, che il radiantismo deve essere innanzitutto strumento di ricerca tecnica. E per ricerca tecnica non intendo che tutti debbano occuparsi di modulazione ad impulsi o di relè a microonde per il solo fatto che la teoria della modulazione di placca è or-

mai «catalogata». E forse i tentennamenti del principiante sulla sua stazioncina di fortuna sono secondo me perlomeno altrettanto apprezzabili e degni di incoraggiamento quanto l'attività dello scienziato che in laboratori perfettamente attrezzati si occupa di televisione a colori.

E non voglio certo negare ad alcuno il permesso di commentare via radio i risultati della partita di calcio o altro argomento di interesse personale. Insisto però nel dire che i QSO devono essere essenzialmente a sfondo tecnico e devono servire di collaudo alle proprie apparecchiature. E per «sfondo tecnico» non intendo le stucchevoli descrizioni di impianti, ma bensì che se un corrispondente segnala QRH o QSD, si dovrebbe immediatamente fare QRT, rivedere il proprio trasmettitore cercando di apportare le opportune modifiche, e tornare in aria salvo ripetere il procedimento sino a riscontrare l'eliminazione dei difetti riscontrati.

Invece, ormai tutti conosciamo quelle stazioni che occupano bande di più e più kHz, la cui modulazione somiglia alla nota di un oscillatore autorettificante, che trasmettendo sui 40 si sentono (e starei per dire si sentono meglio) sui 20 e sui 10.

Tutti le conosciamo, e da quanto tempo? Vene sono, che da mesi riproducono con bella regolarità le proprie poco invidiabili prestazioni e con diabolica persistenza hanno il coraggio di sostenere che è il ricevitore del corrispondente che slitta, che è il suo amplificatore di bassa che distorce, e che l'emissione di armoniche è dovuta (testualmente sentita dal sottoscritto) a «skip distance», termine il cui esatto significato qui mi sfugge.

Fortunatamente (da un lato, purtroppo dall'altro) in Italia non si è ancora diffusa la possibilità di acquistare trasmettitori radiantistici costruiti commercialmente, e quindi l'andata in aria presuppone un minimo di lavoro e di competenza.

Sulla qualità delle trasmissioni, mi si obietterà che i trasformatori di alimentazione costano, che i componenti di filtro costano, ecc. ecc.

A questo risponderò: meglio, mille volte meglio un piccolo trasmettitore perfettamente a punto di un trasmettitore da 20 kW difettoso. E poi, la modulazione di placca non è la sola possibilità: la modulazione di catodo è ormai sufficientemente nota perchè la messa a punto di trasmettitori di questo sistema non richieda particolari acrobazie, ed i molti sistemi di modulazione «ad alta efficienza» costituiscono un campo di studi interessantissimo ed ancora poco sfruttato mentre entrambi i sistemi sono finanziaria-

mente molto più accessibili della modulazione di placca.

E poi, signori, parliamoci chiaro: se volete fare del DX, le condizioni di propagazione sono molto più importanti dei watt in più. E quando la gamma dei 10 è chiusa, non « si buca » nemmeno con 2000 kW mentre quando le condizioni sono favorevoli con 10-15 watt si fa R9 con gli antipodi. E se volete fare dei collegamenti locali, non occorrono certo i kW per parlarsi tra Milano e Torino sui 40 ... con la differenza che contemporaneamente un vostro collega di, mettiamo, Roma, potrà usare il medesimo vostro « canale » per parlare con Napoli: sarete contenti in due, ed avrete risparmiato denaro e spazio nell'etere già così ingombro.

Lungi da me l'intenzione di boicottare le grandi (relativamente) potenze: le complicazioni delle « correnti forte » esercitano una naturale attrattiva su tutti quanti si occupano di trasmissione e costituiscono una naturale evoluzione. Non si può però pretendere di saper costruire, nè di mettere a punto, una stazione da 1 kW al primo passo e se la stazione non è a punto o è mal adoperata, evidentemente quella da 1 kW disturberà gli altri OM proporzionalmente di più, di una da 10 watt nelle medesime condizioni.

Non ho particolari obiezioni da fare sulla lunghezza dei QSO, certo non sono propenso ad incoraggiare le interminabili conversazioni a catena, la trasmissione di dischi, etc. È questo però un argomento estremamente soggettivo, e sul quale è ben difficile dettar legge altra che quella di limitare il più possibile i QSO ad argomenti di interesse tecnico.

Ma si chiederà, quale attinenza abbia la grafia con tutto questo. Ne ha, e molta.

L'imparare la grafia è indubbiamente — mi si scusi il termine — una notevole sciocchezza. E qui sta tutto il gran segreto: dato che è pacifico che, praticamente, la « buona condotta » delle stazioni rimarrà in definitiva alla mercé della serietà e della buona volontà dei singoli, sostengo e non mi stancherò di sostenere che **chi dia prova di buona volontà sufficiente ad imparare almeno i rudimenti della grafia dimostra con questo solo fatto di dar affidamento quanto alla serietà con la quale intende poi dedicarsi alle trasmissioni.** E se anche tecnicamente non sarà preparato al 100 %, io almeno non ho dubbi sul fatto che si aggiornerà e seguirà i consigli dei suoi maggiori.

Non mi interessa affatto di sapere se poi, non appena ottenuto il permesso di trasmissione, si affretti a dimenticarsi quanto ha imparato, per quanto io ritenga che una volta in possesso di questo formidabile strumento per migliorare i collegamenti (spesso in grafia si passa dove in fonìa sarebbe assolutamente impossibile passare), verrà naturalmente portato a perfezionarsi e non a dimenticare.

Al Convegno dell'ARI, la presidenza ha ammesso che la maggior parte dei delegati di zona non è in grado di esaminare i candidati da questo punto di vista.

Maie, a mio avviso, ma è un male rimediabile. Innanzitutto, voglio sperare che — se fosse acquisito il principio — almeno i delegati imparerebbero la grafia al punto da poter esaminare i novellini. E senno, si troverà bene uno dei soliti Marescialli RT nella zona che vorrà prestarsi, no?

Se non si vuole ricorrere all'esame di grafia, la serietà imporrebbe allora un esame tecnico: ancor più difficile da effettuarsi, secondo me.

Ma si è già obbietato che la ARI come tale non ha veste per « imporre » un regolamento. Ora, quest'affermazione è doppiamente inesatta.

Innanzitutto, non si tratterebbe di « imporre » nulla a chicchessia. Una volta che la maggioranza del Soci si fosse pronunciata a favore, la democrazia impone a tutti di rispettare il volere della maggioranza: non applichiamo forse questo principio nella vita quotidiana?

In secondo luogo, la ARI già ora ha delle formidabili armi in mano. Supponete p. es., che la ARI — che, non dimentichiamolo, è la sola organizzazione italiana riconosciuta dalle altre aderenti alla I.A.R.U. — diramasse, all'interno ed all'estero, un elenco di stazioni da lei autorizzate, avvertendo che tutte le altre stazioni « i » non lo sono.

Sinchè non intervenga una definitiva regolamentazione ministeriale, non si potrebbero certo dichiarare « pirate » le altre. Ma già la sola comunicazione di cui sopra sortirebbe indubbiamente un effetto notevole, quando poi si pensi che queste stazioni scerebbero per definizione « selezionate », non è azzardare che dopo breve tempo i CQ delle altre cadrebbero nel vuoto ed i titolari non avrebbero altra scelta, che quella di mettersi in regola.

Senza contare che questa dimostrazione di serietà di intenti costituirebbe indubbiamente una notevole leva in mano alla Commissione dell'ARI che con tanta abnegazione, è il caso di dirlo, si batte per il riconoscimento dei nostri diritti.

Resterebbe la questione delle stazioni degli « anziani », che si sono in parte pronunciati contro l'adozione obbligatoria della grafia. Per queste, e solo per queste, si potrebbero fare delle eccezioni, autorizzandole egualmente. Siamo abbastanza in pochi, dopo tutto, perchè le poche stazioni degne di questo trattamento di favore siano note a tutti noi e la concessione dell'eccezione non si presti a sospetto di favoritismi o di mala fede: non sarò certo io a votare per la riduzione al silenzio della « European Broadcast Station » se RM dovesse rifiutarsi a maneggiare il « bug ». E tanto, la maggior parte dei veri anziani è padrona del « CW »: vedi ilRG, ilKS ilIRA, ecc.

Si tratta, concludendo, di riconoscere alla grafia, nella generalmente riconosciuta scorrettezza e intemperanza che affligge certe bande, quella funzione educatrice e formatrice che può potentemente contribuire, sia pure ridotta alla sola forma propedeutica di apprendistato, ad una vera moralizzazione dell'attività radiantistica.

# ALL'INSEGNA DEI 56...



Nel notiziario del numero scorso abbiamo riportato una « recentissima » relativa ad un nuovo DX italiano sui 5 metri. Abbiamo subito chiesto ad uno dei protagonisti alcune precisazioni ed appunto dalla cortesia del dott. Silvio Pozzi (il AS alias il IRA) abbiamo avute le seguenti notizie.

Sarà bene premettere subito uno specchietto riportante le ultime primizie, in fatto di QSO, di il AS:

Giorno 7-VI-1947, ora italiana 19,45-20,30: QSO fra il AS (alias il IRA) e lo Svedese SM 5 SI. Il collegamento ebbe inizio in telegrafia, poi in fonica. Durata 40 minuti. Questo è indubbiamente il QSO più interessante.

Giorno 14-VI-1947, ora italiana 15,30: QSO fra il AS e l'Algerino Fa 8 IH. Anche qui eccezionale durata di apertura di gamma. Collegamento solo telegrafico.

Giorno 14-VI-1947, ora italiana 17,30: QSO fra il AS e la stazione mobile americana W 5 BSY/m. Apertura di gamma eccezionale; ma non verso il nord. Gli inglesi facevano rapidissime apparizioni, ma senza possibilità di aggranciamento.

E veniamo all'ultimo collegamento che è stato se non quello tecnicamente più interessante, certo il più emozionante. Lasciamo la parola al dott. Pozzi che in una cortese lettera al nostro direttore scrive: « La comunicazione con Gibilterra, che non è la sola e nemmeno la più importante di questi ultimi giorni, come Lei stessa vedrà, fu la più grande delusione patita nella mia vita! Nel primissimo momento, l'allacciamento telegrafico mi dava per ottenuto finalmente un collegamento Europa-America sui 60 MHz. Infatti chi chiamava e rispondeva era W 5 BSY il quale, dietro mia richiesta precisò il suo nominativo in W 5 BSY/m, e più precisamente un americano su nave U.S.A., fermo a Gibilterra per carico carburante! In ogni modo, anche Gibilterra poteva avere un certo interesse. Ma se la immagina Lei la mia delusione? ».

Effettivamente deve essere stato un bel colpo; ma è anche stato un bel collegamento. La nave sulla quale opera W 5 BSY è, come già abbiamo riferito, una « Liberty » di 6000 tonnellate rispondente al suggestivo nome di « Crest of Wave » (fig. 1) W 5 BSY è un americano del Texas, cordiale amico di diversi OM italiani, particolarmente di il HV e il BX coi quali, durante i suoi viaggi fra Italia ed U.S.A. si è tenuto spesso in contatto sui 28 MHz. Su questa frequenza egli lavorava con una 815 finale con 45 watt, modulata da due 6L6 in classe AB2.

Le fotografie di fig. 2 e 3 raffigurano appunto W 5 BSY insieme a il HV e il BX. E fu precisamente dagli amici che W 5 BSY ebbe indicazioni relative alla gamma di frequenza da usare per tentativi sui 5 metri stante la nota diversità fra la gamma europea e quella statunitense.

Il trittico realizzato da il AS sui 5 metri fra il 7 e il 14 giugno è comun-



Fig. 1. - Vista in coperta della  
«Crest of Wave».



Fig. 2. - Anche il BX è grande  
amico di W 5 BSY.



Fig. 3. - Ecco W 5 BSY insieme a il HV a Genova.

que dei più interessanti specie per le inconsuete direzioni dei QSO. In proposito osserva, sempre nella sua lettera il dott. Pozzi:

« Come vede, comincio a fare raccolta di Nazioni anche sui 60 MHz. Inghilterra, Svizzera, Gibilterra, Algeria, Svezia. Il cammino è lungo e duro. Ma è una constatazione confortante il fatto che le aperture di gamme sono assai più frequenti di quanto si riteneva, e saranno anche in maggior numero di quanto si ritiene. Occorrerebbe essere in maggior numero di sperimentatori ed avere così sempre un orecchio alla cuffia. Del resto, di molte altre aperture di gamma sono stato testimone; ma, o sono fugaci, o non si arriva al ricevitore che alla fine del fenomeno. Io poi, personalmente, ho assai poco tempo da dedicare agli ascolti, o perchè assente, o perchè occupato su frequenze assai più elevate. Inoltre, e ci tengo a dirlo, non partecipo a nessun concorso, perchè non ho tempo da perdere. Vi è anche un'altro motivo che fa perdere molte aperture di gamma, ed è questo: molti stranieri si sono messi a fare grafia, perchè più rapido, più comodo, perchè può essere reso facilmente meccanico. Ebbene, mi dica Lei, quanti italiani sanno telegrafia? Vede che lacuna enorme! Di questo passo, il 99 % degli italiani possono giocarsi anche un americano col sorriso sulle labbra... ».

Naturalmente avevamo chiesto a il AS una sua fotografia. Qui forse la faccenda è stata più seria perchè pare che il AS sia pittoresco... « fotofobo ». Ci ha infatti dichiarato esplicitamente di non aver mai concesso la pubblicazione di sue fotografie. Ma per T.E. ha fatto uno strappo alla regola e ci ha inviato questa fotografia (fig. 4) sparatagli di sorpresa. Noi lo ringraziamo assicurandolo di interpretare anche i sentimenti dei nostri lettori più lontani nei confronti di un OM di così provata serietà e preparazione.

(N.B. per i neofiti: Non crederete mica che il AS abbia comunicato con la Svezia o con Gibilterra con quell'arnese? La fotografia risale al 1935 e il dott. Pozzi è stato colto dall'obbiettivo mentre collaudava un complesso militare di sua realizzazione. Il generatore a mano era manovrato durante la trasmissione caricando così una batteria. L'apparecchio impiegava valvole bigriglia).

Fig. 4. - Il dott. Pozzi (il AS alias il IRA) al lavoro, nel 1935.



... eccovi la pagina delle

# YL



Fig 1

(Foto 1 e 2). Questa è Eliana Crespi I1SM la più famosa YL d'Europa, quella che maneggia i 14 e i 28 MHz con sorprendente disinvoltura. Qui potete vedere la sua stazione con la 250 TH finale; forse nella costruzione l'ha aiutata un poco suo marito ma, piano, Eliana SM è una gentile signora che, come dice «L'Europeo» porta bene il tailleur ma sa persino adoperare il saldatore!



Fig 2

(Foto 3). Di I1 SDR il nostro corrispondente ci ha voluto solo dire che si tratta di una YL italiana di un QTH del nord. Lavora con una 6L6 in ECO modulata di placca e schermo e irradia sui 7 MHz mediante una antenna a presa calcolata e tramite (brava SDR) un filtro a pigreco. Il montaggio del TX, come si vede, non è troppo ortodosso, ma è stato realizzato da lei stessa e perciò noi la complimentiamo cordialmente.

Fig 3





# Reparto Cannoni...



Durante l'ultima riunione della ARI (21 giugno 1947) il simpatico l'RM è stato ferocemente attaccato da un OM che non ammette potenze superiori ai 50 watt. V. E. Motto a esposto le sue ragioni con calore e con convincenti argomentazioni. Per conto nostro, e qui parliamo come puri tecnici, dichiariamo che quando si lavora (leggi anche e soprattutto « si modula ») come RM si può tranquillamente irradiare anche oltre il chilowatt. Peccato solo che il reparto cannoni che apriamo con questa foto, forse non aggiornatissima, di RM e del suo TX, non sia più numeroso.

# TRASMETTITORE DA 40 W

## MODIFICHE E PERFEZIONAMENTI

RENATO PERA - (I 1 AB)

Class. Dec. R. 355.41



### TRASMETTITORE DA 40 W.

Abbiamo descritto nello scorso numero un trasmettitore da 40 W. per le quattro bande degli 80, 40, 20 e 10 metri. Illustreremo in questo numero alcune modifiche e perfezionamenti apportati al trasmettitore in parola.

**Pannello modulatore.** — La modifica principale apportata al pannello modulatore consiste nella sostituzione della prima 6SJ7 preamplificatrice microfonica con una 6N7 miscelatrice. La fig. 1 mostra come sia stato variato il circuito.

Dato che la presa M1 è prevista per un microfono piezoelettrico, la cui impedenza è alquanto elevata, si è disposta in serie al potenziometro una resistenza da 2 Mohm in modo che avvenga un migliore adattamento di impedenza e quindi una migliore resa del microfono stesso alle varie frequenze.

La presa M2 è invece prevista per un trasduttore di media impedenza, come può essere un microfono dinamico o un diaframma e. m.

Due resistenze da 0,1 Mohm costituiscono le due resistenze anodiche, mentre le due resistenze da 0,5 Mohm sono due resistenze di disaccoppiamento.

Il potenziometro prima disposto sulla griglia della 2ª 6SJ7 viene sostituito da una resistenza fissa da 1 Mohm. Il rimanente resta tutto inalterato.

**Pannello di A.F.** — Questo pannello è stato modificato notevolmente in quanto che si è aggiunto un V.F.O. (variable frequency oscillator) costituito complessivamente da tre valvole. Il V.F.O. che va prendendo ogni giorno una maggiore diffusione presso i radianti di tutto il mondo e particolarmente negli S.U.A., ha vantaggi indubbi sul quarzo specie se realizzato con una certa cura.

Il QRM si fa sempre più spaventoso su tutte le

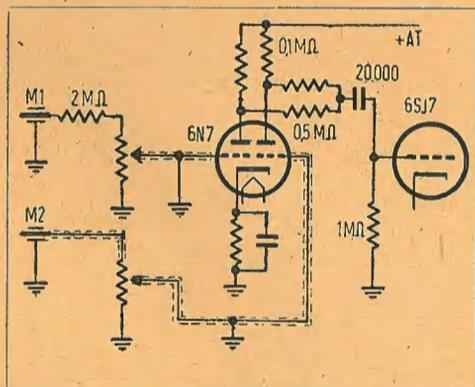


Fig. 1. - Circuito miscelatore per il modulatore.

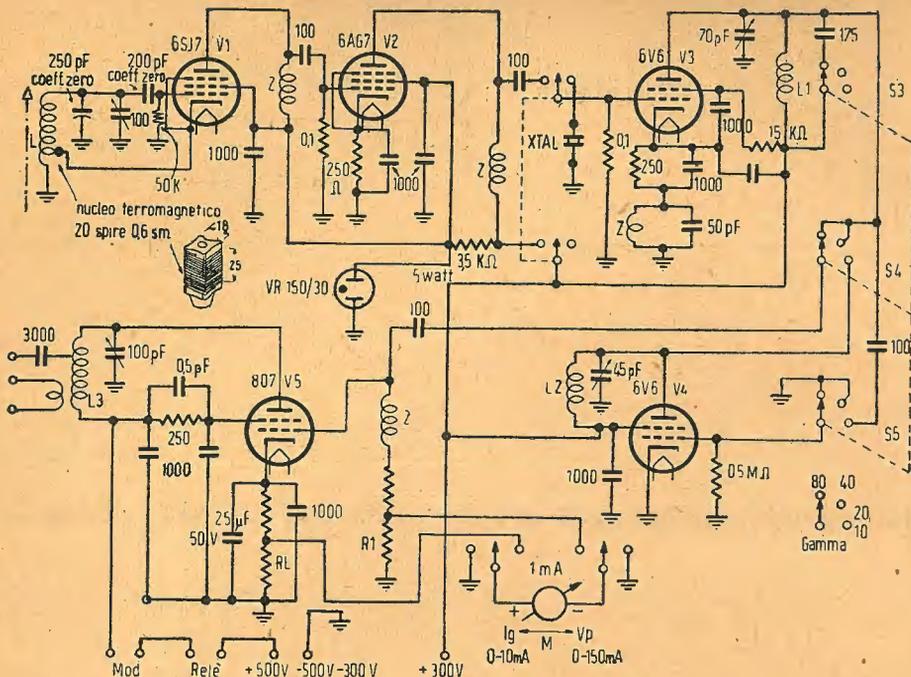


Fig. 2 - Circuito del pannello di A.F.

bande e specie disponendo di piccole potenze, bisogna essere in grado di manovrare fra i kW e le « rotary beam » se si vogliono concretare interessanti DX.

Ma il V.F.O. oltre a permettere di sfuggire il QRM consente altri vantaggi inibiti a chi lavora a cristallo e particolarmente quello di portarsi in onda col corrispondente e di chiamare stazioni già in collegamento portandosi sulle frequenze del corrispondente. Pertanto il circuito del pannello di AF è diventato quello indicato in fig. 2. L'oscillatrice è la 6SJ7, la 6AG7 è una separatrice aperiodica, la VR150/

30 è una stabilizzatrice di tensione. Queste tre valvole costituiscono il V.F.O. Mediante un deviatore (S1-S2) è possibile inserire in griglia della prima 6V6 (V3) o l'uscita del V.F.O. o un cristallo. Il cristallo può essere da 80 o da 40 metri inquantochè la V3 può funzionare in fondamentale o in armonica. La sezione S3 del commutatore di gamma provvede ad inserire per il funzionamento su 3,5 MHz una capacità aggiuntiva (circa 175 pF) in derivazione all'induttanza L3. Il circuito d'impiego della V3 è, per il funzionamento a cristallo, il classico Jones caratterizzato dal gruppo LC disposto sul catodo. Que-



1 AGH al microfono della stazione installata alla Mostra Marconiiana della XXV Fiera di Milano.

sto gruppo provoca una reazione e si ottiene un segnale di forma più adatta per il funzionamento su armoniche.

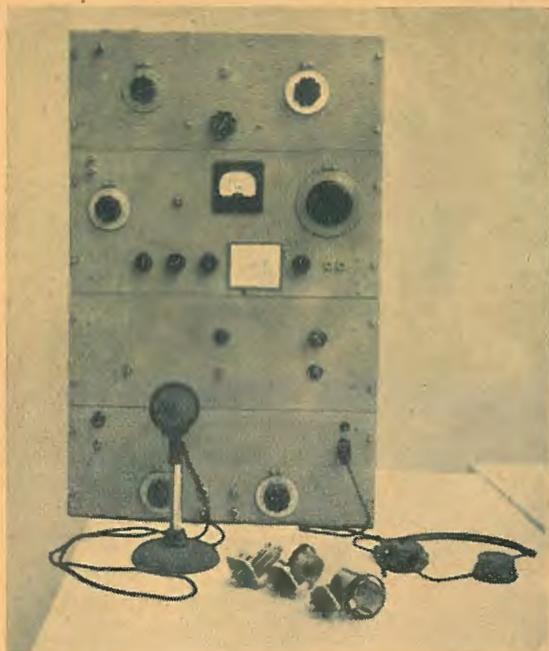
Dovendo predisporre il trasmettitore per il funzionamento su 80 metri (sia a cristallo sia con V.F.O.) il commutatore S3-S4-S5, verrà posto sulla prima posizione e il circuito anodico della V3 verrà accordato su 3,5 MHz. La sezione S4 provvederà a collegare l'uscita della V3 alla griglia della 807. L3 (intercambiabile) sarà quella dei 3,5 MHz.

Per il funzionamento sui 7 MHz il commutatore di gamma sarà sulla seconda posizione.

L1 quindi si troverà accordata sui 7 MHz e la V3 funzionerà da duplicatrice sia nell'impiego del V.F.O. sia nell'impiego di cristalli da 3,5 MHz.

Funzionerà da oscillatrice in fondamentale impiegando cristalli da 7 MHz. La sezione S4 anche questa volta collegherà l'uscita della V3 alla griglia della 807 PA. L3 sarà quella dei 7 MHz. È possibile anche il funzionamento sui 7 MHz facendo duplicare al PA; il commutatore di gamma resterà sulla posizione dei 3,5 MHz. In questo caso però il rendimento del PA è leggermente inferiore.

La V4 ha funzione di duplicatrice ed entra in



L'aspetto frontale del trasmettitore dopo le modifiche (ved. N. 1 Vol. II)

funzione solo per il funzionamento del trasmettitore sui 20 e sui 10 metri. Il circuito di placca della V3 è accordato in ogni caso sui 14 MHz. Il circuito d'impiego non si differenzia sostanzialmente da quello descritto nello scorso numero. Altrettanto dicasi per il PA il quale ha subito, come unica variante, la sostituzione del variabile di accordo da 200 pF con uno da 100 pF, che presenta una residua inferiore ed è quindi più adatto per il funzionamento sui 28 MHz.

Per il funzionamento del trasmettitore sui 14, o sui 28 MHz il commutatore di gamma viene posto sulla terza posizione. Allora il circuito anodico della V3 viene ad essere accordato sui 7 MHz, la griglia della V4 viene collegata all'uscita della V3 e la griglia della V5 all'uscita della V4. Si noti come durante il funzionamen-

to del trasmettitore sui 3,5 e sui 7 MHz la griglia della V4 venga collegata a massa.

**Pannello alimentatore.** — L'introduzione del V.F.O. nel trasmettitore ha imposto l'uso di un commutatore che permetta l'inserzione del solo « exciter » allo scopo di poter scegliere la frequenza senza dover inserire il PA. Il circuito di fig. 3 mostra come sia stato posto in circuito il commutatore in parola.

In posizione 1 il centro dell'AT che fornisce i 300 V viene posto a massa e la tensione quindi giunge alle valvole dell'exciter. In posizione 2 invece il centro del medesimo avvolgimento può venir messo a massa esclusivamente manovrando lo « standby » ed unitamente al centro dell'AT del PA. Altra innovazione introdotta è il relè che permette il bloccaggio automatico del modulatore in ricezione e del ricevitore in tra-

Fig. 3. - Modifica al circuito alimentatore.

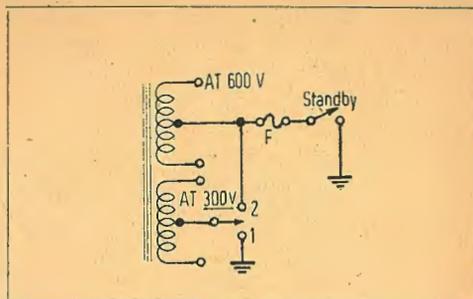
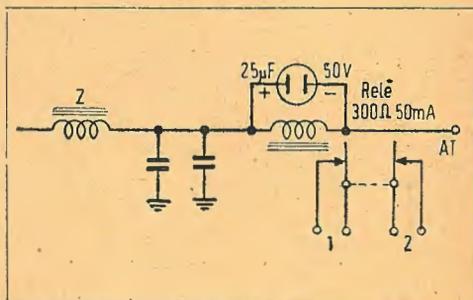


Fig. 4. - Inserzione del relè nel circuito di alimentazione.



missione. Questo relè è collegato secondo il circuito della fig. 4, in serie all'AT. In derivazione al relè è disposta una cartuccia elettrolitica da 23  $\mu\text{F}$ -50 VL, che evita vibrazioni del medesimo nel ciclo di modulazione. L'utilizzazione è su 1 per modulatore e su 2 per il ricevitore.

**Filtro Collins.** — Il filtro Collins (detto comunemente pi-greco) è stato adottato nella previsione d'impiego di un'antenna monofilare. Non ci soffermiamo qui sui principi teorici e sui vantaggi del filtro Collins, dato che quest'argomento è stato ampiamente trattato su questa stessa Rivista.

Si è impiegato un pannello di 4 unità che, oltre al filtro vero e proprio, accoglie anche il relè d'antenna. Il circuito è quello di fig. 5, mentre in fig. 6 sono indicati i dati dell'induttanza.

Un commutatore ad una via e 4 posizioni cortocircuita parte delle spire per il funzionamento del filtro sui 28,14 e 7 MHz, mentre rimane inserita tutta l'induttanza per il funzionamento sui 3,5 MHz.

Per eseguire la messa a punto del trasmettitore con il filtro Collins si procederà nel modo seguente. Si eseguirà anzitutto l'accordo del trasmettitore con il filtro staccato e allo scopo il relè verrà cortocircuitato mediante l'apposito interruttore. S'inserirà quindi il filtro Collins togliendo il corto al relè e tenendo in un primo tempo la capacità di C2 al minimo. Si cercherà il minimo della corrente anodica nella 807 manovrando C1; se la corrente riscontrata sarà inferiore a quella prescritta si diminuirà la capacità C2 e si ripeterà l'accordo di C1 sino ad ottenere la corrente anodica consigliata dal costruttore (per la 807 circa 100 mA). Qualora si

volessero impiegare antenne con discesa bipolare si utilizzerà la bobinetta link. Particolarmente consigliata, specie per i 28 MHz la « ground plane antenna ».

**Principale materiale usato:**

- L1 Induttanza 110/40 (Elektron);
- L2 Induttanza 110/20 (Elektron);
- L3 Serie induttanze Ham 70 W 10, 20, 40, 80 m., con link ad un estremo;
- Z Impedenza 2,5 mH, 100 mA. 102 (Elektron);
- M Milliampeometro 1 mA (I.C.E.);
- N.2 Relè Mottola in frequenta tipo piccolo;
- C1, C2 Cond. variabile 200 pF mod. 501 (Elektron);  
Cond. variabile 100 pF mod. 501 (Elektron);  
Cond. midget 100 pF. (Saret);
- N. 1 Bottone graduato 0-100 da 100 mm 401/C (Elektron);
- N. 3 Bottone graduato 0-100 da 65 mm 401/A (Elektron);
- N. 4 Morsetti, ecc. ecc.

Il trasmettitore, così modificato è stato esposto in funzione nel posteggio della A.R.I. alla Mostra del progresso Marconiano, alla Fiera di Milano.

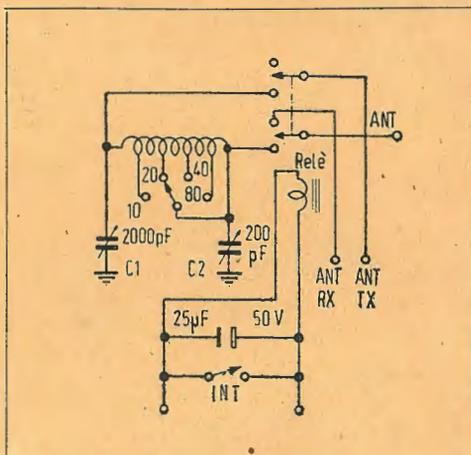


Fig. 5. - Filtro d'antenna.

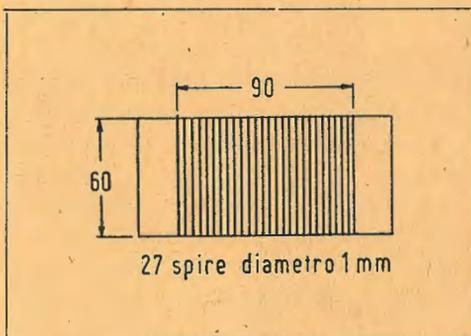
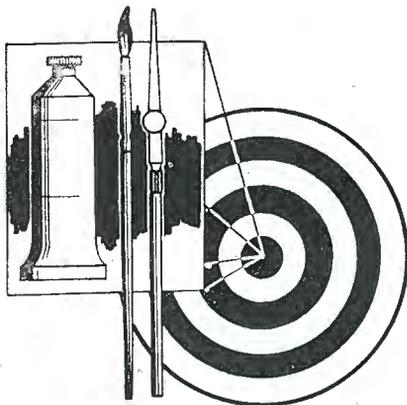


Fig. 6. - Induttanza (L) per il filtro d'antenna.

# Studio Artistico Pubblicitario



*Centrate giusto  
per le vostre  
occorrenze in*

bozzetti  
cartelli  
pieghevoli  
fotomontaggi  
arte grafica  
edizioni  
stand  
fiere  
negozi

*rivolgetevi a:*

**Studio A P**  
MILANO - Via Senato, 24

## OTTICI

Il nostro reparto elettromeccanica  
continua la produzione della sua

# V ENTILETTE ELETTRICA

*“Original Giulieri,”*

**PRENOTATEVI!**

Attrezzate, modernizzate il vostro  
laboratorio.

**SOC. EMO - MILANO**  
VIA CONFALONIERI 36 - TELEF. 690-514

# edizioni IL ROSTRO

VIA SENATO 24 - MILANO



*Presso la nostra amministrazione  
e presso le migliori librerie sono  
in vendita le seguenti monogra-  
fie di radiotecnica:*

MONOGRAFIA N. 2

N. Callegari

**TRASFORMATORI DI ALI-  
MENTAZIONE E DI USCITA  
PER RADIORICEVITORI**  
Progetto e Costruzione  
(3ª ristampa)      **prezzo L. 150**

MONOGRAFIA N. 7 (novità)

G. Coppo

**LA DISTORSIONE NEI  
RADIORICEVITORI**  
**prezzo L. 160**

# MACCHINE BOBINATRICI PER INDUSTRIA ELETTRICA

## Semplici:

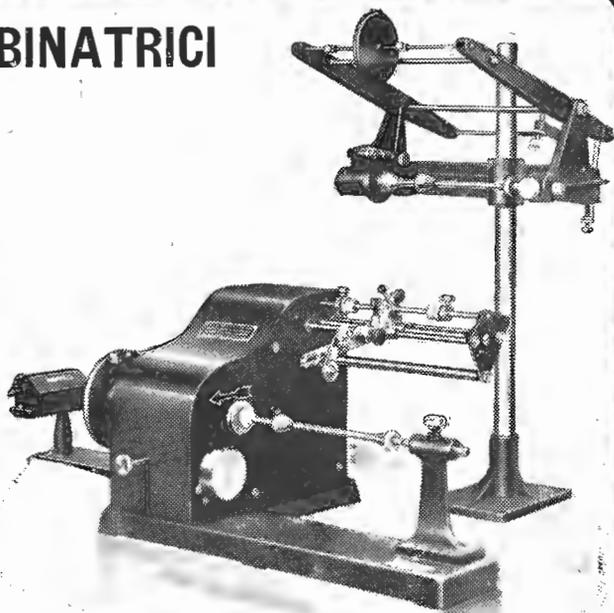
per medi e grossi avvolgimenti.

## Automatiche:

per bobine a spire parallele o a nido d'ape.

## Dispositivi automatici:

di metti carta - di metti cotone a spire incrociate.



**CONTAGIRI** BREVETTI  
E COSTRUZIONI NAZIONALI

ING. R. PARAVICINI - MILANO VIA SACCHI, 3 - TELEFONO 13-426



**SIEMENS  
RADIO**

## PANNELLO UNIVERSALE P. U. 825

È un centralino di robusta costruzione metallica che permette la composizione di varie potenze per la facilità di intercambiabilità degli amplificatori.

Può essere usato in molteplici usi nei tre programmi micro - fono - radio.

Permette l'allacciamento di 10 e più linee di altoparlanti. Particolarmente adatto per impianti di amplificazione in scuole, chiese ecc.



**SIEMENS SOCIETÀ PER AZIONI**

29, Via Fabio Filzi - MILANO - Via Fabio Filzi, 29

Uffici: FIRENZE - GENOVA - PADOVA - ROMA - TORINO - TRIESTE

# COLLABORATORI

## PIER LUIGI BARGELLINI



Il dott. ing. Pier Luigi Bargellini, nato a Firenze il 7 febbraio 1914, fu cultore di radiotecnica e di televisione fino dal 1930. Allievo interno dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale « G. Ferraris » si laureò nel 1937 in Ingegneria Industriale Elettrotecnica al Politecnico di Torino. Nel medesimo anno iniziò l'attività professionale a Roma presso la Soc. Italo Radio, ove rimase fino al 1941. In relazione allo studio dei collegamenti radiotelefonici transatlantici trascorse un periodo di istruzione presso la American Telephone & Telegraph, la Radio Corporation of America ed altre Ditte Americane. Occupandosi di onde ultracorte sperimentò nel 1939 la modulazione di frequenza e stabilì un collegamento telegrafico commerciale su 42 MHz fra Roma e Buenos Aires.

Nel 1941 passò alla F.I.V.R.E. divenendo Capo della Sala Prove Speciali dello Stabilimento di Firenze; ivi, ebbe la fortuna di poter intraprendere un lavoro sistematico sui generatori per ultrafrequenze sperimentando fra l'altro, forse per primo in Italia, i risonatori a cavità e le radioguide. Nel 1944 si rifiutò di seguire lo Stabilimento F.I.V.R.E. nello spostamento al Nord per ordine tedesco; successivamente ricercato per motivi politici fu catturato e deportato dai nazisti e, solo in seguito a fortunosa fuga attraverso il fronte, riuscì a rientrare in Firenze liberata.

Aggregato al P.W.B. americano collaborò alla ricostruzione di un trasmettitore radiofonico a Firenze.

È attualmente ricercatore presso il Centro per lo Studio della Fisica delle Microonde del C.N.R. recentemente istituito presso l'Università di Firenze. È assai noto negli ambienti radiantistici internazionali (i I KS).

## CLAUDIO EGIDI



L'ing. Claudio Egidi è nato a Fermo (Marche) il 13 agosto 1914. Nel 1937 si è laureato in ingegneria industriale elettrotecnica presso il Politecnico di Milano e nel 1938 ha conseguito il diploma di perfezionamento in comunicazioni elettriche presso il Politecnico di Torino.

Dal 1939, salvo un periodo di assenza di circa due anni, trascorse in Italia e all'estero in zona di operazioni, lavora come ricercatore all'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris di Torino, presso la Sezione Radiotecnica. Si è occupato di vari argomenti e, in particolare, di misure a radiofrequenza, di frequenzimetri a lettura diretta, di misure sui radioricevitori, di termocoppie e di modulazione di frequenza. Attualmente lavora nel campo del riscaldamento elettronico dei metalli. È incaricato dell'insegnamento di « Prove e Misure su radioapparati » al corso di perfezionamento in comunicazioni elettriche presso il Politecnico di Torino.

## DOMENICO MIGNECO



Il dott. ing. Domenico Migneco, nato a Catania l'11 giugno 1904, nel 1928 si laureò in Elettrotecnica presso il Politecnico di Torino e nello stesso anno conseguì l'abilitazione alla professione di Ingegneria presso il Politecnico di Milano.

Radioamatore fin dal 1924, a studi ultimati, iniziò a Torino l'esercizio della libera professione dedicando particolare cura alla cinematografia sonora, e proseguì in questa sua attività fino all'inizio dell'ultima guerra.

Nel settembre del 1940 fu assunto alla Magneti Marelli, Divisione Impianti Sonori, che poi lasciò nell'aprile del 1942 per passare al Laboratorio Ricerche della Soc. per Az. Gelesco alle cui dipendenze trovasi tuttora.

## ALMERIGO SAITZ



Il dott. ing. Almerigo Saitz è nato a Pola (Venezia Giulia) nell'ottobre 1904. Si laureò nel 1932 in Ingegneria Elettrotecnica presso il politecnico di Vienna ove frequentò pure il corso di specializzazione radiotecnica. Nel 1933 ottenne la laurea pure presso il Politecnico di Milano.

Nel 1932 iniziò la sua attività professionale nel campo delle costruzioni radiotecniche presso la S. A. «La Voce del Padrone - Columbia Marconiphone», ove nel 1936 assunse la direzione tecnica del Laboratorio progetti.

Sempre presso la stessa Ditta, nel 1942 e fino al dicembre 1944, assunse la direzione generale dell'Azienda. Attualmente svolge attività di consulenza tecnica ed organizzativa di laboratorio.

Ha collaborato a diverse riviste radio con molteplici pubblicazioni nel campo dell'acustica applicata ed elettroacustica, suo campo preferito. In questi ultimi tempi ebbe a scrivere spesso sugli attuali problemi organizzativi dell'industria radio, con particolare riferimento ai Centri di Progettazione e Ricerca.

È socio dell'AEI e membro del Gruppo Costruttori Apparecchi Radio in seno all'ANIE.

## LUIGI TERRA



## PIETRO LOMBARDINI



*Per le note biografiche del Dottor P. Lombardini e del Dr. Ing. L. Terra si veda al numero precedente.*

# LA FIERA DI MILANO

## e le CELEBRAZIONI MARCONIANE



*Beim*  
*Bent*  
*Ziviani*  
*P. Monti*  
*di E. S...*  
*M. Gran...*

A "Tecnica Elettronica"

Milano

In occasione della Fiera di Milano 1947 ha avuto luogo un ciclo di manifestazioni atte a celebrare l'invenzione Marconiana di cui, come è noto, ricorreva il cinquantenario.

Tali manifestazioni che richiamarono l'attenzione non solo dei tecnici ma anche del pubblico in generale, presentarono un triplice aspetto: uno a carattere tecnico-scientifico che trovò la sua naturale manifestazione nella mostra stessa e, particolarmente, in quella del progresso della radio; mostra allestita con dovizia di mezzi al primo piano del Palazzo delle Nazioni alla Fiera. Un'altro aspetto fu quello determinato dalle manifestazioni celebrative o rappresentative e che ha avuto delle sfumature, diciamo così, cosmopolite e mondane.

Infine, nel quadro di queste manifestazioni si inserirono convegni e raduni a carattere tecnico-organizzativo quali quello dell'A.N.I.E. e della A.R.I. che non vollero, e non potevano, sottrarsi all'influenza che su di essi esercitavano il prestigio e la nobiltà delle celebrazioni marconiane.

### ASPETTI TECNICO-SCIENTIFICI: LA MOSTRA DEL PROGRESSO RADIOTECNICO.

Ci riserviamo di riportare nel prossimo numero qualche impressione sulla mostra storica dei cimeli marconiani ordinata con attenta cura, forse con eccessiva austerità, dalla Marina, da

autorevoli enti e, non dimentichiamolo, per l'infaticabile zelo di Franco Soresini che sostanzialmente, fu il primo animatore di queste celebrazioni.

Il tecnico, l'italiano diremmo, in particolare, è ora proteso verso quanto di nuovo o di aggiornato scaturisce da una scienza in così continua e vertiginosa evoluzione quale la radiotecnica; ciò può spiegare perchè, con una punta di freddezza verso quei cimeli che egli onora ed apprezza nel loro significato simbolico ma che tuttavia non esercitano su di lui alcun fascino tecnico, egli si è febbrilmente lanciato ad ammirare la mostra del progresso radiotecnico. Quella cioè che gli offriva, tangibilmente, le più recenti novità. Le più autorevoli firme internazionali vi erano adeguatamente rappresentate. Esse ci vorranno perdonare se questa nostra breve rassegna risulta incompleta e se incorreremo in talune omissioni. Chi scrive non può sottrarsi, come tecnico, ad una certa soggettività derivante dalla sue particolari inclinazioni (e conoscenze!) in un campo piuttosto che in un altro della tecnica.

Ecco, dunque in rapida sintesi:

**Tubi elettronici.** - Si sono potuti osservare tipi modernissimi. La Brown Boveri esponeva certamente per la prima volta in Italia, forse in Europa, il « turbatore », tubo elettronico generatore

di iperfrequenze ( $\lambda = 13$  cm) derivato dal magnetron e dovuto a Lüdi. Su questo argomento crediamo di poter presto tornare con un dettagliato articolo tecnico. Notevoli tubi elettronici raffreddati ad aria e ad acqua erano pure presentati da Brown Boveri, RCA, General Electric, Standard e F.I.V.R.E. Della RCA erano pure esposti la fotocellula miniatura da noi illustrata nello scorso numero, tipi di tubi lighthouse e subminiature. Anche da parte della General Electric era presentata una vasta collezione di tubi per iperfrequenze sia del tipo ad elettrodi compenari, sia del tipo con cavità risonanti saldate al vetro. Le case su menzionate esponevano inoltre interruttori nel vuoto, tubi T.R., tubi raddrizzatori e comandati a vapori di mercurio, ecc. La RCA esponeva inoltre insieme ad un tubo cinematografico e ad un iconoscopio, il moderno « image orthicon » da presa che così buona prova di se ha dato nelle riprese televisive con illuminazione naturale nel corso delle dimostrazioni alla Fiera.

### STRUMENTI DI MISURA

Nel campo degli strumenti di misura pur non essendo presentate novità di eccezione, mancando infatti una larga esposizione di apparecchiature di misura per iperfrequenze, si sono potute osservare interessanti realizzazioni. La General Electric esponeva un oscillografo a raggi catodici ed un generatore di segnali di tipo standard ma di eccellente fattura. La RCA era presente con contatori di impulsi, coi classici Volt ohmisti cui una nuova scatola in acetil cellulosa dello strumento indicatore lasciando ampia libertà di visione conferisce una linea molto indovinata, con un frequenziometro a lettura diretta provvisto di scala di grande dimensioni e con generatori di impulsi. La Boonton (ora controllata dalla RCA) esponeva l'ormai classico Qmetro 160-A nonchè il moderno generatore a battimenti a larga banda (da 20 Hz a 5 MHz) veramente ben presentato.

Notiamo, fra parentesi, che nel sottostante padiglione della Francia erano esposti strumenti di misura di costruzione francese (Cartex, Ribet et Desjardins, Ferisol) assai interessanti. Il pezzo più importante era indubbiamente costituito da un campione primario di frequenza della Ferisol capace di generare, partendo da un quarzo a 100 kHz frequenze armoniche fino a 100 MHz con una precisione di 1 su 10 milioni. Una catena demoltiplicatrice alimentava un orologio sincrono. Notevoli, sempre di Ferisol, un Qmetro sino a 50 MHz e un generatore di segnali campione di evidente ispirazione americana. Ribet et Desjardins esponevano fra l'altro un nuovo oscillografo a raggi catodici a doppia traccia con commutazione elettronica e amplificatori a larga banda. Nei padiglioni della Elettronica e Radio erano esposti oscillografi Du Mont (fra i quali uno a 40 valvole che deve costare intorno al milione), il nuovo generatore di segnali campione e il nuovo ponte a radiofrequenza General Radio, strumenti della Metrohm (Sviz-

zera) fra i quali un nuovo, compatto, campione secondario di frequenza e strumenti per radio servizio della Silver, Triplet, Jakson Aerovox, ecc.

In generale negli strumenti di costruzione americana si notano costruttivamente, queste caratteristiche: strumenti quadrati ad ampia visuale, pannelli a colori vivaci (grigio-azzurro chiaro, azzurro metallizzato, verde cupo con finiture giallo chiaro, avorio, alluminio naturale ossidato), finiture cromate, spigoli arrotondati, quadranti illuminabili. Le dimensioni tendono, con razionalità e prudenza, a diminuire. Fanno eccezione gli strumenti General Radio che conservano la tradizionale linea classica, imitata anche da Ferisol (Francia).

Un pezzo a sè, nel reparto strumenti di misura, era costituito dal microscopio elettronico RCA mod. EMU, vale a dire il tipo più perfezionato. Su questo microscopio pubblicheremo sul prossimo numero un dettagliato articolo.

### ELETTRONICA PER L'INDUSTRIA

Era rappresentata essenzialmente dai forni ad alta frequenza. Alla « marconiana » forni per riscaldamento dielettrico RCA e Marelli, al padiglione Radio, quello della Marconi, da 20 kW, a induzione che veniva mostrato in funzione, completo di automatismi, quello pure a induzione da 50 kW della Marelli, quello dielettrico della Brown Boveri, del tipico aspetto industriale, quelli, funzionanti e impeccabilmente finiti, a induzione e dielettrici della R.N.R. Alle materie plastiche il noto tipo dielettrico della Philips e, alla meccanica, la CIME con un poderoso tipo a induzione da 20 kW con dispositivo automatico per la tempera di coltelli di falciatrici e col tipo dielettrico. Tendenza, nelle costruzioni italiane, a non sacrificare le dimensioni.

Sempre nel padiglione Radio, al posteggio della R.N.R. era esposto un metalloscopio ultrasonoro (vedi T.E., n. 5-6, pag. 442) fatica particolare dell'ing. Dobner. Al prossimo numero, anche di questo tipo di strumento daremo maggiori ragguagli.

### RADAR. STRUMENTI DI AIUTO ALLA NAVIGAZIONE

Faceva un certo effetto vedere l'imponente paraboloide del Radar Safar su 70 cm vicino all'esiguo cornetto terminante, nel fuoco del riflettore, il guida onde del Radar centimetrico Radiomarine RCA. Ma valeva a dimostrare che anche da noi e nei limiti delle nostre pratiche possibilità, si lavorava per tenersi in passo. Il radar per marina mercantile della Radiomarine è munito di P.P.I ed è di notevole semplicità. Compattissimo anche quello, a tenuta stagna, della General Electric.

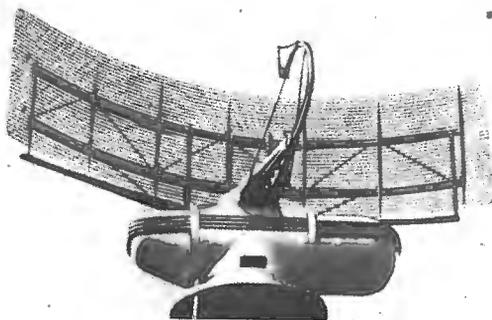
Interessante anche un radio altimetro tipo radar, una serie di radiogoniometri e apparecchi di bordo della Safar, Marconi, Olap, ecc. Un gioiello il radiogoniometro e ricevitore RCA (per aerei da turismo) le cui dimensioni sono tali da essere intercambiabile con uno strumento norma-

*le fotografie*  
*sono state gentilmente offerte dal* SERVIZIO PUBBLICITÀ  
DELLA R. S. T.



« Grossi calibri » alla Marconiana... Da sinistra Gaiani, Dobner, Umetelli, Gnesutta, Banfi e Tescari.

Il guida onde terminante col caratteristico cornetto ed il riflettore del radar centimetrico della RCA-Radiomarine.



le da cruscotto. La semplicità costruttiva di questo apparecchietto è esemplare.

In un campo affine si notavano i ricetrasmittitori a M.d.F. della RCA per automobile, per scopi di polizia, pompieri, ecc. Completamente chiusi in cofani dalle linee sfuggenti arieggiano alle poderose otto cilindrate destinate ad ospitarli. Un analogo tipo è costruito anche da Brown Boveri.

#### **RADIORICEVITORI**

Alla « marconiana » i radioricevitori non professionali erano scarsamente rappresentati, e non a torto. Si notava un bel ricevitore per M.d.F. della RCA (che nel padiglione Radio era anche presentato in esecuzione M.d.F. e M.d.A. con cambiadischi automatico) con B.F. ed altoparlante assai studiati, il ricevitore professionale AR 88 RCA, ricevitori professionali Safar, Mar-

coni ecc. Un piccolissimo autoradio inglese (Pye, se non erriamo) molto ben disegnato.

Nel padiglione Radio, naturalmente, ricevitori di ogni tipo e fattura compreso un radiogrammofono incorporante anche un proiettore a passo ridotto con visione su specchio (Phonola) ed i primi apparecchi miniaturizzati semi personali (Emerson).

### TRASMETTITORI E RICETRASMETTITORI

Quanto a trasmettitori i due « pezzi » più interessanti ci sono sembrati i due complessi a M.d.F. della RCA e della General Electric. Il primo era del tipo con stadi con griglia a terra (vedi T.E. n. 7, pag. 616), per una potenza in aereo di 1 kW. Il secondo, da 3 kW era collegato ad una antenna « ground-plate » di fortuna. Ambedue erano ammirevoli per perfezione e stile costruttivo. Linea molto semplice, chiusa ed elegante, con portiere per la facile ispezione.

La stazione della General Electric impiegava un Phasitron, una catena di moltiplicatori, una 829 pilotante un contofase di Eimac 4/125 montata con condensatore di fuga sulla griglia schermo risonante ed accoppiato ad un contofase di GL 7D 21. Una particolarità era costituita dalla neutralizzazione in croce di questo stadio effettuata in un solo senso cioè fra una sola placca e griglia.

Le due stazioni funzionavano su circa 100 MHz con una deviazione di frequenza, come al solito, di 75 kHz.

Affini per linea e bellezza costruttiva erano dei tavoli per regia, muniti di indicatori di livello, pure della General Electric e della RCA. La RCA esponeva anche una completa stazione navale oltre a un tipo più piccolo, con una caratteristica struttura interna a T.

Interessante un trasmettitore per telegrafia commerciale, esposto da Brown Boveri e che sarà oggetto di un articolo nel prossimo numero.

Molti ricetrasmittitori. Quello ad onde centimetriche della Brown Boveri già presentato alla Fiera 1946, uno per M.d.F. della officina di Savigliano di costruzione assai compatta e svariati altri.

### PONTI RADIO, TELEFONIA A FREQUENZE VETTRICI

Erano continuamente in funzione i ponti radio ad onde ultracorte della Marelli e della I.R.T. fra Milano e Roma via Cimone. Della Marelli era esposto il ponte a 24 canali con modulazione a impulsi.

Le comunicazioni avvenivano con eccellente regolarità talchè fra poco si potrà dire che telefonate fra S. Babila e Porta Vittoria è quasi altrettanto facile che telefonare, per ponte radio, fra Milano e Roma. Gli ingg. Luna e Milani rispettivamente dei laboratori progetti ponti radio della Magneti Marelli e I.R.T. erano raggiunti.

Altri notevoli ponti radio erano presentati da Mastini, Standard, RCA, ecc.

La Standard insieme a complessi per telefonia a frequenze vettrici presentava anche un pannello per telemisure a 4 canali. Apparecchiature per telefonia a frequenze vettrici erano esposte dalla Olap, Lesa, Safar, Face, l'elctra, ecc.

La Standard presentava inoltre una serie di filtri speciali a quarzo e una tavola della relativa tecnologia. Olivetti un impianto di telescrivi in funzione.

### PARTI STACCATE

Poche, alla « marconiana » le parti staccate. Nova presentava un nuovo gruppo di alta frequenza a variazione di permeabilità miniaturizzato a 4 gamme e un mirabile trasformatore di M.F. delle dimensioni di 32 x 14 mm., per 465 kHz, atto a montaggio sospeso come un qualsiasi organo di accoppiamento. Il progettista,



L'ing. Gaiani col ricetrasmittitore ad onde decimetriche della Brown-Boveri. Si noti l'antenna nel fuoco del riflettore.



L'ing. Gaiani non sembra eccessivamente turbato davanti alla tavola illustrante le caratteristiche del « turbator » il nuovo tubo generatore di onde centimetriche.

Italo Prada, ci confermava che il Q risultante non è inferiore a quello di un normale trasformatore di M.F.

Notevoli nuclei ferromagnetici, filtri a cristallo, ecc. esponeva Brown Boveri.

## TELEVISIONE

A cura della RCA, rappresentata in Italia dalla Telonda, e mercè l'infaticabile attività del dott. Biondo, dell'ing. Banfi e dell'ing. Ranalli, Mr. Roe, Mr. Davis e altri erano state organizzate dimostrazioni televisive sia mediante apparecchi riceventi sistemati alla « marconiana » sia mediante quelli piazzati nell'Auditorio. Lì si aveva la possibilità di televedersi dato che spesso vi erano svolte delle riprese. Sono state effettuate riprese dal teatro alla Scala e da campi sportivi con segnali video ritrasmessi mediante ponte radio a circa 7000 MHz.

La definizione era di 525 linee a 30 immagini interlacciate. Sostanzialmente queste dimostrazioni hanno confermato le eccezionali possibilità dell'« image orthicon » permettendo riprese senza alcuna particolare illuminazione. Le immagini, specie nei ricevitori a visione diretta sul cinescopio, erano brillanti, luminose e gradevolmente dettagliate. Da notare che tutti i complessi dovettero venire alimentati con gruppi elettrogeni essendo previsti per una frequenza di 60 Hz. Solitamente la trasmissione era sincrona col gruppo di alimentazione del sistema di presa, oppure in modo autonomo mediante quarzo.

Il ponte radio di cui sopra constava di tre valvole più un piccolo klystron e veniva ricevuto da un ricevitore che opera la conversione mediante un klystron autooscillatore, da circa 7000 a 120 MHz, valore questo della frequenza intermedia. Dopo rivelazione e amplificazione i segnali video venivano inviati su cavo ai ricevitori; verso la fine della Fiera sono state eseguite anche ricezioni via radio. È stato da

molti notato che il cinescopio sul pannello di controllo del trasmettitore dava una immagine di eccezionale bellezza; questo perchè la larghezza di banda dei sistemi relativi è, in questo caso, di 8 MHz mentre nelle linee, nelle B.F. ecc. viene ad essere operato un inevitabile taglio. La presa veniva effettuata con due telecamere, una montante un normale « image orthicon » l'altra impiegante il nuovissimo tipo di « image orthicon » del tipo chiamato « closed spaced orthicon ». In questo tipo, caratterizzato da una bassissima spaziatura fra « target » e griglia vi sono vantaggi quanto a rumorosità e nettezza, e svantaggi quanto a sensibilità. Fu possibile quindi effettuare interessanti comparazioni.

Come si è detto tutti questi impianti sono stati effettuati dalla RCA tramite la sua rappresentante Telonda Corp.

Alla Marconiana erano anche esposti, non in funzione, ricevitori per televisione della Pye, Marelli e Safar

## VARIE

Alla « marconiana » erano inoltre esposti: un organo elettronico della Microtecnica, apparecchi marconiterapici, un indovinato oscillatore per microonde su 2500 MHz con tubo lighthouse e misuratore dell'intensità di campo a cavità con cristallo rettificatore costruiti dalla General Electric per dimostrazioni didattiche sulle microonde, ecc.

Completavano la mostra una documentazione della rete della RAI, un posteggio della ARI con un trasmettitore (quello di I LAB) in funzione per continui Q 50 ed uno della stampa tecnica nel quale insieme all'USIS e a pubblicazioni italiane figurava anche T.E.

## ASPETTI CELEBRATIVI

Il giorno 29 giugno, giornata marconiana, a cura del Comitato Nazionale d'Onore per le Ce-



L'ing. Dobner col metalloscopio elettronico da lui progettato e costruito dalla R.N.R.



Si prova la funzionalità di un tavolo di regia della General Electric.

lebrazioni del 1° Cinquantenario della scoperta della Radio, sotto la presidenza del Consiglio dei Ministri e con la partecipazione dell'Ente Autonomo Fiera di Milano, e della Associazione Nazionale Industrie Elettrotecniche si è tenuta una manifestazione marconiana.

La « Giornata marconiana » alla Fiera è cominciata alle 10 nell'Auditorium, dove erano convenuti la vedova dell'inventore marchesa Maria Cristina con la figlia Elettra, il marchese Giulio Marconi e la sorella Gioia, il ministro della Difesa on. Cingolani, in rappresentanza del Governo, l'ambasciatore degli Stati Uniti, Dunn, gli ambasciatori della Cina e dell'Uruguay, il ministro delle Finanze bulgaro, l'incaricato di Affari dell'Iran, i consoli inglese e svizzero a Milano, il rappresentante dell'ambasciatore del Brasile, il conte Galeazzi delegato della Città del Vaticano, il sindaco avv. Greppi e numerose altre autorità e personalità.

Il presidente dell'Ente Fiera, on. Gasparotto, ha parlato dell'universalità del genio di Marconi; l'ing. Piero Anfossi, presidente dell'Associazione nazionale industrie elettrotecniche, ha ringraziato gli stranieri per la loro partecipazione alle celebrazioni marconiane e in particolare gli Stati Uniti e l'Inghilterra che hanno fornito materiale per la mostra; il ministro Cingolani, portato il saluto e il plauso del Governo, ha rievocato un episodio svoltosi a Roma quando a Marconi venne conferita la cittadinanza onoraria.

Il Marchese dott. Giulio Marconi ha parlato rievocando gli inizi della grande scoperta e ringraziando le autorità. Infine il figlio del marchese Luigi Solari ha letto un messaggio del padre in cui venivano descritte le varie fasi della scoperta. Quindi è stato inaugurato il « ponte-radio » tra Milano e Roma a onde ultracorte: il capo di Stato Maggiore dell'Aeronautica generale Aimone Cat ha mandato un fervido saluto cui ha risposto il ministro Cingolani. È stato inviato un messaggio al Capo dello Stato on. De Nicola. L'ambasciatore degli Stati Uniti Dunn ha parlato poi per radio-telefono dalla Mostra marconiana col presidente del Consiglio municipale di Nuova York, Vincent Impelliteri, che

si trovava in un'automobile di fronte alla sede del Municipio stesso.

Il collegamento veniva effettuato tramite un radiotelefono Mastini. Tutta la cerimonia è stata video e radio trasmessa. È seguita la visita alla mostra marconiana.

Seguiva, alle 13 la colazione sociale in Fiera alla quale parteciparono graditi ospiti dell'ANIE autorità italiane e straniere mentre un ristretto gruppo di gentili signore si riunivano al Maxim per una colazione in onore della Marchesa Marconi e della figlia Elettra.

Dopo una visita dei membri dell'ANIE ai padiglioni della Fiera, alle 18 ricevimento al Castello Sforzesco offerto dalla Città di Milano ai partecipanti alla Manifestazione Marconiana. Il sindaco Greppi ha rivolto ai convenuti, e particolarmente alla Marchesa Marconi, vibranti parole esaltanti la scoperta marconiana come strumento di affratellamento fra gli uomini. È seguito un rinfresco. Molti eleganti vestiti stampati, grandi cappelli, i signori in giacche bianche o gabardin. Presenti l'Ambasciatore della Cina e signora.

Alle 21 serata di gala alla Scala.

#### CONVEGNI

Oltre al Convegno ANIE di cui si è accennato al quale hanno partecipato le più importanti personalità del mondo industriale e tecnico, sapientemente e signorilmente organizzato dal presidente ing. Anfossi, e dagli ingg. Novellone, Soffietti e sig. Movinkel, ha avuto luogo il 21 giugno la riunione annuale dell'ARI. La mattina visita alla Fiera, poi colazione a Bagutta e, alle 16, riunione in via S. Paolo nella sede dell'A.E.I.

Al tavolo della presidenza, intorno all'ingegner Montù, l'avv. Finetto, V. E. Motto, l'ing. Bargellini, l'ing. Dobner, P. Fontana, Bruschi e altri. Atmosfera piuttosto eccitata e lunghe discussioni. Viva emozione destata dal primo interpellante che ha chiesto la parola « per fatto personale »... Aspri litigi pro e contro la telegrafia. Si vedano, in proposito, altre notizie in questo stesso numero. (a. p.)

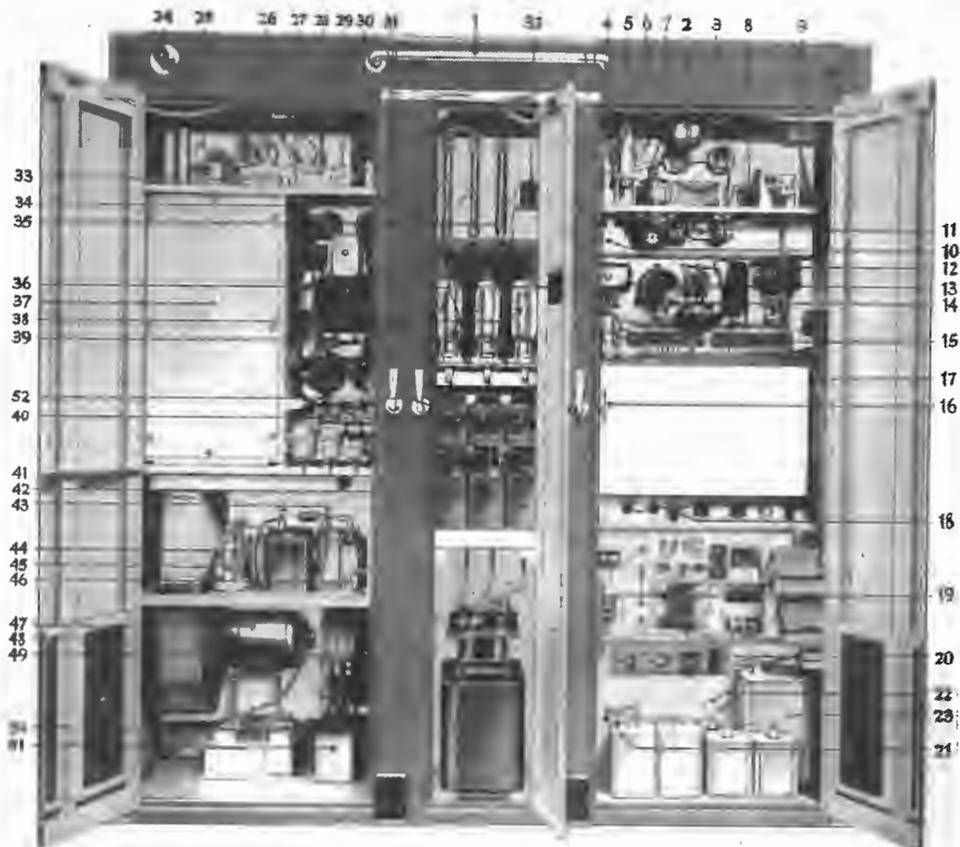


Il dott. Tescari (a destra) illustra uno dei suoi generatori di calore elettronico. Forse per questo tutti sono in maniche di camicia...

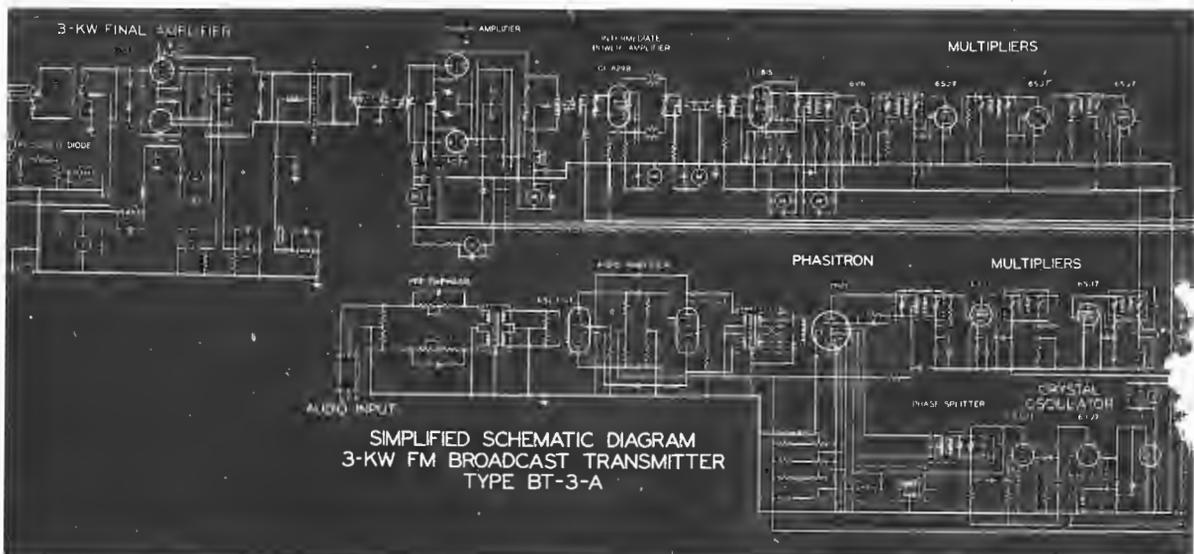
Un particolare del campione primario di frequenza esposto da Ferisol.



Tescari e Dobner a caccia di valvole.

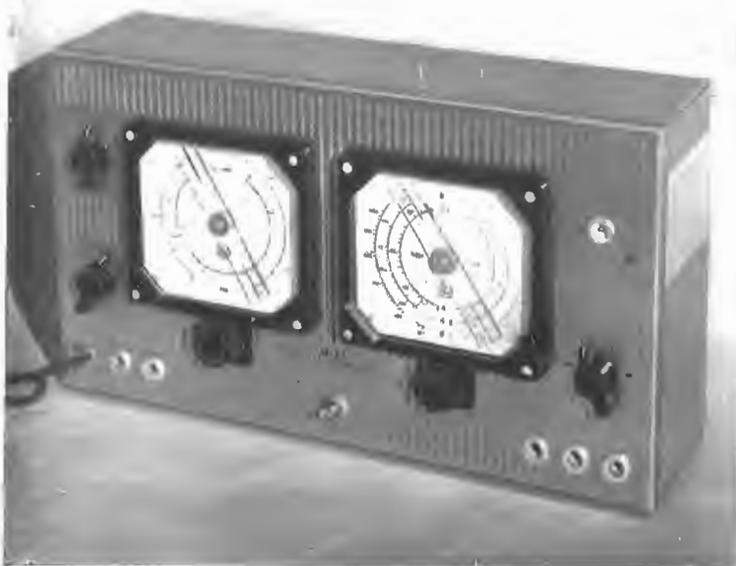


Vista interna posteriore della stazione a modulazione di frequenza da 3 kW General Electric. Le valvole 38 sono le raddrizzatrici per alta tensione.



Circuito semplificato del trasmettitore di cui alla figura superiore.

# PRODOTTI NUOVI



“ULTRACOMPATTO” MIAL  
Mod. 1146 - L'oscillatore di  
alta e bassa frequenza

## ● MIAL - Milano

Alla Fiera di Milano del 1947 la MIAL, che ha ripreso in pieno la propria produzione, si presenta con una gamma veramente impressionante di esecuzioni modernissime.

Uno degli aspetti caratteristici della tecnica radioelettrica attuale è data dalla tendenza alla riduzione dimensionale di tutti i complessi, sino al raggiungimento di dimensioni che solo poco tempo fa sarebbero apparse irrealizzabili.

Gli Americani sono divenuti maestri in questa tecnica della « miniaturizzazione », ed i risultati possono venir esemplificati da un lato da un trasmettitore televisivo completo contenuto in un volume poco maggiore di quello occupato da un normale « 4 + 1 » e dall'altro da interi trasmettitori per microonde direttamente stampati, in tutti i loro elementi, sul bulbo di un'unica valvola « subminiature ».

Da parte sua la MIAL da tempo lavorava in silenzio al perfezionamento di nuovi metodi tecnologici tendenti a ridurre gli ingombri, e già la Fiera del 1946 ha visto la prima realizzazione MIAL in questo campo: l'oscillatore modulato « 145 », che ormai si è imposto non solo quale strumento veramente ideale per il servizio volante a domicilio, ma ha trovato un degno posto anche sul banco del laboratorio.

Quest'anno, la MIAL presenta l'oscillatore di alta e bassa frequenza « ULTRACOMPATTO » modello « 1146 », che in volume men che doppio di quello occupato dal « 145 » comporta un oscillatore a bassa frequenza che copre, in due gamme, da 50 a 7000 Hz con una forma d'onda di qualità sufficiente per qualunque misura in bassa frequenza ed un oscillatore di alta frequenza che — mediante un castello a tamburo — copre in sei gamme da 100 kHz a 22 MHz.

L'oscillatore di bassa frequenza può modulare l'oscillatore di alta, rendendo così possibile il rilievo di curve complete di rispondenza. La profondità di modulazione è facilmente variabile, e naturalmente è possibile modulare l'oscillatore di alta frequenza con una qualsiasi sorgente di bassa frequenza esterna.

La precisione della taratura in alta ed in bassa frequenza è eccellente, ed i due grandi quadranti di cui è provvisto il « 1146 » permettono di individuare con comodità e sicurezza l'impostazione della frequenza.

Si noti, che gli oscillatori di alta e bassa frequenza terminano su attenuatori separati, e quelli di alta frequenza sono avvolti con particolari accorgimenti atti a diminuirne l'induttanza.

L'attenuatore è accuratamente schermato, e la corrente residua di alta frequenza ad attenuatore azzerato è abbastanza piccola per essere totalmente trascurabile.

Tre sole valvole, di tipi facilmente reperibili, sono sufficienti all'equipaggiamento dell'oscillatore; l'alimentazione è completamente in alternata e l'esecuzione risponde pienamente alle ormai note esigenze funzionali ed estetiche della MIAL.

Il « **Ponte universale « miniaturizzato »** modello 1246 » è uno strumento che, mediante commutazione automatica e relativa sostituzione dei campioni, funziona volta a volta da ponte di Wheatstone, ponte di capacità a resistenza in serie, ponte di Hay e ponte Maxwell per misure di resistenza, capacità, induttanza,  $\text{tg } \delta$ , e fattore di merito (« Q ») secondo le seguenti prestazioni dettagliate:



PONTE UNIVERSALE « MINIATURIZZATO » MIAL  
Mod. 1246

Misure di resistenza: da  $0,05 \Omega$  a  $1,1 \text{ M}\Omega$

Misure di capacità: da  $10 \text{ pF}$  a  $110 \mu\text{F}$

Misure di induttanza: da  $50 \mu\text{H}$  a  $11 \text{ H}$

Misure di  $\text{tg } \delta$  (a  $1000 \text{ Hz}$ ): da  $30 \cdot 10^{-4}$  a  $9000 \cdot 10^{-4}$  in due scale.

La precisione è del  $\pm 3 \%$  sul valore di R, C, L nella regione di portate intermedie, l'errore aumenta progressivamente sino ad un massimo di  $\pm 5 \%$  ai due estremi.

La frequenza di esercizio del « **ponte 1246** » è di  $1000 \text{ Hz}$ , generati da un oscillatore (secondo il circuito sfasatore a doppio T brevettato dalla MIAL) entrocontenuto.

È previsto un commutatore di sensibilità a due posizioni nell'amplificatore entrocontenuto di azzeramento, commutatore che risulta molto comodo per facilitare l'equilibramento iniziale del ponte.

L'indicatore di zero è costituito da un tubo a raggi catodici a doppia sensibilità che, grazie anche alla presenza dell'amplificatore, consente facilmente un'eccellente precisione nell'operazione di azzeramento mentre presenta altresì il vantaggio di essere del tutto insensibile ai sovraccarichi che facilmente si riscontrano nell'uso di strumenti di questo tipo.

Quando si pensi che lo strumento completo è compreso in un ingombro di  $195 \times 156 \times 119$  millimetri ed un peso di  $2,860 \text{ kg}$ . e se ne tengano pre-

senti le eccezionali prestazioni, non si può non prevedere al « **ponte miniaturizzato mod. 1246** » un successo anche superiore a quello del suo maggiore « mod. 650 » della stessa MIAL.

Il « **ROBOTRON** » completa la gamma delle novità MIAL nel campo degli strumenti di misura. Si tratta di un provavalvole di funzionamento completamente automatico, e che mediante una serie di schede costantemente aggiornate consente misure su tutti i tipi di valvole compresi quelli speciali: miniatura, loctal, video, etc.

Una prova pratica sarà più efficace di qualunque descrizione, e la MIAL invita tutti gli interessati a rendersi direttamente conto degli eccezionali pregi di praticità e precisione del « Robotron ».

Gli stessi criteri di massima riduzione dell'ingombro hanno portato anche alla realizzazione delle nuove serie di condensatori a mica argentata « **miniatura** ».

La riduzione delle dimensioni di un elemento costitutivo così semplice come il condensatore a mica argentata sembrerebbe difficilmente realizzabile a meno di voler pensare che i costruttori si siano sinora preoccupati solo di sprecare del materiale.

In effetti, la riduzione delle dimensioni è vincolata non solo a criteri



“ ROBOTRON ”  
MIAL

mecanici (massima utilizzazione della superficie del dielettrico), ma altresì a considerazioni ed accorgimenti di carattere elettrico e tecnologico che solo una lunga esperienza ed un'accurata preparazione, unite ad una perfetta attrezzatura, possono risolvere.

Non è infatti sufficiente aumentare la superficie attiva del dielettrico mediante un più razionale disegno dell'armatura. Il fatto di spostare il punto di attacco dei terminali dalla normale posizione a metà lato ad un angolo, consente un notevole guadagno di superficie senza turbare, date le minime dimensioni del lato minore, la razionalità del montaggio del condensatore finito.

La diminuzione della spaziatura ai bordi, implicata dall'aumento della superficie attiva, è possibile solo se i bordi dell'armatura (ottenuti per diretta argentatura della mica) sono estremamente regolari e non presentano alcuna sfumatura o irregolarità che — causa la diminuita rigidità dielettrica e le perdite per conduttanza parallela — comprometterebbero inevitabilmente la qualità del condensatore.

Sempre a causa della riduzione della spaziatura ai bordi, è necessario prendere precauzioni atte ad evitare la diminuzione della resistenza d'isolamento che — in presenza di umidità — inevitabilmente deriverebbe dal formarsi di un ponte semiconduttore tra un'armatura e l'altra.

Risolte tutte queste difficoltà, le caratteristiche definitive dei condensatori a mica argentata MAIL della nuova serie « **miniatura** » risultano le seguenti: Tensione normale di prova a 42 Hz: 500 V. A richiesta, valori maggiori. Tolleranze normali sulla capacità:  $\pm 5\%$  e  $\pm 2,5\%$ . A richiesta, precisioni maggiori, sino ad un massimo  $\pm 1$  pF. Tensione di prova massima a 42 Hz: 1.500 V. Resistenza d'isolamento a 300 V,  $+ 20$  °C, 60 % di umidità relativa:  $\geq 100.000$  M $\Omega$ .

Coefficiente medio di temperatura sulla capacità C.  $+ 30 \cdot 10^{-6}$ .

Massima temperatura d'esercizio:  $+ 60$  °C.

$\text{tg } \delta$  a 1 MHz:  $< 15 \cdot 10^{-4}$ .

Dimensioni d'ingombro: sino a 100 pF, mm. 7 x 12;

da 100 a 200 pF, mm. 9 x 16;

da 200 a 400 pF, mm. 12 x 25;

mediante l'impiego di miche multiple, nelle medesime dimensioni 12 x 25 mm. si forniscono condensatori sino a 2.000 pF.

La Rappresentanza esclusiva di vendita dei prodotti MIAL per l'Italia e per l'estero è stata assunta dalla

« **R.S.T.** » - Radiotecnica Strumenti Telecomunicazioni, S. a R. L.

Via Unione, 7 - Milano - Telef. 13-595 - Telegrammi **Genelectron**

la quale è a disposizione degli interessati per ogni ulteriore schiarimento, dimostrazioni ed offerte.

## ● ICE - Milano

La « **I.C.E.** » presenta alla Fiera di Milano, Padiglione della Radio, stand della « **R.S.T.** », una gamma completa di strumenti di misura di alta precisione.

Tra questi si potranno notare i tipi a bobina mobile, che vanno dai microamperometri da 50  $\mu\text{A}$  fondo scala agli strumenti di portata normale, sempre caratterizzati dalla precisione del  $\pm 1\%$  del valore di fondo scala, precisione che a richiesta può essere raddoppiata.

Oltre alle diverse esecuzioni corrispondenti ai vari tipi del mod. 300, tali strumenti vengono anche forniti nell'esecuzione corrispondente al modello « 800 », di maggiori dimensioni.

Da alcuni mesi la « **I.C.E.** » ha inoltre iniziato la costruzione di strumenti a ferro mobile per misure in corrente alternata, sempre del tipo ad alta qualità (precisione  $\pm 1\%$  del valore di fondo scala).

Anche gli strumenti di questo tipo sono fornibili nelle medesime esecuzioni di cui sopra.

Per prima in Italia (e forse in Europa) la « **I.C.E.** » è riuscita a costruire ed a mettere in normale produzione milliamperometri a ferro mobile della sensibilità di 2 mA fondo scala.

Il consumo di corrente dei voltmetri a ferro mobile si mantiene entro limiti assai ragionevoli, e gli strumenti di questo tipo sono caratterizzati anche da una marcata stabilità e dall'assenza di oscillazioni dell'ago indicatore.

La « **I.C.E.** » è infine in grado di fornire strumenti particolari, quali il suo ottimo « Tester Analizzatore mod. 600 » a 31 portate per misure in corrente continua, alternata, per misure di resistenze e di tensioni di uscita e strumenti a termocoppia a responso praticamente costante sino a 30 MHz.

La Rappresentanza esclusiva di vendita dei prodotti « **I.C.E.** » per l'Italia e per l'Estero è stata assunta dalla

« **R.S.T.** » - Radiotecnica Strumenti Telecomunicazioni, S. a R. L.

Via Unione, 7 - Milano - Telef. 13-595 - Telegrammi **Genelectron**

la quale è a disposizione degli interessati per ogni ulteriore schiarimento, dimostrazione ed offerta.

## ● M. MARCUCCI - Milano

La Ditta M. Marcucci & C. ha esposto un vasto assortimento di macchine bobinatrici lineari e a nido d'ape che hanno incontrato molto interesse nel campo industriale. In modo speciale due tipi molto economici uno lineare e uno a nido d'ape, per radioriparatori.

Fra le numerose novità esposte sono notevoli tutti gli accessori per piccoli apparecchi radio, gli zoccoli per valvole miniatura, le medie frequenze e gli altoparlanti di piccole dimensioni. Inoltre tutta la serie completa di zoccoli per valvole vecchio tipo americano e europeo e le nuove octal, EF50, miniature e Telefunken, nonchè tutti gli adattatori relativi alle valvole Fivre-Philips e viceversa, interessanti sia i commercianti come i radiotecnici per gli strumenti di misura.

Un nuovo articolo che mancava fra gli accessori radio è la spina e la presa octal volante, utilissime negli impianti di amplificazione. Interessante pure il nuovo contatto automatico per fonobar.

Fra gli strumenti di misura, oltre all'oscillatore modulato, è stato presentato lo stesso tipo modello universale comprendente anche il prova-valvole-tester con la relativa applicazione di cassetta portaattrezzi.

## ● ING. GALLO - Milano

Continuando nel suo piano di aggiornamento della produzione per adeguarla alle sempre crescenti esigenze tecniche, la Ditta Ing. Gallo ha presentato quest'anno in Fiera alcune novità che hanno immediatamente richiamato l'interesse della sua affezionata clientela.

Nel campo dell'amplificazione sonora una nuova tromba esponenziale rovesciata ha completato la gamma dei due tipi esistenti.

Costruita parte in fusione e parte in pesante lastra tornita di alluminio, la tromba ED 24 ha spiccate doti di musicalità, derivate dall'accurato studio del profilo esponenziale del diffusore.

Completamente stagna, orientabile a mezzo di un semplicissimo snodo, questo nuovo prodotto è particolarmente consigliabile per l'applicazione su autocarri e vetture pubblicitarie.

L'unità in essa contenuta è prevista per eccitazione a 12 o 300 V.

Nel campo radio un nuovo radiorecettore a corrente continua è stato presentato alla clientela.

Si tratta di un quattro valvole, alimentato mediante survolto a sei o dodici volt; altre caratteristiche principali sono: tre gamme di onde corte, e due di onde medie, altoparlante di forte potenza, mobile di sobria eleganza. I progettisti della Gallo ci hanno detto di aver sacrificato le esigenze puramente estetiche di un mobile di grande dimensioni per dare la possibilità al radioamatore di piazzarlo anche in locali angusti come rifugi di montagna, cabine di panfili, ecc.

Pensiamo pertanto che a questo apparecchio arriderà un notevolissimo successo commerciale anche per gli usi familiari, specialmente se si avranno ancora nella prossima stagione gravi limitazioni sulla possibilità d'impiego dell'energia elettrica.

L'attenzione maggiore dei visitatori è stata però attratta dall'Autoradio CONDOR C 6 11.

Passato al vaglio di una esperienza di un intero anno, modificato e perfezionato per seguire le esigenze non solo della clientela italiana, ma anche di quella estera, viene presentato ora nella sua edizione definitiva.

La nuova custodia per l'altoparlante ha migliorato notevolmente la riproduzione e l'ingombro dell'alimentatore è stato ridotto di molto con l'impiego di un survolto rotante di nuovo tipo.

Per il montaggio su macchine di lusso è stata anche costruita una nuova antenna a doppio attacco, allungabile a tre sezioni, che può essere fissata sia sul tetto della vettura che sul fianco del cofano.

Un piccolo elegante ventilatore completa le novità della Gallo.

Centralini e telai amplificatori, altoparlanti, eccitatori, survolatori e convertitori completano la produzione.

Si tratta di una produzione ormai ben nota agli intenditori e la cui sana progettazione ha fatto sì che il marchio di fabbrica CONDOR sia sinonimo di garanzia, di perfetto funzionamento e di assoluta serietà commerciale.

### ● LIAR - Milano

Una interessante novità si è notata nello stand della LIAR Radio. Questa nota fabbrica milanese ha presentato un nuovo tipo di apparecchio corredato di scala parlante con ricerca automatica delle trasmissioni, ottenuta mediante manovra di un selettore a sedici posizioni (stazioni ricevibili) molto simile a quello usato nei comuni telefoni e come tale di semplicissimo uso. Il dispositivo in corso di brevetto a nome della LIAR Radio è stato ideato dal sig. Adriano Azzali, che ci ha promesso altre interessanti novità per la prossima Fiera.

Questa Ditta espone inoltre i seguenti modelli:

555 sopra mobile super a 5 valvole Philips, 5 gamme ad induttore variabile più fono con altoparlante LW5 uscita indistorta watt 4. Questo modello è presentato con quattro mobili diversi, dal tipo economico al superlusso con due altoparlanti.

556 simile al precedente con altoparlante LW6 correzione automatica di fedeltà, uscita 5 watt.

535 Super di tipo normale 5 valvole octal G, 3 gamme d'onda più fono, scala verticale con indice a movimento ascensionale ed a tre colori. Altoparlante LW5 uscita 4 watt, mobile che si è imposto all'attenzione dei visitatori per la sua eleganza ed armonicità di linea.

522 simile al precedente, due scale indipendenti per onde corte e medie, uscita 3 watt. Mobile lucido o laccato in colori diversi.

5A30 amplificatore, che con sole 5 valvole permette la preamplificazione per microfoni a bassa uscita, anche questo circuito è in corso di brevetto. Uscita watt 30 comando manuale per passaggio immediato micro-fono-radio. Cambio impedenze da 2,5 a 15 ohm. Valvole finali 807 con reazione negativa. Montato su telaio metallico con comandi disposti a leggio e gabbia di protezione.

Ci auguriamo di poter nuovamente segnalare alle prossime occasioni questa piccola ma laboriosa ditta che si sta affermando per la bontà e la precisione delle sue costruzioni.



Apparecchio Radio LIAR con ricerca automatica delle stazioni.

## PHILIPS RESEARCH REPORTS - Vol. 1 - N. 3 - Aprile 1946.

p. 161 — Sull'errore di determinazione del piano mediano di un fascio radio in un velivolo inclinato di K. F. Niessen (Investigazione teorica dell'errore dovuto alla componente orizzontale). 8 pp., 2 figure.

p. 169 — Sintesi di reti, in particolare di quadripoli privi di resistenza di B. D. H. Tellegen (Definizione del concetto di numero d'ordine di un bipolo, sua estensione ai quadripoli e trattazione sistematica dei primi cinque ordini da zero a quattro; conclusioni e bibliografie). 16 pp., 13 figure.

p. 185 — Sul principio di Onsager della reversibilità microscopica di H. B. G. Casimir (Teoria, applicazioni e critica). 20 pp.

p. 197 — La relazione tra fattore di potenza e coefficiente di temperatura della costante dielettrica di dielettrici solidi di M. Gevers (Parte prima che dimostra l'insufficienza delle teorie che cercano di spiegare la causa delle perdite nei dielettrici e del suo rapporto con la costante dielettrica). 28 pp., 10 figure e bibliografia.

p. 225 — La normale caduta catodica per il molibdeno e lo zirconio nei gas rari di T. Juriaanse, F. M. Penning e J. H. A. Moubis. (Fenomeno, procedura sperimentale, misure e conclusioni). 14 pp., 11 figure e 4 tabelle; bibliografia.

p. 239 — Un apparecchio per la misura di momenti magnetici. (Principio e descrizione).

## PHILIPS RESEARCH REPORTS - Vol. 1 - N. 4 - Agosto 1946.

p. 241 — Misure e calcoli su combinazioni di sfuocatura nella fotografia a raggi X di H. A. Klasens. (Definizioni e misure). 9 pp., 8 figure.

p. 250 — Determinazione empirica di curve di trasmissione di filtri d'onda. (Rapporto preliminare).

p. 251 — Un contributo alla teoria della radiazione acustica di C. J. Bouvokamp. (Trattazione teorica sistematica ed accurata con estensioni e correzioni di inesattezze). 26 pp., e bibl.

p. 278 — Sull'attivazione dei

catodi ricoperti di ossido. (Rapporto preliminare).

p. 279 — La relazione tra il fattore di potenza e il coefficiente di temperatura della costante dielettrica dei dielettrici solidi di M. Gevers. (Parte seconda che fa la rassegna dei dati conosciuti, criticandone la disparità e le inesattezze). 35 pp., 3 tabelle e bibliografia.

p. 314 — Sulla temperatura di eccitazione, la temperatura del gas e la temperatura elettronica nella scarica ad alta pressione di mercurio. (Rapporto preliminare).

p. 315 — Sull'equazione di Smoluchowski per l'elettroforesi di particelle colloidali di J. Ch. G. Overbeek (Teoria e sua applicazione). 3 pp.

## REVUE TECHNIQUE PHILIPS - Vol. 8 - N. 3 - Marzo 1946.

p. 66 — Cellule fotoelettriche a strato d'arresto, di W. C. von Geel. (Modo di funzionamento di queste cellule e spiegazione del fenomeno, trattando poi in particolare della cellula al selenio). 7 pp., 10 figure.

p. 71 — Lampade ad incandescenza per proiezione cinematografica di J. J. A. Manders. (Esame delle caratteristiche generali di una buona lampada da proiezione ed in particolare del filamento e della atmosfera gassosa). 10 pp., 12 fig. e 2 tabelle.

p. 82 — Misure di riverberazione, di W. Tak. (Trattazione teorica e matematica del fenomeno, considerazioni generali e principi degli strumenti di misura relativi). 7 pp., 12 figure.

p. 89 — Confronto tra modulazione di frequenza e modulazione di ampiezza, di Th. J. Weijers. (Considerazioni generali pratiche e teoriche ed esame particolare per quanto riguarda i disturbi dovuti a segnali sinusoidali, a soffio, ad atmosferici ed elettrici). 8 pp., 6 figure.

## REVUE TECHNIQUE PHILIPS - Vol. 8 - N. 4 - Aprile 1946.

p. 98 — Un nuovo metodo di eliminazione del rumore di fondo nella riproduzione dei film sonori, di W. K. Westmyze (Metodo di esplorazione della colonna sonora ad ampiezza, per esempio con un disco ruotante provvisto di fessure, per

eliminare il rumore di fondo; dati ed osservazioni sulla scelta della sorgente luminosa, sulla costruzione del disco). 8 pp., 7 figure.

p. 105 — Un impianto di radioterapia a 400 kV, di W. Hondius Boldingh e W. J. Oosterbolabile dell'Ospedale Accademikamp. (Impianto con tubo reomico di Groninga; descrizione generale e considerazioni particolari). 6 pp., 4 figure.

p. 111 — Lo studio della ionosfera con la radio di C. J. Baker. (Trattazione generale strati ionizzati e comportamento della propagazione; fenomeni particolari e meccanismo della ionizzazione). 70 pp., 7 fig.

p. 121 — Un nuovo apparato sperimentale di emissione su onde ultracorte a m. d. f. di A. von Weel. (Impianto installato tra Eindhoven e Tilbourg, con due canali su 90,5 e 99 cm., ciascuno modulato in frequenza con scarto di 67 kHz e con portante di valore pari ad 1/9 dell'onda emessa; la portante sostiene la modulazione di ben 38 canali telefonici distribuiti tra 12 e 204 kHz). 8 pp., 8 figure.

## REVUE TECHNIQUE PHILIPS - Vol. 8 - N. 5 - Maggio 1946.

p. 130 — Motori a gas caldo di H. Rinia e F. K. Du Pré. (Teoria, applicazione ai frigoriferi). 8 pp., 5 figure.

p. 137 — La generazione delle correnti portanti in un impianto di telefono a correnti portanti di D. Goedhart e G. Hepp. (Principio, sistema classico, dati pratici e considerazioni, schemi e valori normali). 10 pp., 9 figure.

p. 147 — La misura dell'aderenza delle vernici di P. Koole (Definizione; apparecchio sperimentale di misura). 2 pp., 2 fig.

p. 149 — Le cavità piatte impiegate come risonatori elettrici, di C. G. A. von Lindern e G. de Vries. (Considerazioni teoriche sulla cavità piatta e loro estensione a cavità di forma più generale; esempi ed applicazioni). 12 pp., 23 figure.

## RADIO NEWS - Luglio 1946.

p. 25 — Esempi di come vendere il Radioservizio. (Intervista di Radio News). 3 pp., 7 fig.

p. 28 — Trasmettitore compatto da 75 watt, di R. Lewis. (Da-

ti costruttivi completi), 3 pp., 4 figure.

p. 30 — Radio News, riferisce sulla operazione. «Cross Roads». (Relazione fotografica sugli esperimenti di Bikini). 2 pp. 8 fig.

p. 32 — Un ricevitore super-sensibile per dilettanti di C. V. Hays. (Discussione e progetto). 3 pp., 5 figure.

p. 35 — Le vie dell'Aria di A. R. Boone. 1 pag., 1 figura.

p. 36 — Un organo fotoelettronico di R.E. Campbell e L. E. Greenlee. (Dati per gli autocorrettori). 3 pp., 3 fig.

p. 38 — Sistema di atterraggio con controllo a terra di J. K. Mc. Duffie. (Sistema complesso di Radar ed altre apparecchiature per l'atterraggio cieco). 4 pp. 6 figure.

p. 41 — Limitatore di disturbi e preselettore combinati di G. e A. Boles. (Perfezionamenti per rimodernare il vostro preselettore). 2 pp. 3 figure.

p. 42 — Corso pratico di Radio di A. A. Ghirardi. (Sezione 48 sulla autodina). 3 pp. 3 fig.

p. 45 — Monitor di interruzione per la fonia, di H. R. Bard. (Dispositivo che consente in trasmissione di essere avvertito dal corrispondente quando è il caso di interrompere l'emissione). 3 pp. 4 figure.

p. 47 — La manovra e la messa a punto dei ricevitori televisivi, di E. M. Noll. (Lezione 14 sull'allineamento). 2 pp. 6 fig.

p. 48 — Un voltmetro elettronico autocorrettivo, di N. M. Smith. (Strumento a 5 valvole per la misura di tensioni e resistenze). 3 pp. 2 figure.

p. 50 — Le onde corte nel mondo, di K. R. Beard. 8 pag.

p. 54 — Il progetto di un oscillatore stabilizzato, di L. C. Tyler. (Osservazioni e dati costruttivi). 3 pp. 2 figure.

Altre rubriche: Cosa c'è di nuovo in Radio - La pagina dei circuiti - Perfezionamenti ai generatori portatili - Per la difesa - Con l'industria - Letteratura commerciale - Lettere di lettori.

**B. D. H. TELLEGEN - Sintesi di filtri, in particolare di quadripoli privi di resistenza.** - (Philips Res. Reps. - V. 1 - N. 3 - pag. 169).

Non è una novità che gli elementi componenti un filtro si possono precalcolare in base alla funzione di trasmissione assegnata al filtro stesso; in questo contributo l'Autore affronta questo argomento tanto suggestivo dal punto di vista teorico ma non ancora ben sviluppato agli effetti pratici. La tratta-

zione consiste nel considerare il concetto di «ordine» di un bipolo, concetto estendibile pure ai quadripoli.

Nel primo caso Foster ha dimostrato come fosse possibile pervenire ad uno o più circuiti di eguale ordine ed elettricamente equivalenti agli effetti della funzione di trasmissione; nel secondo caso l'estensione introdotta dall'Autore consente pure di giungere alla sintesi di uno o più circuiti equivalenti, cioè di eguale «ordine» (che è poi quello della equazione differenziale della oscillazione libera nel circuito). Un quadro sintetico illustra i circuiti dei quadripoli di eguale ordine, fino al quarto, per il quale ed oltre il quale l'Autore dà indicazioni al fine di instradare chi voglia procedere su questa via che diviene in breve assai ardua (14 pp., 15 figure e bibliografia) (r. 1.).

## REVUE TECHNIQUE PHILIPS - Gennaio 1946.

### Il vetropolvere di G. Dorgelo.

Un nuovo ed interessante materiale isolante è stato ottenuto in Olanda polverizzando finemente il vetro e poi facendolo fondere sotto leggera pressione perchè penetri nei più minuti interstizi delle parti metalliche che esso è destinato a sostenere ed unire.

La sua applicazione principale è appunto quella dei più moderni tubi elettronici dove le parti metalliche assumono configurazioni assai complesse e dove le dimensioni e le distanze sono spesso microscopiche.

Così trattato il vetro assume un aspetto opaco perchè contiene bolle di gas o d'aria del diametro a 10 a 50 micron. Le sue proprietà elettriche e fisiche non variano di molto mentre dal punto di vista meccanico il miglioramento è notevole, tanto che si può fin d'ora prevedere la costruzione di alcuni nuovi tipi di tubi che prima non erano possibili. Numerose illustrazioni esemplificano queste nuove possibilità. (6 p., 7 figure). (r. 1.).

### La misura di impedenze, in particolare su onde decimetriche di J. M. von Hofwegen.

Le misure su onde decimetriche sono state oggetto spesso di indagini accurate, teoriche e sperimentali, data la prospettiva di ottenere una notevole precisione con mezzi assai semplici come le linee. L'articolo, dopo aver preso in rassegna i principali sistemi di misura di impedenze ad alta frequenza, passa al caso delle altissime frequenze ed esamina come si possano tradurre in linee accordate gli stessi circuiti. Considerazioni teoriche e pratiche accompagnano una chiara illustrazione che esemplifica un apparecchio di tal genere. (9 pagine, 8 figure) (r. 1.).

### Modulazione di frequenza di Th. J. Weijers.

Dopo una breve ma precisa cronistoria tecnica dei lontani

inizi, in questo primo di una serie di articoli sull'argomento, si fa la trattazione generale con l'indispensabile rappresentazione settoriale delle correnti modulate in generale ed in particolare poi di quelle modulate in fase e frequenza che vengono tra loro confrontate analiticamente e fisicamente perchè se ne possa più a fondo comprendere la differenza.

L'autore si sofferma più diffusamente sulla modulazione di frequenza vera e propria per mostrarne tutte le particolarità teoriche, curando di porre chiaramente in risalto come variano gli spettri delle frequenze componenti al variare del tasso di modulazione. L'autore fa pure cenno agli schemi dei circuiti ricevitori e trasmettitori che verranno sviluppati in una prossima occasione. Particolarmente degne di nota le considerazioni teoriche sui fenomeni non quasi stazionari che chiudono l'articolo; in esse si chiarisce cosa si possa intendere per «frequenza istantanea quando essa è continuamente variabile e come si comportino i circuiti percorsi da queste correnti, punto questo generalmente trascurato dai volgarizzatori dell'argomento, mentre ormai non mancano trattazioni teoriche abbastanza accessibili (r. 1.).

### Confronto tra modulazione di frequenza e di ampiezza, di Th. J. Weijers.

In questo secondo articolo sulla modulazione di frequenza si fa un confronto fra vecchio e nuovo sistema di modulazione soprattutto agli effetti della bontà di riproduzione; si dimostra allora, come è noto, che solo su onde ultracorte e con uno scarto di frequenza assai maggiore della più alta frequenza trasmessa, è possibile migliorare notevolmente la riproduzione della gamma di frequenze e la dinamica della riproduzione. A questi risultati si perviene dopo una trattazione sistematica dell'effetto dei disturbi, siano essi più o meno intensi (disturbi locali e atmosferici) e più o meno periodici (interferenze o rumore di fondo). Questa trattazione, confortata da dati e considerazioni pratiche, essendo assai sistematica, può dare utili insegnamenti non soltanto in merito alla buona riproduzione musicale ma pure nei riguardi della buona comprensibilità della parola e dei segnali telegrafici (8 pp., 6 fig.).

### Lo studio della ionosfera per mezzo della radio di C. J. Bakker.

Questo scritto, sebbene in forma volgarizzativa, è uno dei migliori apparsi finora sull'argomento, per la sistematicità della trattazione per la precisione ed accuratezza analitica ed infine per essere bene aggiornato e documentato. Dopo un cenno storico sperimentale ed analitico si entra in pieno nella trattazione della diffrazione e rifrazione di onde nella ionosfera i cui risultati sono basati

sui rilevamenti sperimentali delle misure ionosferiche iniziate da Appleton.

Esposta la costituzione e l'altezza media degli strati, se ne precisano le variazioni periodiche e gli affetti di origine fisico-astronomica come pure le relative perturbazioni che hanno così grande influenza pratica sulle radioricezioni.

Non manca un cenno sull'influenza del campo magnetico terrestre. Infine lo scritto, che non si sofferma troppo sulla parte tecnica che riguarda più propriamente le comunicazioni a grande distanza, pone in risalto la ognor crescente importanza dello studio della ionografia per la fisica solare, essendo ad esempio dimostrato che la ionizzazione si deve in massima parte a radiazioni solari ultraviolette di lunghezza inferiore a 661 Å, dovute con tutta probabilità alla atmosfera di idrogeno ed elio del sole (9 pp., 7 figure) (r. l.).

**Una nuova apparecchiatura sperimentale di trasmissione per la telefonia su onde ultracorte a modulazione di frequenza,** di A. von Weel (Revue Technique Philips - Vol. 8 - N. 4 - Aprile 1946 - Pag. 121).

Viene descritta una nuova apparecchiatura trasmittente che

sostituisce una precedente adoperata per il collegamento telefonico tra le officine Philips di Eindhoven e Tilbourg su 90,5 cm. in un senso e 99 cm. nell'altro. La nuova apparecchiatura d'onda, fa uso della modulazione di frequenza con ben 48 onde portanti corrispondenti ad altrettanti canali telefonici. Le portanti sono distribuite tra 12 e 204 kHz, distanziate di 4000 Hz una dall'altra; la potenza inviata sull'antenna dallo speciale tubo finale raggiunge i 30 watt.

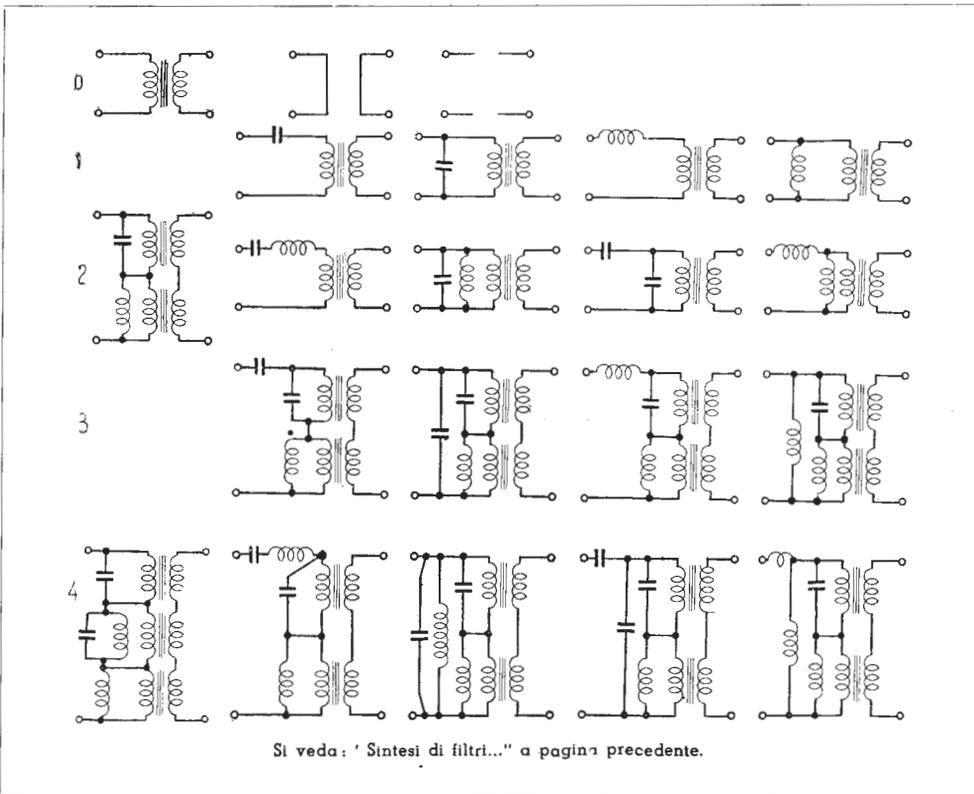
Di questa eccezionale apparecchiatura si illustra lo schema generale ed i principi di funzionamento delle parti più interessanti, senza che ci si soffermi molto sulla parte teorica già trattata in precedenti articoli della stessa rivista sul tema della modulazione di frequenza.

In quegli articoli si era precisato come fosse conveniente mantenere il valore della deviazione di frequenza circa 10 volte più grande della più alta frequenza di modulazione (200 kHz nel nostro caso) per ottenere il massimo vantaggio rispetto al rumore di fondo; per limitare però la larghezza di banda ad un valore praticamente realizzabile di 2 MHz, la deviazione è stata limitata a tre volte la massima frequenza di

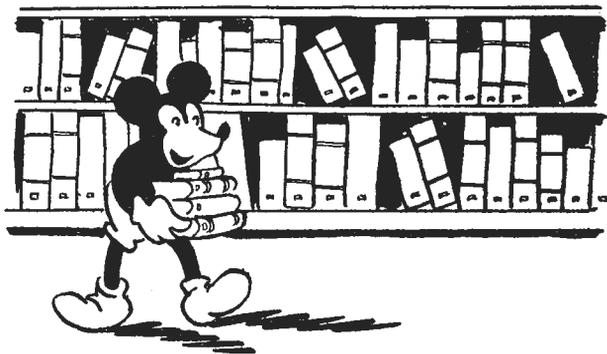
modulazione. In queste condizioni i progettisti hanno ottenuto un vantaggio di ancora 14 dB rispetto al rumore di fondo nella modulazione di ampiezza.

Lo schema, che comprende tutti stadi a controfase realizzati per lo più con tubi doppi EFF50 e QQE 06/40, inizia col tubo a reattanza che modula in frequenza un oscillatore su 36,9 MHz; questo «basso» valore di frequenza è stato scelto per garantire una assoluta linearità di modulazione. Seguono poi nell'ordine uno stadio triplicatore ed uno amplificatore con tubi EFF50 ed uno stadio triplicatore e due amplificatori col nuovo tubo doppio QQE 06/40.

Nell'articolo si danno altre spiegazioni sulla scelta delle frequenze, dei tubi e dello schema, come pure del sistema di stabilizzazione e del circuito di accoppiamento fra i tubi che permette di compensare la capacità propria dei tubi stessi; questo circuito è evidentemente l'unico efficace per l'impiego dei tubi QQE 06/40, doppi tetropodi a catodo e griglia schermo comuni capaci di fornire 40 watt su 3 m. e 30 watt su 1 m. Un cenno costruttivo chiude questo interessante scritto che sarà seguito dalla descrizione del ricevitore. (8 pag., 8 fig.) (r. l.).



Si veda: "Sintesi di filtri..." a pagina precedente.



## IL TOPO DI BIBLIOTECA

La Casa Editrice Ciancimino (Milano, Via Compagnoni, 20) ha in preparazione una « Enciclopedia di Radiotecnica », moderno trattato di elettronica e radiotecnica al quale hanno collaborato con capitoli monografici una ventina di specialisti nelle diverse branche. L'opera è diretta da Adriano Pascucci e, a quanto ci risulta, sarà eccezionalmente curata anche dal punto di vista grafico e dei disegni. Conterà di un migliaio di pagine. Programmi e prenotazioni presso l'editore.

Nell'aprire questa rubrica (T.E., vol. I, n. 7) abbiamo accennato all'importanza, nel nostro campo, delle ricerche bibliografiche. Giungono in buon punto, a tale proposito, due pubblicazioni editte dalla Radio Corporation of America, dal titolo « RCA Technical Papers », vol. I (1919-1945) e vol. II (1946).

Trattasi di un indice bibliografico di articoli e lavori tecnici pubblicati da autori facenti parte del gruppo RCA. L'indice è diviso cronologicamente, alfabeticamente, per autori e per soggetti. È inoltre elencata l'abbreviazione usata per distinguere i titoli dei vari periodici. Copie di tali pubblicazioni possono essere richieste, per invio gratuito e citando « Tecnica Elettronica » a Mr. George M. K. Baker, Manager RCA Review, RCA Laboratories Division, Princeton, N. J. Scrivere in inglese.

La « Electronics Research Publishing Company » (2 West 46th St. New York 19, N.Y.) editrice dell'apprezzatissimo « Electronic Engineering Master Index » ha ora pubblicato un « Electronic Engineering Patent Index 1946 », raccolta di oltre 2000 brevetti rilasciati durante il 1946 negli Stati Uniti ed interessanti il campo radioelettronico. 480 pag., 14,50 dollari.

La stessa editrice di cui sopra ha realizzato dei « microfilm » da 35 mm. contenenti tutto il contenuto editoriale di « Electronics » dall'Aprile 1930 al dicembre 1945. Il tutto è compreso in nove rotoli di pellicola. Sono state analogamente registrate le riviste « Communications », « Electronic Industries », e « F.M. & Television ». Ogni rotolo da 100 piedi di lunghezza costa dollari 11,50. (N.d.R. A quando un microfilm degli introvabili numeri 1, 2 e 3 di T.E.?).

**Libri ricevuti.** Alcuni dei sottoelencati volumi saranno prossimamente oggetto di dettagliata recensione nella rubrica « Libri ».

G. MANNINO-PATANE' - « La tecnica elettronica e le sue applicazioni ». Ulrico Hoepli, Ed., Milano, 1947. Tomo I. Formato 245 x 180, pp. 534, 466 figure, L. 1500. - Tomo II: formato 245 x 180 p. 534 ÷ 1172, 485 figure, L. 1800.

R. FUEHRER - « Telefonia automatica ». Schemi e principi fondamentali. S. Lattes & C. Ed., Torino, 1947. Formato 125 x 195, pp. 246, 96 figure, L. 420.

R.C.M.F. - « British Radio Components ». Radio Component Manufacturers' Federation. London, 1947. Formato 240 x 300, rilegato, pp. 184, molte illustrazioni in nero e a colori. Edizione trilingue (inglese, francese e spagnolo). Prezzo 21/—.

P. H. HUNTER - « Tele Communication Engineers' instrument Manual ». Caldwell-Clements Inc. New York, 1947. Formato 140 x 210, pp. 168, molte figure, schemi e tabelle. Senza indicazione di prezzo.

# ELENCO DEGLI INSERZIONISTI

Aesse	pag. 113
Altar	» 206
Belotti	» 110
Bertoncini	» 112
Brown Boveri	2' Copertina
Coe e Clerici	pag. 114
Ducati	1' Copertina
Emo	pag. 183
Gallo	» 142
Gamba	» 113
Geloso	4' Copertina
Liar	pag. 148
Martini	» 206
Nova	3' Copertina
Paravicini	pag. 184
Philips	» 158
Radioconi	» 111
R. N. R.	» 115
Rostro	» 183
Safar	» 116
Sap	» 183
Sep	» 206
Siemens	» 184

---

## I manoscritti dei seguenti autori sono stati presentati alla redazione:

Migneco	15 - 7 - 1946
Saitz	19 - 12 - 1946
Bargellini	15 - 10 - 1946
Terra	12 - 10 - 1946
Egidi	20 - 5 - 1947
Gurviz	1 - 7 - 1947
Pera	10 - 7 - 1947

---

## ERRATA CORRIGE

Nell'articolo "Generalità sui tubi elettronici trasmettenti" di J. Thrachmann: a pag. 60, STRUTTURA DELLE GRIGLIE, sesta riga "dissipazione di 20 e 30 Kw.", si legga "20 e 50 Kw.". - A pag. 63, quarta riga "rendimento del 30%." si legga "70%."; quint'ultima riga "la potenza di eccitazione." si legga "la potenza di alimentazione..".

### **Nel prossimo numero:**

La continuazione dell'articolo di H. W. Stawski:  
"Metodi di misura delle perdite dielettriche a  
frequenze superiori a 100 MHz.",  
apparso sul N. 1 del Volume II

---

A termini di legge è riservata la proprietà degli articoli fotografici e disegni. Gli articoli firmati non impegnano la Direzione.

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo Terzo

Stampato presso l'ISTITUTO GRAFICO AGNELLI Milano  
Via Statuto num. 17 - Telefono num. 67.189

Concessionaria per la distribuzione in Italia:  
S. T. E. - Corso Sempione n. 6 - Milano

Autorizzazione P. W. B. N. 196

La XXV Fiera Internazionale di Milano  
ha riconfermato il successo dei radioricevitori

# altar

azienda livornese telegrafia applicazioni radio

AGENZIE REGIONALI:

**Abruzzo:** Ditta UGO TESTA - Corso Italia 200 - Pescara  
**Lazio:** Ditta MAZZESI GIUSEPPE - P. Parlamento 3 - Roma  
**Lombardia:** Ditta MIGLIORINI RADIO - V. Premuda 12 - Milano  
**Romagna:** Ditta CONTI Ing. VINC. - Corso Garibaldi 23 - Forlì  
**Sardegna:** Ditta MARIO ARIZIO PROFETA - V. Roma 13 - Cagliari  
**Sicilia:** Ditta RADIO RAD - Via Spedalieri 7/11 - Catania  
**Toscana:** Ditta RADIO NATALI - V. Borgognissanti 81 R - Firenze  
**Tec. Venetie:** Ditta CARLI VITTORIO - Via XXX Ottobre 11 - Trieste



**ALTAR RADIO - Livorno Via N. Sauro 1 - Tel. 32.998**



**MILANO**  
Corso Lodi, 106  
Tel. 577.987

**SCALE PARLANTI TIPO  
GRANDE PER RICEVITORI  
TIPO G. 57 GELOSO**

**ALFREDO MARTINI**  
Radioprodotti Razionali

# S·E·P

**DR. ING. S. FERRARI**

STRUMENTI ELETTRICI DI PRECISIONE

*Strumenti di misura  
per bassa ed alta  
frequenza \* Cristalli  
di quarzo per diletta-  
nti e di precisione  
Termocoppie in aria  
e nel vuoto \* Ripa-  
razioni di qualunque  
tipo di strumenti di  
misura.*

**MILANO - VIA PASQUIROLO 11 - TEL. 12.278**

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA TELECOMUNICAZIONI E SCIENZE AFFINI  
DIRETTA DA ADRIANO PASCUCCI



IN QUESTO NUMERO:

	pag.
Notiziario	215
EDITORIALE - Collaborazione	217
SINCLAIR - Misure a frequenze elevate	219
GAIANI - Il calcolo degli amplificatori in classe C	233
TRACHMAN - Un nuovo trasmettitore Brown Boveri per telegrafia commerciale	243
MIGNECO - Amplificatori con reazione	247
LOMBARDINI - Rettificatori a cristallo	259
STAWSKI - Metodi di misura delle perdite dielettriche a frequenze superiori a 100 MHz	269
RUBRICA DEI RADIANTI	
MOTTO - IIRM - CQ DX 20 meter phone	279
Reparto cannoni	283
LENTINI - IIRL - Radiotrasmissioni a grande distanza	285
Collaboratori	289
Amplificatori per grandi cinema	290
Libri	291
Rivista delle Riviste	293

REDAZIONE GRAFICA DI ORESTE PELLEGRINI

VOLUME II N. 3

EDITRICE "IL ROSTRO"

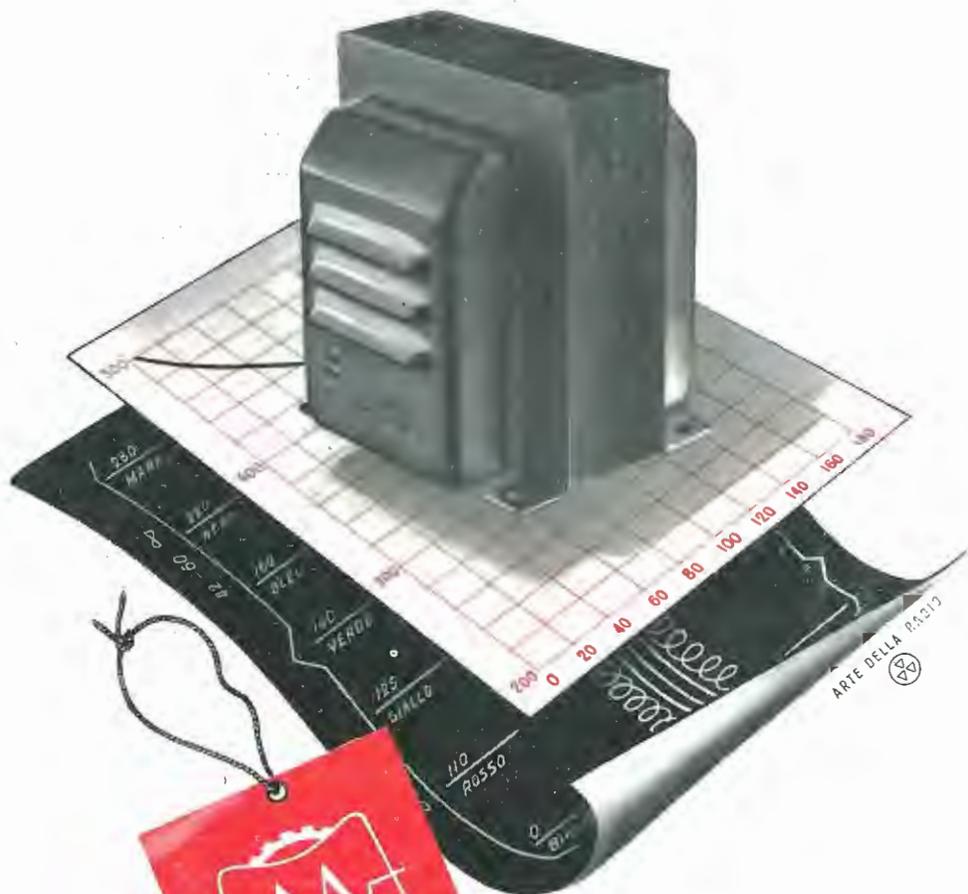
DIREZIONE AMMINISTRAZIONE - VIA SENATO 24 - MILANO - TELEF. 72.908

PUBBLICITÀ: ALFONSO GIOVENE - VIA SENATO 24

Una copia L. 300 - Abbonamento per il periodo Luglio-Dicembre - (6 num.) L. 1600

# TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE PER RADIORICEVITORI E AMPLIFICATORI

Questa serie di trasformatori è tale da soddisfare vaste esigenze di alimentazione in radioricevitori normali e di lusso e negli amplificatori di potenza. L'accuratissima costruzione, l'esatto dimensionamento, l'isolamento perfetto, le basse perdite, l'adeguato raffreddamento, fanno di questi trasformatori dispositivi di alta classe di elevato rendimento e di impiego assolutamente sicuro anche nelle più gravose condizioni di carico e sovracarico. Costruttori e radioriparatori troveranno nei trasformatori ODETTI un prodotto di costo moderato, in rapporto alla qualità, e di perfetta rispondenza all'uso.



MECCANOTECNICA

*Odetti*

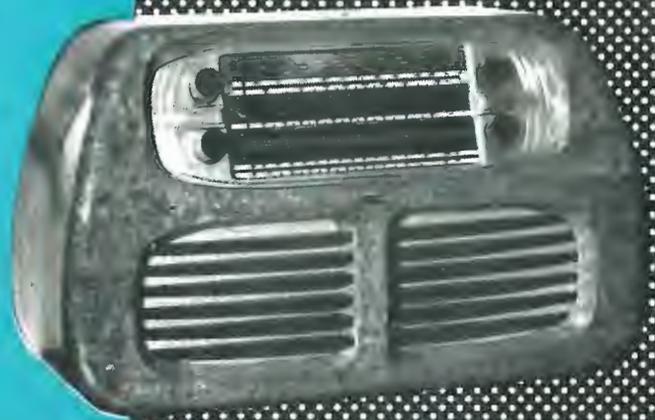
MILANO - VIA LEPANTO, 1 - TEL. 691.198

PELLE

*radio*

NOVA

5E5

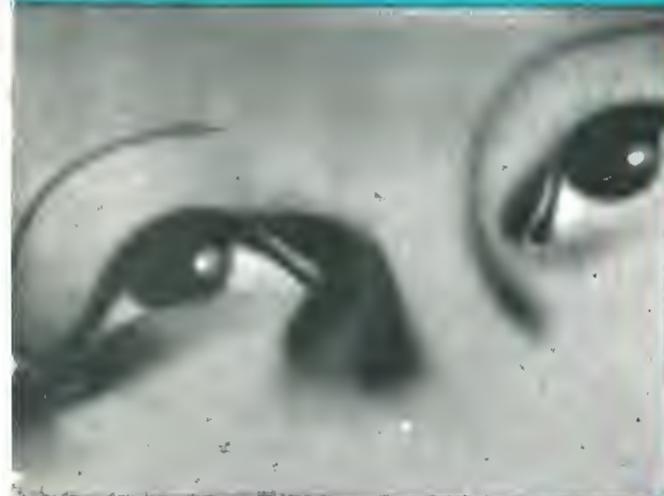


gruppo **P1**

5 Valvole

5 gamme d'onda

10 importanti perfezionamenti sul famoso 5A5



*la radio che voi desiderate*

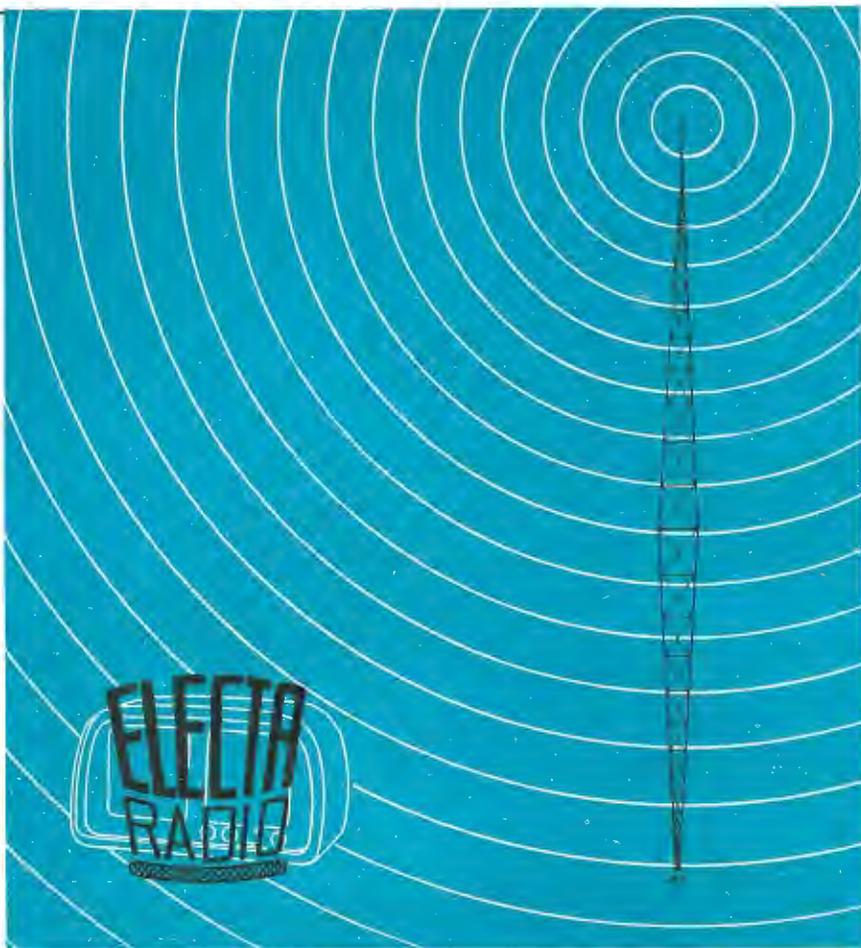


MILANO

P.le L. Cadorna 11

Telefono 42284

*Radioapparecchiature precise*



# ELECTA RADIO

MILANO - Via Andrea Doria, 33 - Tel. 266.107

ALLA XIV  
MOSTRA  
DELLA  
RADIO  
STAND 57

PRESENTA LA PRODUZIONE 1947-48

# Riscaldatori elettronici di serie da 1 K a 20 KW per tutte le applicazioni

ES 30/1

ES 30/2

EM 450/2

ES 10/20

EM 450/1



Applicazioni Elettroniche **Radio Non Radio** s.r.l. Milan

Via Nicola d'Apulia 7 - Telefono 287.385



ES 30/1

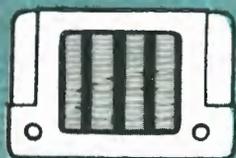
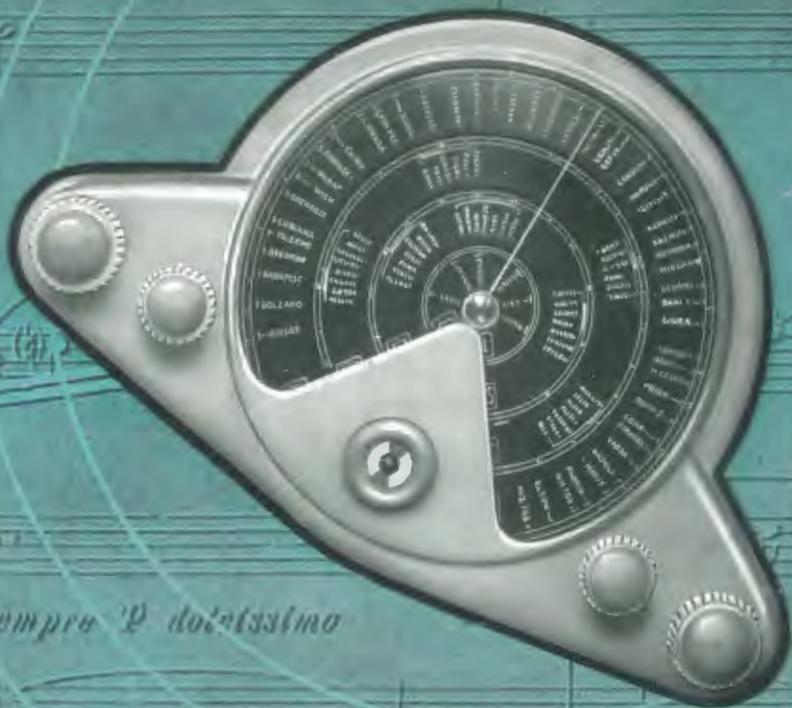


EM 450/2

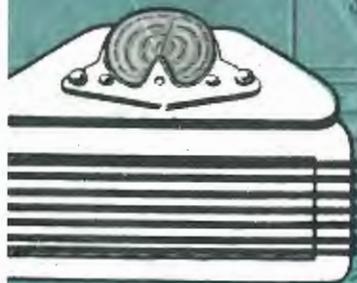


ES 30/2

el cinquantenario  
 arconiano la FIMI  
 in linea sul merca-  
 mondiale con una  
 amma di modelli per-  
 fetti, dal minuscolo  
 77 al superbo 625.  
 ntesi del più recenti  
 trovati del progresso  
 dioelettrico.



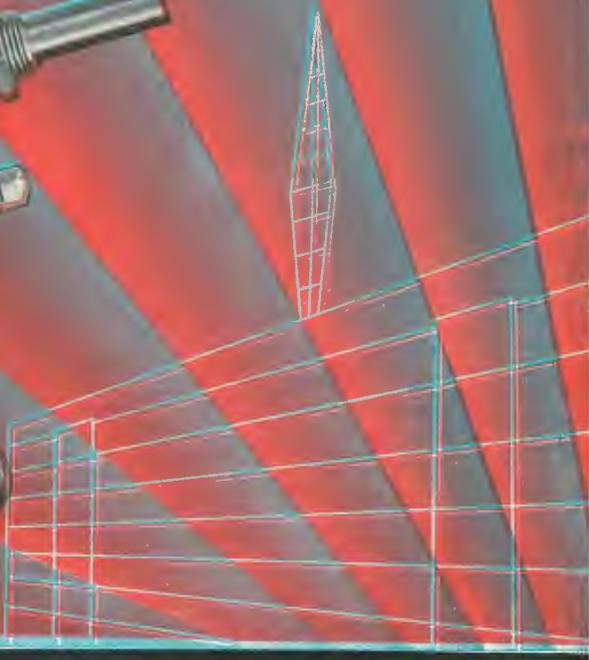
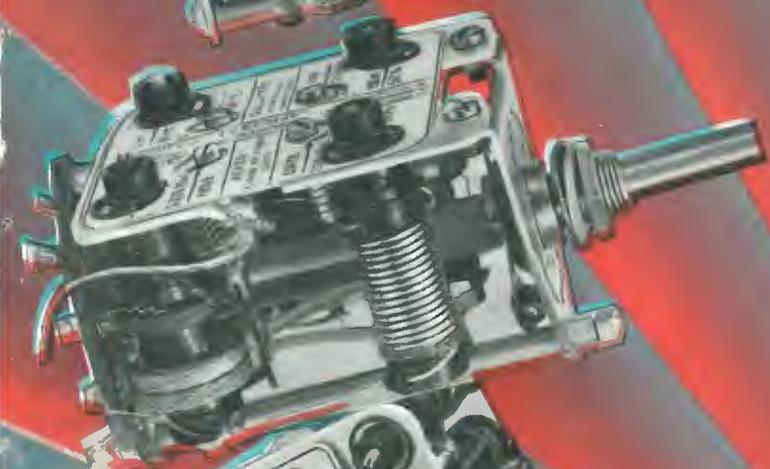
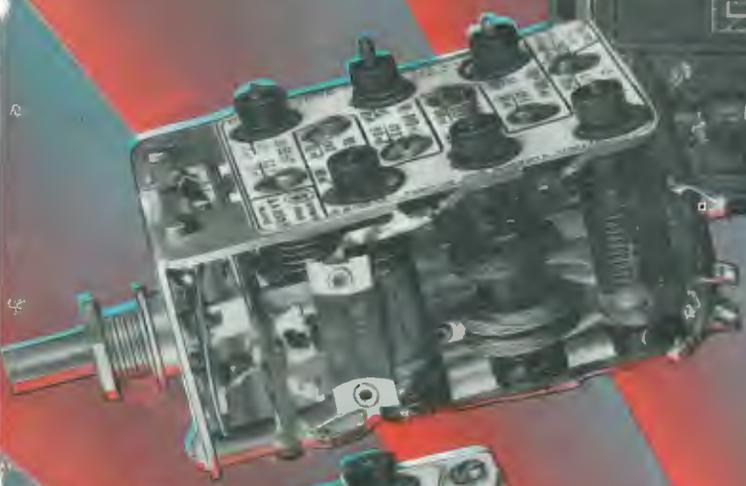
*sempre il dotatissimo*



**PHONO**  
*La*  
**Radio**

LABORATORIO RIPARAZIONI  
 VIA SALVINI N. 1  
 MILANO

GRUPPI A.F.  
 CONDENSATORI VARIA-  
 BILI - TRASFORMATORI  
 M.F. PER RICEVITORI  
 DI GLASSE



COLLOS



## AMPHENOL

Accessori  
 Filamenti  
 Condensatori  
 Tubi a vuoto

Cavi coassiali, linea Twin-lead,  
 interruttori, tubi e lastre in po-  
 licarbonato, vernici isolanti, siliconi.

# RST

Radiotecnica  
 Strumenti  
 Telecomunicazioni

RAPPRESENTANTI  
 GENERALI  
 per l'ITALIA



## ICE

Quadranti  
 Trasmissioni  
 Strumenti speciali  
 MILANO

Strumenti di misura di alta pre-  
 cisione a bobina mobile ed  
 fessure mobile.



## MIAL D-jett icl

MILANO

Oscilloscopio Ultracompattissimo  
 mod. 1140



## MIAL D-jett icl

MILANO

Oscillatore di alta e bassa fre-  
 quenza Mod. 1146

MILANO - VIA UNIONE, 7 - TEL. 13.595

## Impianti di eccezione alla I Mostra Internazionale della Tecnica Cinematografica a Venezia.

In occasione della prima Mostra Internazionale della Tecnica Cinematografica, la Laguna antistante i Giardini Pubblici sarà trasformata in una eccezionale sala cinematografica.

Uno schermo di grandi dimensioni sarà installato a notevole distanza dalla riva sulla quale una Ditta di Torino sta allestendo la cabina di proiezione con un complesso doppio di proiettori speciali.

L'allestimento di questo spettacolo, unico nel suo genere, ha richiesto il superamento di svariati problemi tecnici; di particolare rilievo quelli di ca-

rattere acustico e quelli riferentisi alla dispersione del fascio di luce dalla sorgente luminosa, trattandosi di proiezione a grande distanza all'aperto, sull'acqua e senza nessun confine intorno. Inoltre, distribuzione e orientamento speciali esige il complesso di amplificazione sonora dato il particolare assorbimento dei suoni causato dall'acqua; mentre cure particolari sono state poste per collegare, a mezzo di un cavo subacqueo, l'impianto di diffusione sonora con la cabina.

## Il referendum di T. E.

Nel n. 2, Vol. I di T.E. avevamo indetto un referendum per conoscere i desideri dei lettori in merito agli articoli e recensioni da pubblicare.

Stante la grande quantità di lettori che hanno, anche con ritardo, partecipato al referendum (l'ultima scheda pervenuta porta la data del 4 novembre 1946) il lavoro di classificazione e di selezione si è protratto a lungo. Ciò non toglie che si sia subito cercato di tenere conto dei desideri dei lettori molti dei quali si saranno già visti accontentati.

La maggior parte dei partecipanti (16 %) ha richiesto articoli trattanti la teoria e la pratica delle antenne trasmettenti e in particolare dei sistemi radianti per onde ultracorte. Per accontentare questa richiesta T.E. sta preparando, con la consueta larghezza, qualche cosa di più di un articolo. Contiamo di poter dar prestissimo maggiori notizie su questa sorpresa per i nostri lettori.

Di poco staccate (13 %) le richieste di descrizioni di trasmettitori di tipo radiantistico. Queste due prime richieste permettono così di stabilire che almeno un 20 % di lettori della rivista è indubbiamente costituita da radianti effettivi, cioè in attività. Non mancheremo quindi di dedicare ogni cura alla loro rubrica.

L'11,50 % dei partecipanti ha richiesto articoli su misure e strumenti di misura e, in particolare, su voltmetri elettronici.

In questo numero pubblichiamo un articolo di un autore di chiara fama sull'argomento, mentre è prossima la descrizione di un voltmetro elettronico, largamente collaudato nella pratica, con molti dati per la sua attuazione.

Articoli che trattino della modulazione di frequenza sono richiesti da circa il 9 % dei partecipanti al referendum. Questi lettori gradiranno molto, crediamo, la prima di una serie di raccolte di dati bibliografici che T.E. pubblicherà e che è appunto dedicata alla M.d.F. la compilazione è stata curata da uno dei più noti specialisti in materia.

Oltre il 7 % dei partecipanti desidera articoli sull'oscillografo a raggi catodici e le sue applicazioni. Questa richiesta è già stata in parte esaudita e il nostro direttore sarà personalmente lieto di poterlo fare ulteriormente. A pari merito sono poi le richieste di articoli, a carattere piuttosto elementare, sui radioricevitori e problemi relativi alla radioricezione.

Articoli sulla televisione sono richiesti da poco meno del 6 % dei partecipanti. Vi è qualcosa in pentola anche per loro. Ancora a pari merito (rispettivamente col 4,5 %) sono gli amatori di ricevitori radiantistici per onde ultra corte e quelli che desiderano articoli sui moderni tubi elettronici per iperfrequenze (magnetron, klystron, ecc.), questi ultimi sono già stati in parte accontentati.

E per finire, rispettivamente col 3 % di richieste, troviamo le richieste di articoli sul riscaldamento elettronico (i richiedenti vennero ampiamente soddisfatti fin dal n. 3, vol. II di T.E.) e sui problemi relativi alla amplificazione di B.F.

Seguono diverse richieste sparse su diversi argomenti molti dei quali sono stati anche trattati.

Le richieste di recensioni han-

no segnato una incontrastata prevalenza di articoli relativi la tecnica delle microonde, seguite da quella di recensioni su costruzioni e realizzazioni di strumenti di misura. Da queste richieste viene e verrà ulteriormente tenuto stretto conto.

Approfittiamo dell'occasione per ringraziare vivamente tutti i partecipanti al referendum per la loro preziosa collaborazione.

## Nuovi dati sulla produzione di mica sintetica.

Ulteriori notizie sulla produzione tedesca, durante la guerra, di mica sintetica sono riportati in un articolo di A. E. Link su «Chimic & Industrie» vol. 56, n. 1, pag. 21.

Secondo l'autore il procedimento sviluppato all'Istituto Kaiser Wilhelms di Berlino consentiva risultati paragonabili sotto ogni rapporto a quelli ottenibili con mica naturale.

Veniva adottata la seguente composizione:

Si O<sub>2</sub> 35-39% in peso  
(Al, Fe, Cr, V)<sub>2</sub>O<sub>3</sub> 11-12% in peso

(Mg, Fe Mn, Zn)O 29-35% in peso  
(Na, K)<sub>2</sub> Si F<sub>6</sub> 11-13% in peso  
(Na, K)F 6-7 % in peso

Il principio adottato per assicurare lamine di mica di grandi dimensioni risiedeva nell'accurato controllo della temperatura di raffreddamento della massa fusa, particolarmente nella regione critica fra i 1270 e 1239 °C. Un campo magnetico veniva applicato per aumentare le dimensioni finali delle lamine. Il crogiuolo era di grafite.

## Un piano di espansione nel campo radio in Argentina.

Il presidente Peron ha recentemente proposto, in Argentina, la creazione di una Amministrazione o Ministero delle Telecomunicazioni, con lo scopo di stabilire un nuovo assetto nazionale nel campo delle telecomunicazioni e radiodiffusione.

Uno degli scopi perseguiti con questo piano, nell'orbita del piano quinquennale, sarebbe l'espansione e la sostituzione

degli attuali impianti. Gli Stati Uniti non hanno mancato in questi ultimi tempi di elevare una protesta relativamente alle barriere doganali introdotte dall'Argentina nei confronti dell'importazione dagli Stati Uniti di apparecchi radiorecipienti. Questo sarebbe in violazione al trattato commerciale esistente dal 1941 fra le due nazioni.

## Da loro 65 nuove, quando una da noi?

Ai primi di giugno 1947 la FCC aveva accordato, negli Stati Uniti, l'autorizzazione per 65 nuove stazioni televisive. Queste stazioni effettuano o effettueranno il loro servizio in 37 città di 24 stati e nel distretto della Columbia. La Ca-

lifornia è in testa con 13 stazioni in funzione o in corso di allestimento, seguita dagli stati di New York, Ohio e Pennsylvania, nell'ordine. Ing. Banfi, Ing. Biondo, ci raccomandiamo a voi...

## i IRCA porta in campagna il Sarbacher.

Verso i primi di agosto vacanze generali, o quasi, dei nostri tecnici. L'ing. Scandola è partito in «cucciolo» per Tirano. Alternerà i suoi ozii leggendo il Sarbacher e facendo ascolti con un suo nuovo BC. Il dott. Tescari dice che di calore, fra quello generato elettronicamente dai suoi forni e quel-

lo naturalmente imperversante a Milano, ne ha avuto abbastanza. E' andato in trentino. L'ing. Gaiani si prenderà vacanze professionali a Baden. Il dott. Pozzi (il IRA) fin dal luglio era a Diano Marina; troppo lunghe però, a parer nostro, le onde del mar Ligure per il IRA.



# Collaborazione

Dievo, lo scorso numero, di una possibile firma di spontanea unificazione terminologica che potrebbe avere il gran merito di contribuire ad unire e a far comprendere, in questo mondo ostile ed iniquo, i tecnici di lingue diverse. Potrebbe questo essere, in germe, un primo passo verso un più esteso e fruttuoso spirito di collaborazione. A dire il vero la questione della collaborazione andrebbe esaminata sotto due punti di vista: quello nazionale e quello internazionale. Non ritengo di dar prova di molta originalità constatando come fra noi, in campo tecnico, lo spirito di collaborazione sia una pura utopia. Un semplice esempio: in tutti i numeri di T.E. sin qui usciti abbiamo un solo caso di articolo scritto in collaborazione fra due persone (Cicogna e Tolentino. Norme di progetto per altoparlanti, T.E., n. 4, vol. I, p. 309). Nell'ultimo numero di RCA Review (prendo a caso, vol. VIII, n. 2, giugno 1947) sei memorie su tredici sono frutto della collaborazione di due o più autori. Il che è estre-

mamente logico visto che la scienza e la tecnica radioelettronica sono entrate in campi nei quali è indispensabile un elevatissimo grado di specializzazione. Quello che dico per le pubblicazioni in collaborazione vale per le ricerche e le realizzazioni nell'industria e negli istituti scientifici e così via. Siamo, generalmente parlando e salvo le solite encomiabilissime eccezioni, una massa di egocentrici malati di gelosia. Quindi collaborazione reciproca in questo senso, diciamo poco più di zero.

In campo internazionale le cose vanno un po' meglio; dalla fine della guerra si è cominciato a notare un certo scambio culturale fra diverse nazioni e non è molto raro vedere su riviste inglesi americane o francesi articoli e memorie, per non parlare di recensioni, di autori stranieri. Molte riviste statunitensi ospitano lavori francesi e svizzeri e olandesi e viceversa, Electronics ha, non molto tempo fa, pubblicato un lavoro fondamentale di P. L. Bargellini e così via. Anche T.E. ha cercato, per quanto possibile di stimolare questa forma di collaborazione e articoli di autori argentini polacchi russi statunitensi e tedeschi sono soventi apparsi e, per quel certo carattere di internazionalità che vorremmo dare alla rivista, cercheremo di battere sempre più questa strada. E non venite a dirmi che lo si fa per snobismo, per quanto — viva la faccia della sincerità — devo riconoscere che gli snob sanno scegliere e portare le loro cravatte... Si tratta invece di promuovere e di favorire quegli scambi che, a quanto pare, fra tecnici in generale e forse fra i radiotecnici in particolare, sono realizzabili e graditi e fecondi di possibilità. In questo campo e in questo senso, se ci sapranno fare, una dimostrazione convincente la potrà dare l'imminente Congresso Internazionale che si radunerà a Roma per celebrare il cinquantenario della scoperta marconiana della radio.

Il fatto stesso che tale congresso sia stato voluto, gravido di incognite e di difficoltà com'è, mostra comunque che un sano spirito di collaborazione non manca del tutto anche a noi.

E per tornare al campo nazionale un motivo, magari personale, di compiacimento abbiamo ragione di averlo; in un'altra parte della rivista si dà notizia dei risultati del primo referendum bandito da T.E. più di un anno fa. Sono stati a centinaia i tecnici che vi hanno partecipato con l'unico fine in fondo di collaborare in armonia di intenti, fra loro e per la miglior riuscita della loro rivista.

A. P.

## PARTE I. *Presentazione dei principi fondamentali e discussione sui voltmetri a valvola e sui voltmetri a cristallo rettificatore.*

L'interesse per le misure a frequenze elevate è stato largamente stimolato durante i recenti anni passati per la grande diffusione, sia nella produzione sia nell'uso, di apparecchiature per uso militare funzionanti a frequenze elevate.

Un alone di mistero ha circondato tale argomento poichè una gran parte di queste nuove apparecchiature venne sviluppata sottostando ai principi di segretezza militare.

Attualmente i tecnici che hanno abitualmente effettuato le necessarie misure su questi apparati, per quanto non ne conoscano i nuovi concetti sostanziali, hanno raggiunto una notevole abilità per questa pratica durata vari anni.

I perfezionamenti sono stati effettivi e le nuove realizzazioni e le nuove teorie hanno spinto alla necessità di creare nuovi strumenti.

Questa nota dà la descrizione di nuovi tipici strumenti studiati per lavorare alle altissime frequenze generalmente usate nelle apparecchiature per uso bellico.

Una delle caratteristiche più importanti che distingue i circuiti funzionanti alle più alte frequenze rispetto a quelli funzionanti a frequenze più basse è la difficoltà delle connessioni delle diverse parti del complesso.

Questa difficoltà deriva dalla induttanza presentata dai collegamenti che causa differenze di potenziale tra due punti che dovrebbero essere equipotenziali e dalla capacità tra le connessioni che può provocare variazioni di corrente tra due punti nei quali la corrente dovrebbe essere la stessa.

Col crescere della frequenza l'effetto delle reattanze induttive e capacitive residue aumenta sempre più seriamente particolarmente quando ci si avvicina alle condizioni di risonanza.

Quanto maggiore è la frequenza usata tanto più il calcolo degli effetti perturbatori delle connessioni diviene difficile ed il computare con esattezza, sulla base della induttanza e della capacità concentrate, porta a calcoli inesatti.

Il sostituire i collegamenti con linee di trasmissione a semplice configurazione geometrica porta ad un grandissimo grado di semplificazione e teoricamente e nella trattazione analitica.

L'uso di linee di trasmissione coassiali conduce a nuovi metodi di analisi. In linee di questo tipo il campo è confinato entro il conduttore esterno e fenomeni parassitari di accoppiamenti esterni e di radiazione sono evitati.

Le grandezze elettriche sono quindi facilmente calcolabili con buona approssimazione mediante l'analisi classica della propagazione delle onde piane su linee aventi parametri uniformemente distribuiti.

Il concetto di capacità, di induttanza e di risonanza così preziosa a basse frequenze non è ben valutabile con l'uso delle frequenze elevate e viene supplito con i concetti di impedenza caratteristica, di costante di propagazione, di distribuzione di corrente e di tensione, di coefficiente di riflessione e di risonanza ad  $\frac{1}{4}$  ed a  $\frac{1}{2}$  lunghezza d'onda.

Queste sono, in grandi linee, le necessità vincolanti assieme le proprietà dei parametri a costanti concentrate ed a costanti distribuite, particolarmente nel caso di campioni di reattanza e di resistenza alle alte frequenze.

Un semplice condensatore ad aria usato per frequenze non elevate ha una capacità che è essenzialmente indipendente dalla frequenza e può essere rappresentato da una capacità costante come mostra la fig. 1 A.

Con il crescere della frequenza la capacità effettiva aumenta poichè nel corrispondente circuito equivalente si trova inclusa la induttanza, come mostra la fig. 1 B. Questa analisi e la rappresentazione di un condensatore mediante una

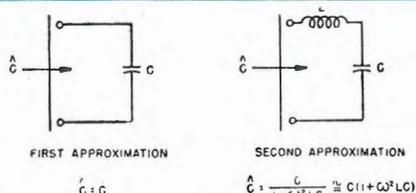


Fig. 1.- Rappresentazione approssimata di un condensatore in termini di induttanza e capacità concentrata.

famiglia di curve è molto utile ed è sufficiente per conoscere il comportamento dei condensatori a frequenze circa tre volte superiori alla frequenza alla quale la capacità con la relativa induttanza residua costituiscono un circuito risonante serie.

Si è trovato sperimentalmente, ad esempio, che nei condensatori variabili ad aria la induttanza residua non varia apprezzabilmente con la regolazione e che una buona approssimazione si ottiene rappresentando il condensatore come una capacità variabile avente il valore corrispondente a quello presentato a bassa frequenza, in serie ad una induttanza fissa. Un tipico condensatore di precisione da 100 a 1100 pF di variazione, ad esempio, ha una induttanza residua di circa 0,24  $\mu$ F o 24 cm nelle unità magnetiche

calcolabile ed è indicata per le più alte frequenze, è la linea coassiale la quale offre eccellenti soluzioni.

Un paio di cilindri coassiali di circa 3" (7,6 cm) di diametro con 1/32" (0,82 mm) di spaziatura d'aria può essere considerata come una ragionevole realizzazione.

Considerato come un condensatore cilindrico, questa combinazione avrà una capacità di circa 26,7 pF per centimetro di lunghezza pari a 67,7 pF per pollice.

Per ottenere una capacità di 1000 pF dovrebbe perciò essere richiesta una lunghezza di circa 37,5 cm cioè di 15 pollici.

L'induttanza di tale complesso è di circa 0,042 cm per centimetro di lunghezza ossia di 1,56 cm in totale.

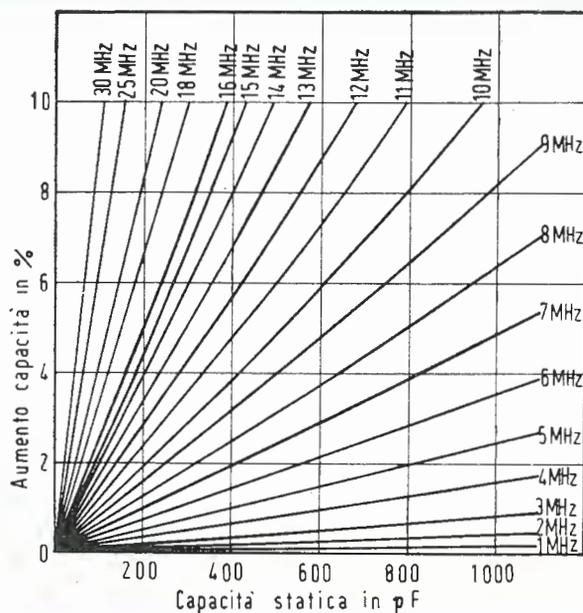


Fig. 2. - Aumento, in un tipico condensatore variabile di precisione, della capacità terminale causa l'induttanza residua.

CGS. Le curve di fig. 2 illustrano l'effetto della induttanza residua sulla capacità effettiva.

Si può notare come l'aumento della capacità rispetto al valore per la bassa frequenza raggiunga circa il 10 % a 10 MHz per un valore di 1000 pF. Per un valore di 100 pF, per un aumento del 10 %, occorrerebbe una frequenza di 30 MHz.

A frequenze superiori a quelle citate, eseguire dei calcoli preventivi, porta a risultati tendenzialmente imprecisi.

Il corrispondente circuito equivalente è più complesso di quanto indichi la figura 1 B e se si compie un'analisi più rigorosa le difficoltà incontrate diventano così serie che successivi perfezionamenti non sono più conseguibili.

Una forma costruttiva che è più facilmente

Alle basse frequenze se il condensatore è alimentato ad una estremità, la corrente decresce uniformemente lungo la sua lunghezza e la induttanza risulta parzialmente responsabile dell'aumento della capacità terminale.

Con queste condizioni, il condensatore può essere rappresentato con la grossolana approssimazione impiegata per il condensatore convenzionale, ma con una induttanza residua eguale ad un terzo del valore della induttanza calcolata. Una comparazione col condensatore convenzionale, dunque, mostra una effettiva induttanza residua di 0,52 cm invece di 24 cm.

Ciò sta ad indicare una frequenza di circa 70 MHz per un aumento del 10 %, rispetto ai 10 MHz di cui si è prima accennato.

Migliori risultati si ottengono anche quando

la linea di trasmissione viene considerata allo stesso modo di un condensatore di precisione cioè come un complesso costituito da vari parametri concentrati.

Il grande vantaggio che si ottiene con l'uso di una linea è che essa può essere analizzata non in termini degli effetti dei parametri residui di un parametro desiderato, ma come un tutto nel quale la distinzione tra parametri desiderati e residui è scomparsa.

L'impedenza di ingresso di una linea di trasmissione costituente un circuito non dissipante aperto, alimentata ad una estremità è data dalla seguente espressione:

$$Z_s = \frac{Z_0}{I \tan(2\pi(\omega/\omega_0))} \quad (1)$$

dove:

$Z_0$  = impedenza caratteristica

$\omega$  =  $2\pi f$  · Pulsazione della frequenza di lavoro

$\omega_0$  =  $2\pi f_0$  · Pulsazione della frequenza di risonanza

=  $2\pi \sqrt{LC}$ , dove L e C sono la capacità e la induttanza totali presentate dalla linea.

Questa espressione è perfettamente generale e da essa può essere calcolata la reattanza per ogni frequenza.

Per frequenze superiori alla risonanza ad  $\frac{1}{4}$  d'onda la reattanza è negativa e l'ingresso è capacitivo; per frequenze di risonanze comprese tra  $\frac{1}{4}$  e  $\frac{1}{2}$  onda la reattanza è positiva e l'ingresso induttivo; per frequenze di risonanza comprese tra  $\frac{1}{2}$  e  $\frac{3}{4}$  d'onda l'entrata è ancora capacitiva e così via, il segno della reattanza invertendosi ad ogni quarto d'onda risonante. Alle frequenze di risonanza corrispondenti ai quarti d'onda dispari, la reattanza va a zero e la linea si assimila ad un circuito risonante in serie; viceversa per la risonanza a ciascun quarto d'onda pari la reattanza tende all'infinito e la linea viene assimilata ad un circuito risonante in parallelo.

Ora è interessante notare il caso in cui la frequenza è così bassa che la capacità d'ingresso è trascurabile di fronte alla capacità statica, e calcolare il comportamento mediante l'equazione della impedenza d'ingresso della linea di trasmissione. Questa equazione può essere scritta in termini della totale capacità della linea, C, nel seguente modo:

$$Z_s = \frac{2\pi}{\omega C} \cdot \frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{1}{I \tan(2\pi(\omega/\omega_0))} \quad (2)$$

e l'effettiva capacità di ingresso C, sarà:

$$C_1 = C \cdot \frac{\omega_0}{2\pi(\omega)} \tan(2\pi(\omega/\omega_0)) \quad (3)$$

se i primi due termini della rappresentazione in serie sono sostituiti con la tangente, risulta:

$$C_1 = \frac{C \omega_0}{2\pi \omega} \left[ \frac{2\pi \omega}{\omega_0} + \frac{1}{3} \left( \frac{2\pi \omega}{\omega_0} \right)^3 + \dots \right]$$

$$= C \left[ 1 + \frac{4\pi^2}{3} \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + \dots \right] \\ \cong C \left[ 1 + \frac{\omega^2 CL}{3} \right] \dots \quad (4)$$

Come si vede si ottiene l'analogo risultato per il calcolo del circuito concentrato di fig. 3.

Una simile analisi può facilmente essere effettuata per una linea di trasmissione in corto circuito. Per le basse frequenze predomina l'induttanza e nei termini dei concetti di parametro concentrato la linea può essere assimilata ad una induttanza avente il valore della induttanza totale della linea con in parallelo una capacità residua corrispondente ad un terzo della totale capacità della linea.

Questa rappresentazione diventa quindi simile a quella di una bobina con una capacità distri-

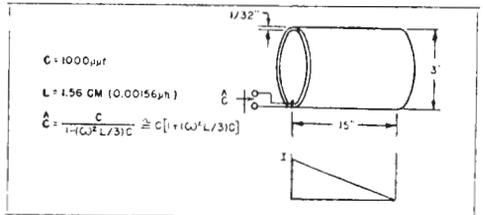


Fig. 3. - Condensatore cilindrico ideale, con grafico mostrante la distribuzione della corrente assiale lungo la sua lunghezza.

buita e possono essere ricavate relazioni analoghe a quelle discusse per il condensatore e per la linea aperta.

Per quanto riguarda i campioni di reattanza le linee coassiali seguono leggi relativamente semplici così da presentare caratteristiche facilmente prevedibili coi calcoli.

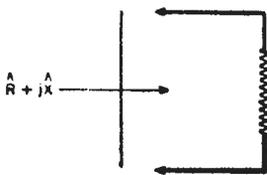
Nulla è stato detto intorno alle perdite ma è bene ricordare che la semplice struttura geometrica conduce a perdite che sono generalmente minori di quelle constatate nei corrispondenti elementi a parametri concentrati.

Come conseguenza si ottiene un Q elevato eccetto che in determinate zone di frequenze vicine al punto di risonanza di  $\frac{1}{4}$  o  $\frac{1}{2}$  onda.

Per quanto il metodo d'impiego possa non essere immediatamente evidente, tuttavia si può dire che le linee coassiali possono costituire delle ottime resistenze campione alle alte frequenze. Prima di studiare il loro comportamento è utile passare in rapida rassegna le caratteristiche delle convenzionali resistenze.

Gli elementi resistivi del tipo a costanti concentrate presentano induttanza e capacità e possono essere rappresentati da un circuito equivalente come da fig. 4.

Le equazioni rappresentanti l'andamento delle componenti resistive e reattive di una impedenza in funzione della frequenza sono molto complesse.



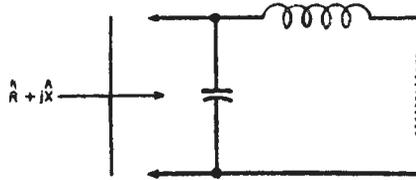
FIRST APPROXIMATION

$$R = R$$

$$X = 0$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$D_0 = \frac{R}{\sqrt{L/C}} = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{1}{Q_0}$$



SECOND APPROXIMATION

$$R = \frac{R}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + D_0^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$X = \frac{\omega R}{\omega_0 D_0} \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - D_0^2}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + D_0^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

Fig. 4. - (pag. 7, fascicolo eX 24) Rappresentazioni approssimate di un resistore fisso in termini della resistenza, induttanza e capacità concentrate.

Tuttavia quando le equazioni sono scritte in termini dei parametri  $D_0$  ed  $\omega_0$ , come è mostrato, da esse si possono trarre soluzioni ragionevolmente semplici e facili.

La fig. 5 rappresenta le curve normalizzate per frequenze di lavoro in rapporto alla frequenza di risonanza  $\omega/\omega_0$ , ed il fattore di dissipazione alla frequenza di risonanza  $D_0$ .

Si noterà che per valori di  $D_0^2$  compresi tra 0 e 2, la componente resistiva cresce con la frequenza. Questo andamento è tipico della risonanza.

Per valori di  $D_0^2$  maggiori di 2, viceversa, la componente resistiva mostra una continua diminuzione. Questo comportamento è tipicamente dimostrativo di una capacità in parallelo.

Vi è quindi una regione nella quale la risonanza tra l'induttanza e la capacità residua tende a neutralizzare l'effetto di shunt della capacità in parallelo e la componente resistiva è meno dipendente dalla frequenza. Ritornando alla componente reattiva, per valori di  $D_0^2$  compreso tra 0 e 1 l'andamento è positivo (figura 6) e la curva tende poi a seguire quella di risonanza.

Per valori di  $D_0^2 > 1$  la reattanza è negativa per tutte le frequenze.

Per  $D_0^2 = 1$  la reattanza è essenzialmente zero per una considerevole gamma di frequenze.

Per ogni determinato tipo di resistore i valori di L e di C tendono ad essere ragionevolmente costanti. Vi è infatti una regione generale di valori di resistenza nella zona di  $R = \sqrt{L/C}$  dove la migliore caratteristica può essere trovata.

Per piccoli resistori del tipo a filamento di carbone si ha ad esempio:

$$L \cong 12 \text{ cm } (12 \times 10^{-9} \text{ H}); \quad C = 0,4 \text{ pF};$$

$$f_0 = \omega_0 / 2\pi = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \cong 2300 \text{ MHz}$$

$$e \sqrt{L/C} \cong 173 \Omega.$$

Un resistore di 174 ohm avente i sopradetti parametri ha una reattanza trascurabile sino a circa 450 MHz ed un aumento di resistenza del 4 % circa a questa frequenza. Un resistore di 250 ohm avrà, invece, una trascurabile variazione di resistenza sino a circa 250 MHz ed una reattanza capacitiva di circa 18 ohm a questa frequenza. Questi calcoli indicano un andamento sufficientemente buono alle alte frequenze.

Essi, però, non tengono conto che la componente resistiva di un resistore di carbone, tende a diminuire con la frequenza a causa del cosiddetto « effetto Boella » (1).

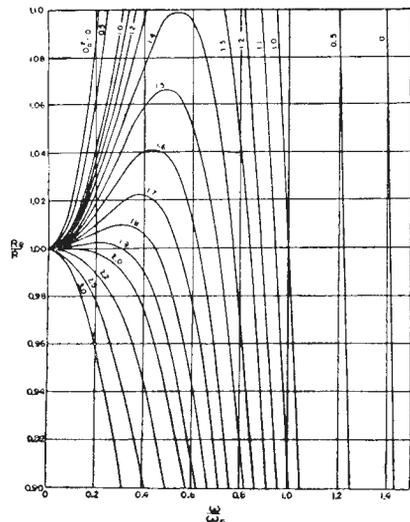


Fig. 5. - Curve normalizzate della componente resistiva effettiva di un resistore fisso.

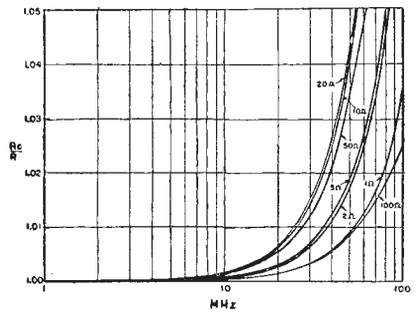


Fig. 7. - Rapporto resistenza ad alta frequenza/resistenza a c.c. di un tipico resistore a filo rettilineo.

Per resistenze a filo di maggiore stabilità l'effetto pellicolare deve inoltre essere calcolato ed una esatta rispondenza coi calcoli indicati è difficilmente attuabile in pratica.

In fig. 7 sono riportate curve per tipiche resistenze a filo di alta precisione per elevate frequenze.

L'uso di una linea coassiale quale campione di resistenza richiede, piuttosto che una terminazione in corto o aperto circuito, un adattamento dell'estremità di uscita.

Se una linea ha una impedenza caratteristica  $Z_0$  e termina su una impedenza di valore  $Z_0$ , l'impedenza di ingresso dovrà essere  $Z_0$ . Per linee aventi basse perdite,  $Z_0$  è essenzialmente

una resistenza pura equivalente a  $\sqrt{L/C}$ . Una resistenza dello stesso valore con una componente reattiva trascurabile può essere quindi realizzata ai terminali di entrata.

La domanda che nasce spontanea è che cosa si abbia guadagnato con questo modo di procedere, essendo necessaria una resistenza di valore analogo per una appropriata terminazione.

La risposta sta nell'uso delle misure delle onde stazionarie che rendono la linea un complesso auto regolante. Se una fessura viene praticata sul conduttore esterno della linea, la distribuzione della tensione lungo la sua lunghezza può essere misurata con un adatto voltmetro.

Se la linea è terminata su una impedenza differente da  $Z_0$  esisteranno delle onde stazionarie riflesse all'estremo ricevente. Quando l'impedenza terminale è eguale a  $Z_0$  la tensione sarà costante lungo la linea. Per ottenere una resistenza nota del valore di  $Z_0$  è solo necessario terminare con una impedenza che possa essere regolata sul valore di  $Z_0$ .

Quando la regolazione è stata eseguita mediante la determinazione delle onde stazionarie, l'impedenza di ingresso della linea e conseguentemente, quella della impedenza terminale sono note.

Lo svantaggio di questo metodo per ottenere una resistenza conosciuta è che la regolazione della impedenza terminale dipende generalmente dalla frequenza e la resistenza deve perciò essere ristabilita ogni volta che si cambia la frequenza. Il vantaggio è che la frequenza alla quale la regolazione è stata eseguita non è ristretta.

A questo punto si potrebbe constatare che la linea fessurata, o indicatore di onde stazionarie, potrebbe essere usata non solo per ottenere una resistenza nota di ingresso quando è terminata sulla sua impedenza caratteristica, ma per determinare, in generale, l'effettivo valore della impedenza di terminazione mediante la misura del

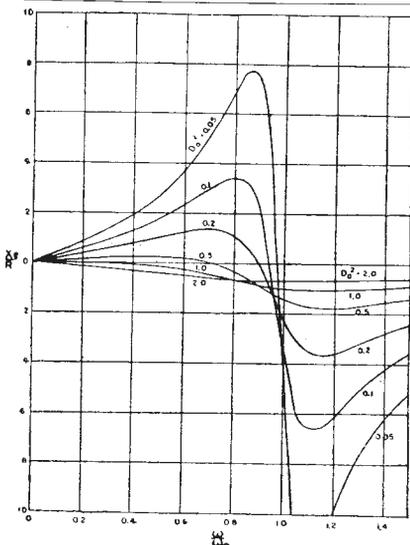


Fig. 6. - Curve normalizzate della componente reattiva effettiva di un resistore fisso.

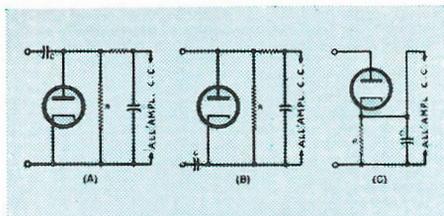


Fig. 8. - Circuiti tipici di voltmetri di cresta a diodo.

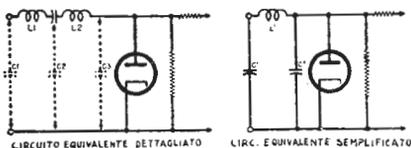


Fig. 9. - Schema equivalente approssimato del circuito di entrata di un voltmetro di cresta a diodo.

rapporto fra la massima e la minima tensione e la identificazione del punto di minima tensione lungo la lunghezza della linea stessa. Si tratta infatti di un metodo di misura assai versatile che può servire non solo per misure di impedenza bensì anche di potenza, tensione, corrente e frequenza.

E' stato dimostrato che per frequenze superiori a quelle per le quali gli elementi del circuito a parametri concentrati sono soddisfacenti, la linea coassiale può essere sostituita.

Alle basse frequenze il loro andamento può essere semplicemente equiparato a quello degli elementi di un circuito a costanti concentrate, tramite il concetto dei parametri richiesti e di quelli residui.

Alle più alte frequenze la loro semplice configurazione geometrica permette una accurata predeterminazione delle loro caratteristiche attraverso il concetto dei parametri distribuiti uniformemente. Vi è quindi una continuità concettuale man mano che le frequenze aumentano ma con un cambiamento nella forma fisica degli elementi circuitati usati. La frequenza alla quale diviene utile espediente il sostituire le linee coassiali a circuiti con costanti concentrate è difficile da stabilire e varia a seconda delle differenti applicazioni. E' tuttavia generalmente opportuno effettuare ciò in una gamma di frequenza compresa tra i 100 e 1000 MHz.

E' proprio in questa gamma che hanno trovato posto una notevole quantità di nuovi strumenti di misura costruiti su scala industriale.

Il seguito della presente memoria è appunto dedicato ad alcuni problemi che sono stati incontrati ed alle soluzioni che sono state trovate.

Il primo strumento da considerare è il voltmetro.

Il voltmetro a valvola è stato, già in passato, considerato sufficientemente preciso per misure sino a circa 100 MHz.

E' quindi di considerevole interesse vedere come al di sopra di questo limite esso può essere usato, adottando valvole di migliorate caratteristiche e taluni accorgimenti di progetto.

Sulle basi dell'esperienza precedente, il volt-

metro di cresta a diodo è stato trovato il più consigliabile ed il lavoro qui descritto si basa appunto su questo strumento.

Nella figura 8 sono mostrati tre metodi di connessione. In questi circuiti i diodi caricano i condensatori C ad un valore di tensione continua molto vicino alla tensione di cresta. La resistenza R serve quale fuga per la scarica del condensatore e in modo da ottenere una bassa costante di tempo, e essa è tale che la corrente di griglia del successivo amplificatore a corrente continua non causi fenomeni di instabilità.

E' assai desiderabile che la capacità di ingresso di questo circuito sia piccolissima perchè non solo la frequenza di risonanza assuma un valore molto alto, ma anche l'impedenza di ingresso risulti elevatissima.

Il circuito indicato in (A) è inferiore a quelli (B) e (C) in quanto esso ha in parallelo alla complessiva capacità risultante dalla valvola, dallo zoccolo e dai terminali, la capacità verso massa del condensatore di blocco C. Altri svantaggi dei circuiti (B) e (C) li rendono meno desiderabili da un punto di vista pratico.

Il circuito mostrato in (B), per esempio, è stato trovato non pratico perchè la tensione alternata a frequenza rete sviluppata ai capi del condensatore C non può essere ridotta ad un livello sufficientemente basso quando l'amplificatore ed i circuiti di alimentazione relativi sono collegati.

Il circuito mostrato in (C) fu scartato perchè la tensione a corrente continua non è bloccata rispetto al circuito diodiaco e può influire sulle indicazioni dello strumento. Il circuito mostrato in (A) fu quindi scelto, non ostante la capacità verso massa del condensatore C, come il miglior compromesso sotto diversi punti di vista e per diversi scopi.

Un circuito equivalente è mostrato in fig. 9 A.

Qui  $C_1$  rappresenta la capacità terminale + massa,  $C_2$  la capacità del condensatore di blocco verso massa e  $C_3$  la somma delle capacità presentate dal diodo, dello zoccolo e la

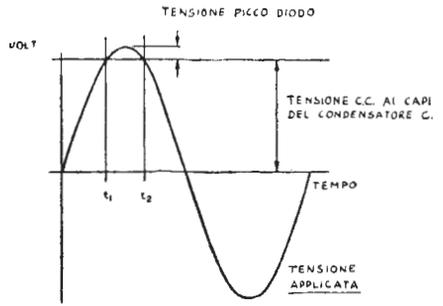


Fig. 10. - Condizioni di tensione per un voltmetro di cresta.

capacità complessiva delle resistenze in parallelo ed in serie.

$L_1$  rappresenta l'induttanza del collegamento tra il terminale ed il condensatore di blocco ed  $L_2$  l'induttanza media dei collegamenti della placca del diodo e delle due resistenze.

Con l'uso di condensatori a bottone, tipo che porta il terminale di connessione montato direttamente sul suo punto centrale, l'induttanza  $L$  può essere molto piccola.

La capacità del condensatore rispetto a terra è quindi direttamente in parallelo alla capacità terminale ed il circuito semplificato di fig. 9B può essere usato per studiarne il comportamento.

La capacità  $C'$  si trova direttamente ai capi dell'ingresso e quando la corrente l'attraversa non presentando nessuna induttanza in serie non causa alcun errore di frequenza nelle indicazioni dello strumento.

La capacità  $C''$ , invece, costringe la corrente a passare attraverso la induttanza  $L'$  e causa una tensione ai capi del diodo che varia dalla tensione di ingresso in ragione del rapporto  $1/(1 - \omega^2 L' C'')$  oppure di:  $1/[1 - (\omega/\omega_0)^2]$ , dove  $\omega_0 = 1/\sqrt{L' C''}$  = pulsazione alla frequenza di risonanza e  $\omega$  = pulsazione alla frequenza di lavoro.

Questo errore di risonanza fa sì che il voltmetro indichi in eccesso ed è una delle due cause che pongono limitazione alla frequenza massima misurabile.

Il secondo fattore che pone un limite alla frequenza, è l'errore causato dal tempo di transito nel diodo (2).

La figura 10 mostra le caratteristiche della tensione applicata al diodo quando il tubo funziona come voltmetro di cresta.

La tensione in corrente continua ai capi del condensatore di blocco  $C$  è quasi eguale, come mostra la figura, al valore di cresta della tensione applicata. La tensione ai capi del diodo è eguale alla differenza tra le sopradette tensioni ed è negativa eccetto che per l'istante  $t_2 - t_1$ . Da  $t_1$  a  $t_2$  la tensione ai capi del diodo è positiva e la corrente scorre. Tale corrente

carica il condensatore ed un equilibrio è stabilito per cui la corrente del diodo è appena sufficiente a fornire le perdite del circuito.

Questa analisi che in sostanza è relativa all'impiego in bassa frequenza, deve essere riesaminata quando la frequenza diviene tanto alta per cui l'intervallo di tempo  $t_2 - t_1$  diventa paragonabile al tempo richiesto ad un elettrone ad attraversare lo spazio tra il catodo e l'anodo.

Supponiamo, ad esempio, che il tempo richiesto ad un elettrone per percorrere lo spazio catodo-anodo sia più lungo dell'intervallo di tempo  $t_2 - t_1$ .

Se un elettrone abbandona il catodo nel momento  $t_1$  esso si muove in un campo eccelerante sino al tempo  $t_2$ .

Dopo questo breve tempo esso si muove in campo decelerante e se il suo tempo di transito è abbastanza lungo esso può eventualmente ritornare indietro senza aver raggiunto la placca.

In tale condizione non può scorrere corrente poiché quando ciascuna elettrone abbandona il catodo dopo un tempo  $t_1$  esso riceve meno accelerazione e potrà tornare indietro verso il catodo.

La tensione continua ai capi del condensatore cade, quindi, perchè possa fluire una certa corrente attraverso il circuito per vincere le perdite, e mantenere la tensione.

Una analisi rigorosa di questo effetto è difficilmente formulabile ma può però essere rapidamente ottenuta una soluzione basantesi su concetti semplificativi.

Se le perdite del circuito, si suppongono eguali a zero, la tensione in corrente continua sviluppata alle basse frequenze sarà eguale al valore di cresta della tensione applicata e la corrente non scorrerà.

Alle alte frequenze e quindi unicamente necessario calcolare la riduzione nella tensione continua necessaria ad assicurare che un elettore che lascia il catodo nel tempo  $t_1$  possa raggiungere la placca.

L'addizionale assunzione di una velocità iniziale degli elettroni uguale a zero e di elettrodi piani infiniti porta a una soluzione per la ridu-



Fig. 11. - Testa di voltmetro a diodo per frequenze elevate. Il diodo a ghianda è montato con un angolo tale da assicurare collegamenti molto corti con il condensatore (del tipo a bottone) e con la massa schermante.

zione nella tensione c.c.  $\Delta V$  provocata dal tempo di transito ottenibile con relativa facilità nella forma

$$\frac{\Delta V}{V} = k \frac{df}{\sqrt{V}} \quad (5)$$

dove  $k$  è una costante,  $d$  la distanza interelettrica,  $f$  la frequenza e  $V$  il valore di cresta della tensione applicata.

Da questa equazione si vede come nella misura vi potrà essere un errore dipendente dalla frequenza e dalla tensione.

Un errore di questo genere è tanto più svantaggioso poiché non solo sono in errore le tensioni assolute ma anche i rapporti di tensione espresso in altro modo si può dire che la forma della curva di responso del voltmetro cambia con la frequenza).

Una pratica «testa» per voltmetro, per rendere minimi gli errori dovuti a risonanza ed al fenomeno di taglio è mostrato nella figura 11. Per ridurre l'errore di risonanza è necessario rendere minima sia la lunghezza dei conduttori sia la capacità dei conduttori ad elevato

potenziale e dei circuiti collegati rispetto a massa. Il tubo modello 9005 è un diodo del tipo «ghianda» o miniatura che possiede una frequenza naturale di risonanza di circa 1500 MHz e una capacità di 1 pF fu scelto come il più conveniente, anche commercialmente, per questo uso e il sistema di montaggio prescelto permette di effettuare le connessioni col condensatore del tipo a bottone le più corte e le più dirette possibili. La piastra isolante sulla quale è montato il condensatore di blocco è eseguita in polistirolo per rendere minima la capacità e le perdite; in tal modo si è ottenuta una capacità di ingresso senza guaina esterna metallica di soli 3,2 pF.

Viceversa con la guaina metallica la capacità di ingresso aumenta a 4,2 pF ma la frequenza naturale rimane in sostanza poco variata e si mantiene ancora intorno ai 1000 MHz.

Nella figura 12 è mostrata la curva della componente resistiva in parallelo dell'impedenza d'entrata. Il valore della resistenza alle basse frequenze è determinato dalle perdite a corrente alternata ed a corrente continua nel resistore della «testa» ed è all'ordine di 25 megohm. Allorché la frequenza aumenta il valore della resistenza incomincia a decrescere quando l'effetto Boella incomincia a diventare notevole sicché la curva della resistenza si abbassa.

A questo punto incominciano ad apparire le perdite dielettriche e la curva si avvicina alla linea a 45 gradi che corrisponde alla curva derivante da un costante fattore di potenza.

Infine come la risonanza si avvicina, la resistenza incomincia a diminuire rapidamente raggiungendo un valore di 7,500 ohm a 500 MHz. L'errore per taglio prematuro (o «tempo di transito») con un diodo tipo 9005 è il medesimo che si ottiene con il triodo tipo 955, avente la griglia e la placca collegate insieme e appare essere tanto basso quanto si può ottenere coi tubi attualmente reperibili.

L'errore per tempo di transito come precedentemente ricordato varia direttamente con lo spa-

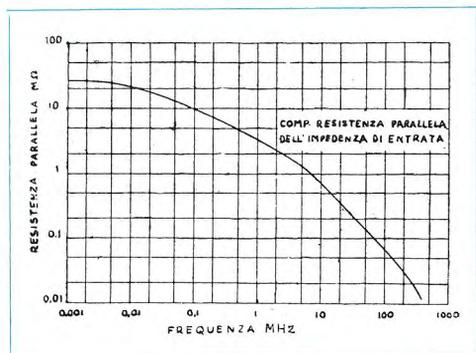
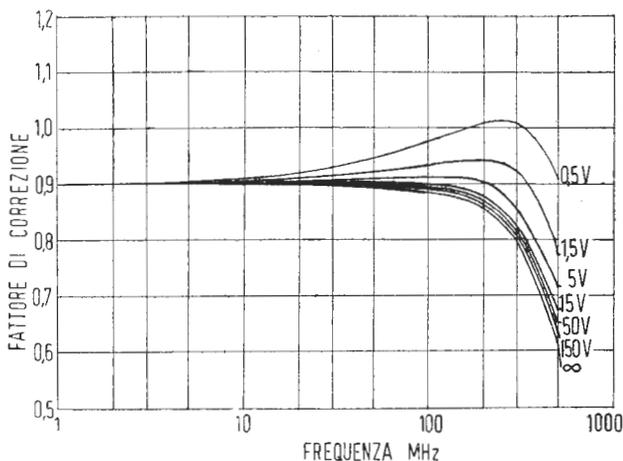


Fig. 12. - Componente resistiva parallelo dell'impedenza di ingresso per un voltmetro a diodo.

Fig. 13. - Curve del fattore di correzione per voltmetro a diodo. Generalmente la caduta alle più alte frequenze è dovuta alla risonanza, l'aumento al taglio prematuro dovuto al tempo di transito.



zio interelettronico ed è inferiore con tubi aventi elementi più ravvicinati.

Lo spazio, all'incirca di pochi millesimi di pollice, non può essere ulteriormente ridotto poiché costringerebbe a diminuire la tensione applicabile in uno strumento previsto per misurare tensioni sino a 150 volt. Le correzioni che si devono applicare ad una determinata tensione indicata sono mostrate in figura 13.

L'abbassamento generale delle curve dipende dall'errore della risonanza, la divergenza fra le curve dei livelli dei differenti voltaggi dipende dall'errore dovuto al taglio anticipato. È evidente che l'effetto del taglio anticipato è percepibile per frequenze inferiori ai 10 MHz per una tensione di 0,5 volt e che è predominante alle frequenze superiori ai 500 MHz dove esso eguaglia l'errore dovuto alla risonanza.

L'errore dovuto al taglio prematuro diviene progressivamente meno importante man mano che la tensione aumenta e la curva segnata con la sigla infinito mostra l'effetto della sola risonanza.

L'osservazione delle curve rende evidente che il taglio prematuro in generale contribuisce a errori sostanziali a tutte le tensioni a frequenze per le quali le correzioni del punto di risonanza possono essere fatte con cura. L'effettuazione della misura con lo strumento dipende dalle limitazioni presentate dal tubo stesso e un ulteriore miglioramento nelle condizioni della risonanza condurrebbe a un minor aumento nella banda utile di frequenza. Per questo tipo di voltmetro il limite pratico di alta frequenza sembra ormai raggiunto coi nuovi tubi esistenti. Una fotografia di un voltmetro di tipo sperimentale come quello descritto è mostrato dalla fig. 14. Esso impiega la «testa» precedentemente descritta.

Per le misure su linee fessurate in particolare un'importante determinazione è quella del rapporto di tensione di onde stazionarie. Il tipo di errore causato dal taglio prematuro è particolarmente noioso in queste misure perchè la cor-

rezione necessaria è differente per ogni tensione indicata. Un rettificatore che sia libero da questo difetto è quindi necessario e un possibile sostituto al diodo per le misure ad alta frequenza è stato trovato con la riscoperta del detector a cristallo di onorata memoria.

L'impiego del cristallo rivelatore ha permesso di risolvere il problema di rendere minimo l'errore dovuto alla risonanza perchè un cristallo molto piccolo con un corto «baffo di gatto» può essere considerato come un elemento a sé stante senza gli elementi perturbatori che contiene un tubo a vuoto. Le minime dimensioni fisiche che si sono attualmente raggiunte nella costruzione di detti cristalli rivelatori permettono un guadagno corrispondente di 2 a 1 nella frequenza naturale di risonanza.

Nella fig. 15 è mostrata una visione in sezione di una «testa» impiegante uno di questi cristalli (a cartuccia) e gli elementi circuitati relativi ad un voltmetro di cresta. Un semplice cristallo è molto spesso usato come elemento raddrizzatore collegato in serie ad uno strumento indicatore.

Una discussione del ragionamento che condusse alla adozione di questa particolare costruzione è assai interessante. La resistenza del cristallo tipo IN.21.B. usato nella testa, è dell'ordine di un centinaio di ohm in una direzione e di 10.000 a 100.000 ohm nella direzione opposta. Se il cristallo è semplicemente collegato in serie con un microamperometro fuggato, la resistenza d'entrata che è approssimativamente uguale al doppio della resistenza «diretta» sarà dell'ordine di circa 200 ohm. Ciò è uno svantaggio per uno strumento che richiede un minimo di potenza per una data deviazione.

La lettura dello strumento dipende direttamente dal valore della resistenza se la resistenza «diretta» è ragionevolmente alta.

Questa è una cosa poco desiderabile poiché le variazioni della resistenza del cristallo, e fra cristalli, interessano la sensibilità direttamente e necessitano di una frequente regolazione.

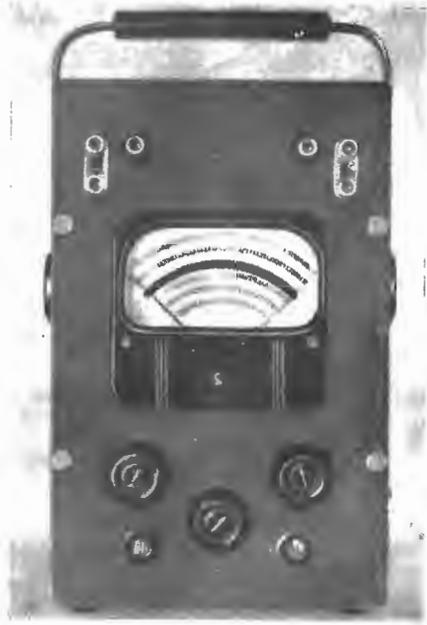


Fig. 14. - Voltmetro sperimentale impiegante una «testa» per frequenze elevate.

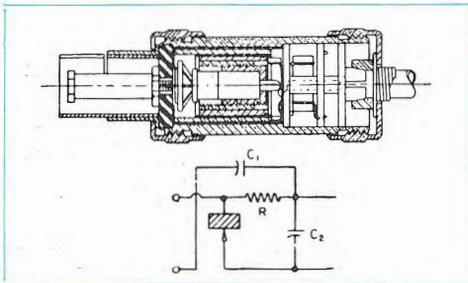


Fig. 15. - Rappresentazione in sezione e schematica della «testa» di un galvanometro a cristallo rettificatore.

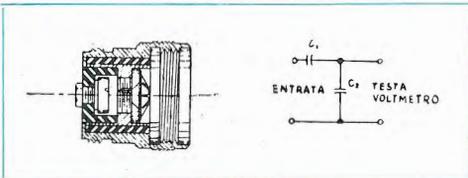


Fig. 16. - (pag. 6 eX 22). Vista schematica e in sezione di partitore per rapporto 10:1 per galvanometro a cristallo.

Per evitare nel maggior modo possibile questi svantaggi fu deciso l'uso del circuito a lettura di picco.

Con questo sistema si viene ad avere una resistenza effettiva derivata sull'entrata approssimativamente uguale a un terzo della resistenza inversa, ossia da 3.000 a 30.000 ohm, e per tanto si richiede una potenza d'ingresso sostanzialmente minore. Il sistema riduce grandemente anche le variazioni di taratura causate dal cambio dei cristalli dato che l'indicazione è ottenuta da una tensione a c.c. che è pressochè uguale al valore di picco della tensione applicata. In confronto alla semplice combinazione «cristallo-strumento» nella quale la lettura dipende direttamente dalla resistenza del cristallo nel circuito di picco solo la piccola differenza fra la tensione a c.c. sviluppata e la tensione di picco applicata è funzione delle caratteristiche del cristallo.

Per ottenere una frequenza naturale di risonanza la più alta possibile fu deciso di isolare il circuito dalla tensione a c.c. interna nel conduttore di terra in modo che l'induttanza, e la capacità verso massa, del condensatore di blocco nel conduttore a potenziale elevato furono evitate. (Un amplificatore per c.c. con alimentazione a batteria è usato in unione a questa testa, in modo da eliminare i problemi relativi al ronzio che rendono questo tipo di circuito sconsigliabile nei voltmetri a diodo).

Il complesso fu quindi progettato per ridurre al minimo i valori induttivi mediante l'uso di condensatori del tipo coassiale cilindrico sia nella funzione di blocco, sia in quella di fuga.

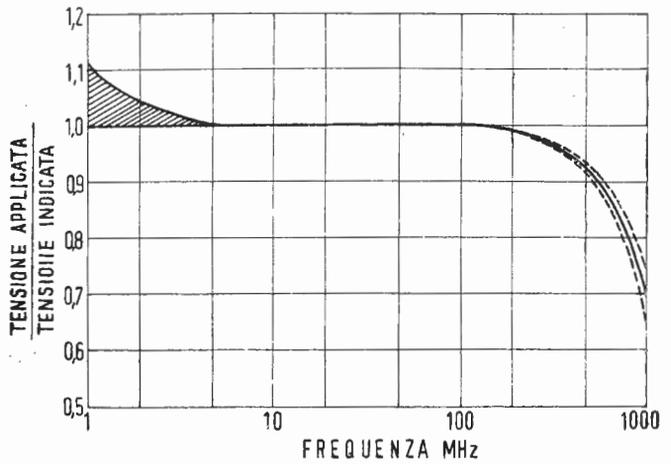


Fig. 17. - Curva di correzione per galvanometro a cristallo in funzione della frequenza. Le zone di incertezza rappresentate con tratteggio o linee punteggiate rispettivamente a bassa e alta frequenza dipendono da differenze fra i cristalli.

Fig. 18. (sotto) - Vista del pannello frontale di un galvanometro a cristallo sperimentale.

Nella fig. 15 è mostrato la disposizione circuitale che rende possibile una conveniente realizzazione meccanica. Lo schermo esterno forma la connessione di massa, ed in unione al primo cilindro interno determina la capacità  $C_1$ . A sua volta il primo cilindro interno determina la capacità  $C_2$  con il complesso posto nel centro della testa. La capacità  $C_2$  si carica alla tensione corrente continua sviluppata dal cristallo ed adempie le medesime funzioni del condensatore  $C'$  nei circuiti usanti il diodo. La capacità  $C_1$  blocca ogni tensione a corrente continua eventualmente esistente fra i punti ai capi dei quali viene misurata la tensione. La reattanza della combinazione in serie di  $C_1$  e  $C_2$  è resa bassa in confronto con l'impedenza del cristallo di modo che la tensione alternata è effettivamente applicata direttamente al cristallo. L'alta resistenza  $R$  che rappresenta una via di scarico per il condensatore  $C_2$ , è ottenuta mediante uno strato di carbone o grafite applicato direttamente sul rovescio del disco di micalex che porta il terminale « caldo ». Il contatto nel punto di giunzione fra  $C_1$  e  $C_2$  è realizzato mediante una molla anulare che sostiene l'estremità del primo cilindro interno.

Questa « testa » ha una frequenza naturale che varia da circa 1750 a 1950 MHz secondo il cristallo usato. La capacità d'ingresso è di circa 4,5 pF dei quali circa 2,5 sono rappresentati dal cristallo e dal complesso della relativa cartuccia.

È opportuno notare che è stato osservato nei cristalli un errore di frequenza che apparentemente è del medesimo tipo di quello che limita



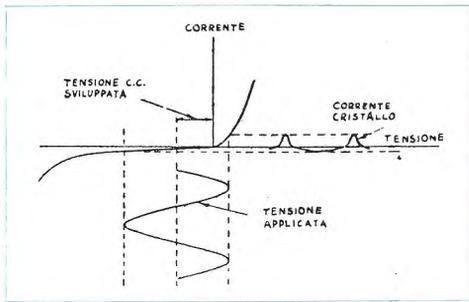


Fig. 19. - Caratteristica statica di un cristallo e relazioni fra tensione e corrente per impiego in funzionamento di cresta.

la gamma di frequenza utile superiore nei rad-drizzatori ad ossidulo di rame (3). Questo comportamento trova una spiegazione nella capacità esistente ai capi del contatto rettificatore, ammesso che il cristallo possa essere rappresentato mediante il circuito equivalente di fig. 16.

In questa rappresentazione si ammette che la resistenza diretta risiede in massima parte nel materiale del cristallo e che il contatto rettificatore di per se stesso presenti una trascurabile resistenza per la corrente fluente in una direzione ed una resistenza all'incirca uguale la resistenza inversa per la corrente fluente nella direzione opposta. Alle alte frequenze la capacità ai capi del contatto rettificatore si trova in parallelo alla resistenza inversa ed abbassa la proprietà rettificatrice.

Una gran parte del lavoro sperimentale iniziale per lo sviluppo del voltmetro fu fatto con cristalli di pirite che presentano resistenze dirette dell'ordine di 500-2000 ohm, e furono trovati errori abbastanza seri apparentemente causati dalla summenzionata capacità.

Questi errori non solo variavano fra cristallo e cristallo da un valore trascurabile a circa il 30 per cento ad una frequenza di 1000 MHz, ma l'errore variava col livello di tensione presumibilmente perchè la resistenza diretta varia considerevolmente con la tensione. I cristalli di pirite, quindi si comportavano in maniera in un certo senso simile al diodo, essendo necessarie

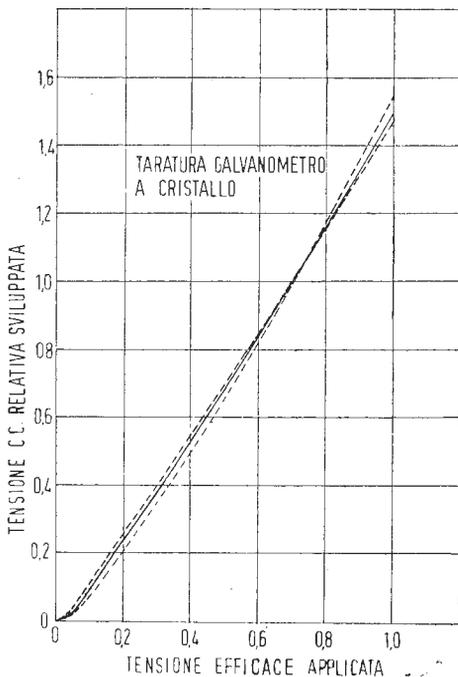


Fig. 20. - Curva di taratura della scala di un galvanometro a cristallo in funzione sulla tensione alternativa di entrata. Le curve tratteggiate indicano il massimo scostamento.

differenti correzioni per ogni determinato livello di tensione e per determinate frequenze.

I cristalli tipo 1N21-B, commercialmente disponibili non presentavano apprezzabile errore fino a 1100 MHz e la semplice curva di correzione per l'effetto di risonanza mostrata in fig. 17 è sufficiente per tutti i livelli di tensione che possono essere letti con lo strumento.

La fig. 18 mostra il voltmetro sperimentale che ha una lettura fondo scala di 1 volt. Nel lavoro iniziale, con cristalli di pirite fu trovato che una lettura fondo scala di 3 volt era possibile, ma le migliori caratteristiche del cristallo tipo 1 N 21-B permisero una riduzione di questo valore.

La fig. 19 mostra la caratteristica del cristallo con una caduta della corrente inversa alle elevate tensioni negative. Questa caduta limita la qualità del cristallo per misure di cresta alle alte tensioni poichè quando l'escursione della tensione raggiunge questa regione la resistenza inversa media diminuisce e l'azione rettificante cade rapidamente. Il cristallo 1 N 21-B presenta questa caduta a basse tensioni analogamente ai cristalli di pirite, ma è molto meno suscettibile alle sregolazioni per sollecitazioni meccaniche ed è in generale superiore. È interessante notare incidentalmente che l'effetto di un sovraccarico elettrico o di una sollecitazione meccanica è, generalmente di diminuire la resistenza inversa e di introdurre una eccessiva caduta alle piccole tensioni negative.

Persino i migliori cristalli che sono stati pro-

vati sfortunatamente non sviluppano tensioni continue superiori all'85 per cento circa della tensione di cresta applicata.

Anche in questo caso esistono considerevoli differenze tra cristalli. Esse si manifestano sia come differenza nel livello, che può essere corretto mediante un controllo di sensibilità sull'amplificatore c.c. sia come modificazione nell'andamento nella curva di taratura. La fig. 20 mostra una curva di taratura della scala dello strumento in funzione della tensione alternativa di entrata, con le massime variazioni riscontrate su di un notevole numero di cristalli. In figura 17 è mostrato che una variazione del  $\pm 4,7\%$  ad una frequenza di 1000 MHz può prodursi a causa delle differenze nella frequenza naturale dei vari cristalli. Senza una taratura individuale della scala dello strumento per ogni cristallo è quindi impossibile di avere una precisione maggiore di circa il  $\pm 2,5\% - 4,7\%$  del valore fondo scala. A motivo delle limitazioni di tensione dei cristalli non è possibile realizzare uno strumento a più portata nel quale la commutazione della portata è ottenuta semplicemente cambiando la sensibilità dell'amplificatore c.c. Un semplice partitore di tensione capacitivo con adeguate caratteristiche nella gamma di frequenza coperta dal voltmetro non è di difficile progetto e unità soddisfacenti con rapporti di 10:1 e 100:1 sono state costruite.

La fig. 16 mostra la costruzione di una unità con rapporto di 10:1, che viene avvitata diret-

Fig. 21. - Testa di voltmetro o galvanometro a cristallo smontata.





Fig. 22. - Testa di un moderno voltmetro di cresta a diodo smontata.

tamente sulla «testa» contenente il cristallo. Con le due unità, possono ottenersi portate di 10 e 100 volt con una frequenza naturale di circa 1900-2150 MHz e rispettivamente 1500-1600 MHz.

A motivo dei piuttosto ampi limiti di precisione che debbono essere seguiti, è chiaro che il voltmetro a cristallo non è uno strumento commercialmente così corrente come il voltmetro a diodo.

Concludendo sebbene le favorevoli caratteristiche di elevata frequenza di risonanza permettano accurate determinazioni di tensione, una volta effettuata una corretta taratura, i cristalli di per se stessi non sono così robusti come si po-

trebbe desiderare e le loro caratteristiche sono soggette a variazioni per urti o sollecitazioni meccaniche, sovraccarico elettrico (anche per scariche statiche) e, in taluni casi sfortunati, per cause tuttora inspiegabili. Il ruolo di un voltmetro di questo tipo nel corredo di strumenti per misure a frequenze elevate è quindi tuttora incerto. Come sistema approssimato per indicare l'ordine di grandezza di una tensione, il voltmetro a cristallo è di inestimabile utilità, come dispositivo per misure di precisione di tensioni assolute o di rapporti di tensione, invece, la sua utilità non è ancora stata sufficientemente provata.

(segue al prossimo numero)

#### BIBLIOGRAFIA

- 1) M. BOELLA: « Sul comportamento alle alte frequenze di alcuni tipi di resistenze elevate usate nei radiocircuiti ». Alta Frequenza, vol. 3, pag. 132, Aprile 1934.
- 2) L. S. NERGAARD: « Electrical Measurements of Wavelengths Less Than Two Meters ». Proc. IRE, vol. 24, pag. 1207, Settembre 1937.
- 3) SAHAGEN, JOSEPH: « The use of the Copper-Oxide Rectifier for Instrument Purposes ». Proc. IRE, vol. 14, pag. 233, Febbraio 1931.

Mancano pagine da 233 a 242

Gaiani – Il calcolo degli amplificatori in classe C



# UN NUOVO TRASMETTITORE BROWN BOVERI PER TELEGRAFIA COMMERCIALE

I. Thrachman

Class. Dec. R 411

L'attività della nostra ditta nel campo delle alte frequenze, iniziata una decina d'anni fa, si è concentrata malgrado gli aspetti multipli di questa tecnica specifica particolarmente sulla costruzione di trasmettitori. I tipi di trasmettitori che hanno predominato durante gli ultimi anni il nostro programma di fabbricazione corrispondono ai trasmettitori a onde medie da 10 kW tipo SO 20/10 K ed il trasmettitore a onde corte da 10 kW tipo SO 25/10 k (\*) (fig. 1). Mentre il primo è specialmente adatto per la radiodiffusione regionale e può servire benissimo come stadio preliminare per i trasmettitori di grande potenza irradiata dell'ordine di 100-200 kW, il secondo si presta, oltre che per la radiodiffusione ugualmente per il traffico commerciale in telegrafia modulata e non modulata, telefonia e telefotografia, ciò anzitutto grazie al suo funzionamento semi-automatico e la sua gamma di frequenza estremamente vasta (\*\*).

Lo sviluppo continuo della radiotelegrafia commerciale ed il fabbisogno proporzionalmente sempre più crescente che ne risulta di trasmettitori telegrafici a onde corte ci hanno condotto a progettare ed a costruire un tipo di trasmettitore destinato esclusivamente per questo genere di servizio. Contrariamente a quanto succede per il trasmettitore ad onde corte tipo SO 25/10 K, il nuovo trasmettitore telegrafico tipo SO 58/10 K è destinato unicamente ai centri d'emissione che provvedono per il traffico commerciale e che utilizzano per ogni onda un trasmettitore separato. Per questa ragione abbiamo rinunciato a priori ad introdurre degli automatismi per il comando dei circuiti, previsti invece del trasmettitore SO 25/10 K. In queste condizioni ci siamo orientati a priori verso una costruzione semplice ed economica. Malgrado che i criteri scelti per la costruzione dei due tipi di trasmettitori ad onde corte summenzionati siano

stati assai divergenti, essi possono ciò nondimeno esser utilizzati nel medesimo centro di emissione. Ciò può a prima vista sembrare paradossale, ma ammesso che un centro d'emissione per telegrafia commerciale sia equipaggiato di tutta una serie di trasmettitori di tipo semplificato, di cui ognuno serve per il collegamento con un paese determinato, il nostro trasmettitore universale tipo SO 25/10 K può esser considerato come trasmettitore di riserva ideale, grazie alla possibilità di un cambio d'onda estremamente rapido e la sua gamma di frequenze molto vasta. Questo principio è stato adottato nel corso di questi ultimi anni in un centro d'emissione per telegrafia commerciale in Portogallo, dove uno dei nostri trasmettitori a onde corte tipo SO 25/10 K è sia in servizio permanente, sia di riserva.

La figura 2 rappresenta la vista del nuovo trasmettitore telegrafico. L'armadio contiene, oltre la parte ad alta frequenza propriamente detta, anche i raddrizzatori di alimentazione ed i dispositivi di comando e di allarme nonché il gruppo di ventilazione. Questa disposizione presenta dei grandi vantaggi di carattere costruttivo tra i quali il più importante è l'ingombro molto ridotto. Per mettere in servizio il trasmettitore basta collegarlo con la rete d'alimentazione, la linea telegrafica ed il cavo d'antenna. Come è facile constatare dalla figura 2, la parte centrale, nella quale sono montati gli organi la cui accessibilità deve essere assicurata ad ogni istante, non è provvista di porte. Nella costruzione del tipo base per la telegrafia modulata e non modulata si è dall'inizio tenuto conto delle possibilità di eventuali estensioni per altri generi di servizio, estensione della gamma di frequenza etc. Queste estensioni possono essere in principio realizzate molto comodamente intercambiando o aggiungendo dei nuovi chassis. Ciò è possibile grazie al fatto che ogni unità elettrica rappresenta anche una unità meccanica separata. Una simile disposizione garantisce la perfetta accessibilità e permette di aggiungere o di sopprimere qualsiasi apparecchio complementare in brevissimo tempo.

(\*) « Revue Brown Boveri », settembre 1944, pagina 281.

(\*\*) La telefotografia può esser realizzata con degli apparecchi addizionali.



Fig. 1. - **Trasmettitore a onde corte universale semi-automatico, da 10 kW in telefonia tipo SO 25/10 K.** Gamma della lunghezza d'onda 12,5-90 m. Durata del cambiamento della lunghezza d'onda: 3 minuti. Il trasmettitore può essere messo in servizio dal pulpito di comando. I singoli armadi contengono da sinistra a destra:  
 — gli stadi preliminari ad alta frequenza;  
 — lo stadio finale ad alta frequenza (armadio dei tubi ed armadio del circuito d'uscita);  
 — i tubi dello stadio finale del modulatore;  
 — gli stadi preliminari del modulatore.  
 La fila posteriore degli armadi contiene il trasformatore di modulazione nonchè la parte corrente forte d'alimentazione. In primo piano è visibile il pulpito di comando.

L'armadio stesso del trasmettitore è suddiviso in 5 parti ed è costruito in lamiera d'acciaio. Nessun organo elettrico è montato sull'armadio propriamente detto in modo che il cassone può essere fissato allo chassis completo anche dopo la fine del montaggio e delle prove del trasmettitore.

#### LO SCHEMA ELETTRICO.

Il trasmettitore SO 58/10 K si distingue anzitutto per la semplicità dei circuiti adottati. L'amplificatore ad alta frequenza comporta 5 stadi ed è equipaggiato di 8 tubi d'emissione di nostra fabbricazione. I tre raddrizzatori d'alimentazione, di cui due del tipo secco presentano una

durata praticamente illimitata mentre il terzo è equipaggiato di 6 diodi a vapore di mercurio, tipo DQ4.

Per l'oscillatore a quarzo abbiamo fatto ricorso ad un accoppiamento non convenzionale che eccita il quarzo stesso in risonanza di corrente. È noto che la risonanza in serie di un quarzo oscillatorio è molto meglio determinata che la risonanza in parallelo. Infatti l'oscillatore produce una frequenza che praticamente dipende soltanto dal quarzo stesso. Un cambiamento di frequenza si effettua sostituendo il quarzo che possiede regolando i circuiti oscillatori degli stadi seguenti.

I due stadi preliminari ad alta frequenza sono eccitati ciascuno con un solo tubo e la sintoniz-



Fig. 2. - Trasmettitore telegrafico ad onde corte da 10 kW, tipo SO 58/10 K caratterizzato dal minimo ingombro e dalla sicurezza di servizio. - Gamma della lunghezza d'onda 14,5-53 m. Cambio della lunghezza d'onda realizzabile in 7 minuti. La parte centrale contiene dall'alto in basso: — il bottone d'accordo fine dello stadio finale con gli apparecchi laterali di controllo; — lo chassis di comando col relè di sicurezza; il dispositivo di manipolazione nonché i vari chassis riservati per gli eventuali dispositivi ausiliari.

A sinistra: Chassis dell'amplificatore finale alta frequenza con in base il gruppo di ventilazione relativo. - A destra: I raddrizzatori d'alimentazione e dispositivi di comando.

zazione dei primi si fa regolando le capacità variabili dei circuiti oscillatori. Lo stadio prefinale ad alta frequenza seguente comporta 2 pentodi in contofase di nostra costruzione, di cui ciascuno presenta una dissipazione anodica di 300 W.

Lo stadio finale equipaggiato di due tubi di potenza ugualmente di nostra fabbricazione, tipo ATL 10-3 ad accensione monofase e raffreddamento ad aria forzata ed è l'unico stadio che richiede la neutralizzazione. La sintonizzazione del circuito d'uscita si fa per mezzo di induttanze e cursore. Due bobine regolabili assicurano l'accoppiamento al feeder dell'antenna. Il rendimento anodico dello stadio finale, che ammonta al 78 % in corrispondenza di 10 MHz, è del 76 % in corrispondenza di 20 MHz. Grazie a que-

ste cifre molto elevate del rendimento, la potenza assorbita della rete e quindi anche le spese di esercizio sono assai basse.

La manipolazione è affidata a un relè rapido polarizzato che comanda la griglia del terzo stadio ad alta frequenza, ciò che assicura la migliore forma del segnale irradiato. Nell'esercizio col relè ben regolato si è potuto raggiungere la velocità di trasmissione di 750 parole al minuto, ciò che rappresenta approssimativamente il doppio della più alta velocità commerciale. Il bloccaggio del trasmettitore è eccellente. Infatti la potenza irradiata nello «space» è di qualche centesimo di watt. La scintillazione provocata dalla manipolazione è veramente trascurabile. Per la messa in servizio del trasmettitore si fa



Fig. 3. - Trasmettitore telegrafico SO 58/10 K in esercizio presso la Società per la Telegrafia commerciale « Radio Svizzera » di Münchenbuchsee. - In fondo: L'amplificatore alta frequenza di un trasmettitore ad onde lunghe 6 kW, di costruzione anziana.

uso di un solo commutatore a quattro posizioni. Una di queste corrisponde allo stato di riposo, l'altra alla condizione di funzionamento a piena potenza, mentre la terza permette il funzionamento a potenza ridotta. Nella quarta posizione restano inseriti i circuiti d'accensione delle valvole, mentre i circuiti anodici sono interrotti. Il commutatore suddetto assicura la possibilità di eseguire la manovra correttamente escludendo grazie a dei dispositivi a ritardo e bloccaggio qualsiasi manovra falsa.

Il radiotrasmettitore è inoltre largamente provvisto di dispositivi di supervisione caratteristici ai grandi impianti. Per realizzare la possibilità di comando centralizzato di diverse unità montate in uno stesso locale, abbiamo previsto delle prese che permettono di raccordare dei cavi di comando per la messa in e fuori servizio, per i dispositivi d'allarme etc.

Come risulta da questa breve descrizione, si tratta qui di un trasmettitore tipico atto a risolvere i problemi della telegrafia commerciale. Questi trasmettitori sono costruiti in grande serie.

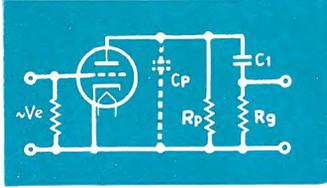


Fig. 6. - Schema di principio di un amplificatore a resistenza-capacità senza reazione.

## REAZIONE NEGATIVA SU UN SOLO STADIO

Consideriamo dapprima un amplificatore primitivo ad un solo stadio accoppiato a resistenza-capacità, come schematicamente indicato in fig. 6.

Siano  $A'$  ed  $A''$  rispettivamente l'amplificazione primitiva nel campo delle frequenze basse e l'amplificazione primitiva nel campo delle frequenze alte, e  $\varphi'$  e  $\varphi''$  gli sfasamenti relativi.

Secondo le ben note relazioni si avrà:

$$A' = \frac{A}{1 - \frac{X'}{R'}} \quad (17a)$$

$$A'' = \frac{A}{1 + j \frac{R''}{X''}} \quad (17b)$$

$$\text{tg } \varphi' = \frac{X'}{R'} \quad (18a)$$

$$\text{tg } \varphi'' = \frac{-R''}{X''} \quad (18b)$$

in cui  $j$  è l'unità immaginaria,  $X'$  la reattanza del condensatore di accoppiamento  $C_1$  ad una frequenza generica  $f$ ;  $R'$  la resistenza equivalente al collegamento in serie delle resistenze  $R_p$  ed  $R_g$ ;  $X''$  la reattanza della capacità  $C_p$  in parallelo ad  $R_p$  ad una frequenza generica  $f$ ;  $R''$  la resistenza equivalente al collegamento in parallelo della resistenza interna della valvola  $R_i$  colle altre resistenze  $R_p$  ed  $R_g$ ;  $A$  una costante uguale all'amplificazione primitiva nel campo delle frequenze medie.

Indicando con  $f'$  ed  $f''$  le frequenze per cui si ha rispettivamente  $X' = R'$  ed  $X'' = R''$  le amplificazioni  $A'M$  ed  $A''$  si possono esprimere con:

$$A' = \frac{A}{1 - \frac{f'}{f}} \quad (19a)$$

$$A'' = \frac{A}{1 + j \frac{f}{f''}} \quad (19b)$$

e gli sfasamenti relativi con:

$$\text{tg } \varphi' = \frac{f'}{f} \quad (20a)$$

$$\text{tg } \varphi'' = \frac{f}{f''} \quad (20b)$$

Quando  $f = f'$ , l'amplificazione alle frequenze basse si riduce a 0,707  $A$  e lo sfasamento è di  $45^\circ$  in anticipo; quando invece  $f = f''$ , l'amplificazione alle frequenze alte si riduce egualmente a 0,707  $A$  ma lo sfasamento è di  $45^\circ$  in ritardo.

Supponiamo ora di applicare la reazione. Come abbiamo visto precedentemente la amplificazione si riduce del fattore  $(1 - \alpha A)$  e quindi le amplificazioni effettive nel campo delle frequenze medie, nel campo delle frequenze basse, e nel campo delle frequenze alte saranno date rispettivamente da:

$$A_r = \frac{A}{1 - \alpha A} \quad A'_r = \frac{A'}{1 - \alpha A'}$$

$$A''_r = \frac{A''}{1 - \alpha A''}$$

Sostituendo le (19) in queste relazioni si ottiene:

$$A'_r = \frac{A_r}{1 - j \frac{f'/f}{(1 - \alpha A)}} \quad (21 a)$$

$$A''_r = \frac{A_r}{1 + j \frac{f/f''}{(1 - \alpha A)}} \quad (21 b)$$

da cui si ricavano gli sfasamenti relativi che sono dati da:

$$\text{tg } \varphi' = \frac{f'/f}{(1 - \alpha A)} \quad (22a)$$

$$\text{tg } \varphi'' = \frac{f/f''}{(1 - \alpha A)} \quad (22b)$$

Le equazioni (21) e (22) confrontate con le (19) e le (20) mostrano che la curva di risposta di un amplificatore effettivo ha lo stesso andamento del corrispondente amplificatore primitivo ma i punti per cui l'amplificazione si riduce a 0,707 ed i relativi sfasamenti di 45° in anticipo ed in ritardo sono spostati rispettivamente ad una frequenza più bassa  $f'_r = f'/(1 - \alpha A)$  e ad una frequenza più elevata  $f''_r = f''(1 - \alpha A)$  che si ottengono dividendo o moltiplicando per il fattore  $(1 - \alpha A)$  le frequenze  $f'$  ed  $f''$ .

Tutto quanto si è detto per l'accoppiamento a resistenza-capacità si potrebbe ripetere per gli altri tipi di accoppiamento: infatti basterebbe

impostare le relative equazioni e si perverrebbe a risultati analoghi.

In fig. 7 la curva  $a$  è la curva universale di risposta di un amplificatore primitivo (grado di reazione  $\alpha A = 0$ ) mentre le curve  $b, c, d$ , sono le curve di risposta dell'amplificatore effettivo per diversi gradi di reazione. Come già dimostrato queste curve hanno andamento analogo a quello della curva  $a$ , ma le frequenze per cui si ha lo stesso taglio sono spostate più in basso o più in alto proporzionalmente al fattore  $(1 - \alpha A)$ .

Un esempio numerico ci darà una idea più chiara di quanto sopra.

Supponiamo di avere un amplificatore a resistenza-capacità la cui amplificazione primitiva sia  $A = 100$  e per cui il taglio di 3 dB (0,707) si abbia alle frequenze  $f' = 400$  Hz ed  $f'' = 3500$  Hz. Se applichiamo la reazione negativa con un coefficiente  $\alpha = 0,09$  il grado di reazione sarà  $\alpha A = 9$  e l'amplificazione nel campo delle frequenze medie verrà ridotta dal fattore  $(1 - \alpha A) = 10$ , cioè si avrà:

$$A_r = \frac{A}{1 - \alpha A} = \frac{100}{10} = 10$$

mentre le frequenze, per cui si avrà un taglio di 3 dB diventeranno:

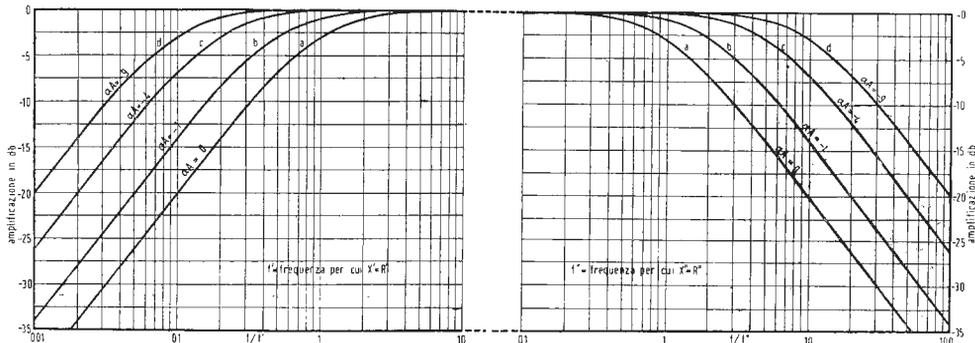
$$f'_r = \frac{f'}{1 - \alpha A} = \frac{400}{10} = 40 \text{ Hz}$$

ed

$$f''_s = f''(1 - \alpha A) = 3500 \times 10 = 35000 \text{ Hz}$$

In fig. 8 abbiamo riportato alcuni circuiti pratici di reazione negativa su un solo stadio co-

Fig. 7. - Curve universali di un amplificatore ad un solo stadio a resistenza-capacità e per diversi valori del grado di reazione  $\alpha A$ .



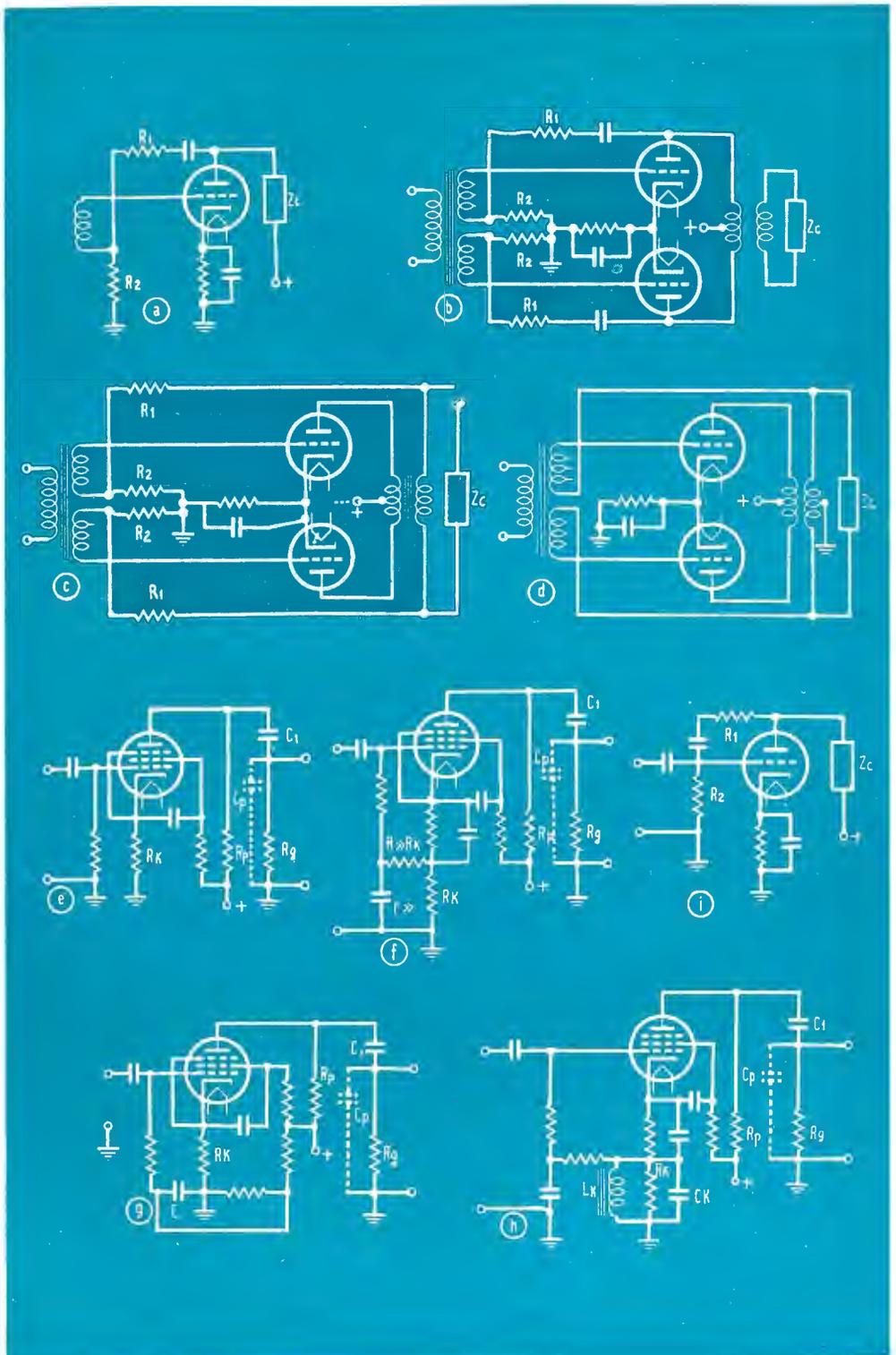


Fig. 8. - Circuiti pratici di amplificatori con reazione negativa su un solo stadio.

stituito da una valvola singola o da due valvole controfase.

I circuiti *a* e *b* sono consigliabili per le valvole di potenza.

Con tale disposizione si riduce la notevole distorsione generata nelle valvole, come pure la distorsione dovuta alla saturazione del ferro del trasformatore d'uscita quando questo lavora a frequenze molto basse (e quindi ad induzione elevata). Inoltre si spiana la curva di risposta alle frequenze basse poichè la reazione tende a mantenere costante la tensione ai capi del primario del trasformatore d'uscita. Il taglio alle alte frequenze, dovuto alla induttanza di dispersione, non viene alterato dalla reazione negativa poichè questa induttanza può essere considerata come facente parte del carico esterno  $Z_s$  e quindi resta al di fuori del circuito in controreazione. Il coefficiente di reazione è dato dal rapporto:

$$\alpha = \frac{1}{1 + R_1/R_2} \quad (23)$$

I circuiti *c* e *d* sono simili ai precedenti ed anche questi sono consigliabili per le valvole di potenza, però occorre che l'impedenza di carico  $Z_e$  sia sufficientemente elevata per ottenere la voluta tensione di controreazione. Nel circuito *c* il coefficiente di reazione è dato da:

$$\alpha = \frac{1}{n} \frac{1}{1 + R_1/R_2} \quad (24)$$

in cui  $n$  è il rapporto di trasformazione del trasformatore d'uscita. Se in questo circuito si pone  $R_1 = 0$  ed  $R_2 = \infty$ , si ottiene il circuito *d* ed il coefficiente di reazione si riduce a:

$$\alpha = \frac{1}{n} \quad (25)$$

poichè il rapporto  $R_1/R_2$  tende a zero. Da tenere presente che il senso degli avvolgimenti del trasformatore d'uscita deve essere scelto in modo tale che la tensione riportata all'ingresso sia in opposizione di fase con la tensione applicata dall'esterno.

Il circuito *d*, rispetto al circuito *c*, presenta il vantaggio di eliminare quattro resistenze in cui veniva dissipata una percentuale della potenza di uscita, ma d'altra parte presenta l'inconveniente che l'impedenza di carico deve essere fissa e non può in alcun modo essere variata. Infatti se si vuole variare l'impedenza di carico  $Z_e$ , bisogna pure variare il rapporto di trasformazione  $n$  del trasformatore d'uscita per avere un giusto adattamento del carico; ma questa variazione di  $n$  altera il coefficiente di reazione  $\alpha$  (v. (24) e 25)) e per conseguenza

anche il grado di reazione  $\alpha A$ , modificando in tal modo le caratteristiche dell'amplificatore effettivo. Se non che nel caso del circuito *c* è possibile compensare la variazione di  $n$  con una opportuna variazione del rapporto  $R_1/R_2$  in modo da mantenere invariato il coefficiente di reazione  $\alpha$ , dato dalla (24), ma nel caso del circuito *d* in cui il coefficiente di reazione  $\alpha$  è l'inverso del rapporto di trasformazione  $n$ , nessuna compensazione è possibile. Un altro inconveniente del circuito *d* è che il trasformatore d'uscita deve avere le due sezioni perfettamente bilanciate, il che in pratica presenta non poche difficoltà.

Nel circuito *e* la reazione è ottenuta mediante la resistenza  $R_1$  inserita sul catodo e questa resistenza serve contemporaneamente per la polarizzazione della valvola. Il coefficiente di reazione è dato da:

$$\alpha = \frac{1}{1 + Z_p/R_k} \quad (26)$$

in cui  $Z_p$  è l'impedenza del circuito anodico, cioè (considerando  $C_1 = \infty$ ) il parallelo delle due resistenze  $R_p$  ed  $R_g$  con l'impedenza di  $C_p$ .

Nei circuiti *f* e *g* la reazione è ancora ottenuta con una resistenza inserita sul catodo, ma il grado di reazione può essere maggiore di quello ottenibile con il circuito *e*. La polarizzazione appropriata è ottenuta in *f* automaticamente ed in *g* a mezzo di un partitore. Il coefficiente di reazione è ancora dato dalla (26).

La tensione di reazione nei circuiti *e*, *f*, *g*, è proporzionale alla corrente che circola nel circuito anodico della valvola e per tale motivo viene chiamata *reazione di corrente*, mentre per i tipi precedenti (*a*, *b*, *c*, *d*), essendo la tensione di reazione proporzionale alla tensione che si manifesta ai capi dell'impedenza di carico, viene detta *reazione di tensione*.

La reazione di corrente tende a stabilizzare la corrente nel circuito di uscita anzichè la tensione ai capi di esso (come avviene per la reazione di tensione), quindi nel caso di un accoppiamento a resistenza-capacità, la capacità di ingresso della valvola successiva provoca un taglio alle frequenze elevate, mentre il condensatore di accoppiamento provoca un taglio alle frequenze basse pur mantenendosi costante la corrente nel circuito di uscita se la valvola è un pentodo. Ciò è ovvio in quanto che la reattanza delle due capacità varia con la frequenza e quindi la caduta di tensione in esse, essendo la corrente costante, varia con la stessa legge. In questo caso la reazione negativa non migliora la curva di risposta, ma solamente riduce la distorsione. I tagli alle frequenze elevate ed alle frequenze basse possono essere corretti inserendo in parallelo alla resistenza di reazione una capacità

Fig. 9 a. - Curve universali di un amplificatore a due stadi uguali a resistenza-capacità e per diversi valori del grado di reazione  $\alpha A_1 A_2$ .

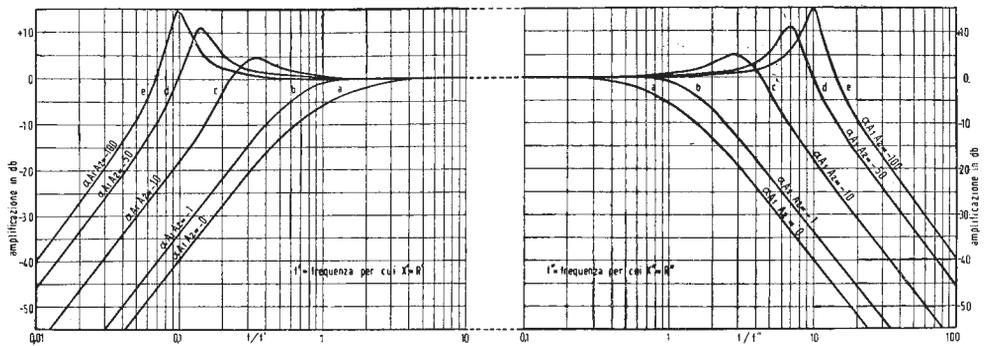


Fig. 9 b. - Sfasamenti relativi per un amplificatore a due stadi uguali a resistenza-capacità e per diversi valori del grado di reazione  $\alpha A_1 A_2$ .

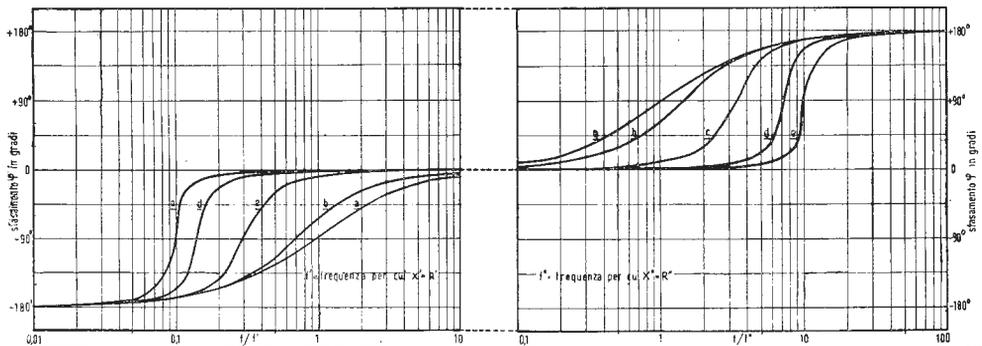
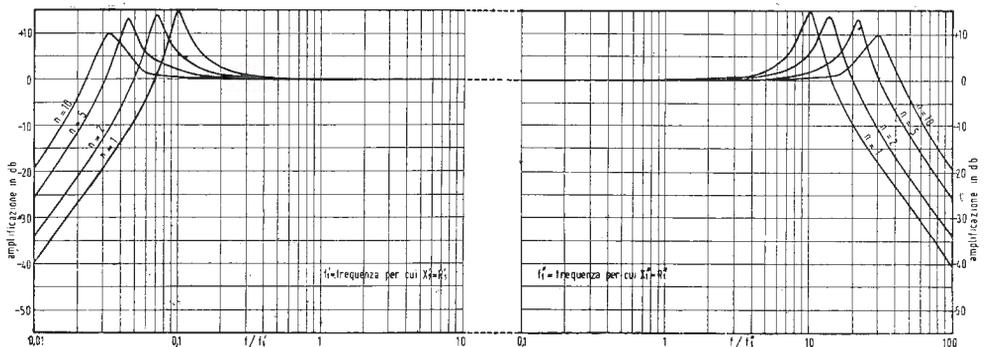


Fig. 10. - Curve universali di un amplificatore a due stadi a resistenza-capacità con grado di reazione  $\alpha A_1 A_2 = -100$  e per diversi valori del coefficiente  $n$ .



$C_k$  ed un'induttanza  $L_k$  come nel circuito *h*. Il coefficiente di reazione in tal caso è dato da:

$$\alpha = \frac{I}{I + Z_p/Z_k} \quad (27)$$

in cui  $Z_p$  ha lo stesso valore della (25) e  $Z_k$  è il parallelo di  $R_k$  con le impedenze di  $L_k$  e  $C_k$ . Con questo mezzo si compensa la variazione del grado di reazione  $\alpha A$  al variare della frequenza e scegliendo opportuni valori si può ottenere

una curva di risposta perfettamente piana entro limiti molto estesi.

Il circuito *i* è particolarmente conveniente quando si abbia un amplificatore di potenza accoppiato a resistenza-capacità con lo stadio pilota: si ha riduzione della distorsione dovuta allo stadio finale e si migliora la curva di risposta alle frequenze basse che senza reazione resterebbero tagliate dal trasformatore d'uscita. Il coefficiente di reazione è dato dalla (23).

## REAZIONE NEGATIVA SU DUE STADI

Consideriamo un amplificatore primitivo a due stadi accoppiati a resistenza-capacità.

L'amplificazione primitiva dei due stadi è data dal prodotto delle amplificazioni primitive dei singoli stadi. Indicando con  $A_1$  ed  $A_2$  l'amplificazione primitiva dei due stadi nel campo delle frequenze medie, con  $f'_1$  ed  $f'_2$  le frequenze per cui l'amplificazione dei singoli stadi alle frequenze basse si riduce rispettivamente a  $0,707 A_1$  e  $0,707 A_2$  e con  $f''_1$  ed  $f''_2$  le frequenze per cui l'amplificazione alle frequenze alte si riduce rispettivamente a  $0,707 A_1$  e  $0,707 A_2$ , l'amplificazione primitiva complessiva alle frequenze basse ed alle frequenze alte è data da:

$$A' = \frac{A_1 A_2}{(I - j f'_1/f)(I - j f'_2/f)} \quad (28a)$$

$$A'' = \frac{A_1 A_2}{(I + j f/f''_1)(I + j f/f''_2)} \quad (28b)$$

Se viene applicata la reazione negativa con un coefficiente  $\alpha$  queste amplificazioni diventano:

$$\begin{aligned} A'_r &= \frac{A'}{I - \alpha A'} = \\ &= \frac{A_1 A_2}{(I - j f'_1/f)(I - j f'_2/f) - \alpha A_1 A_2} \quad (29a) \\ A''_r &= \frac{A''}{I - \alpha A''} = \end{aligned}$$

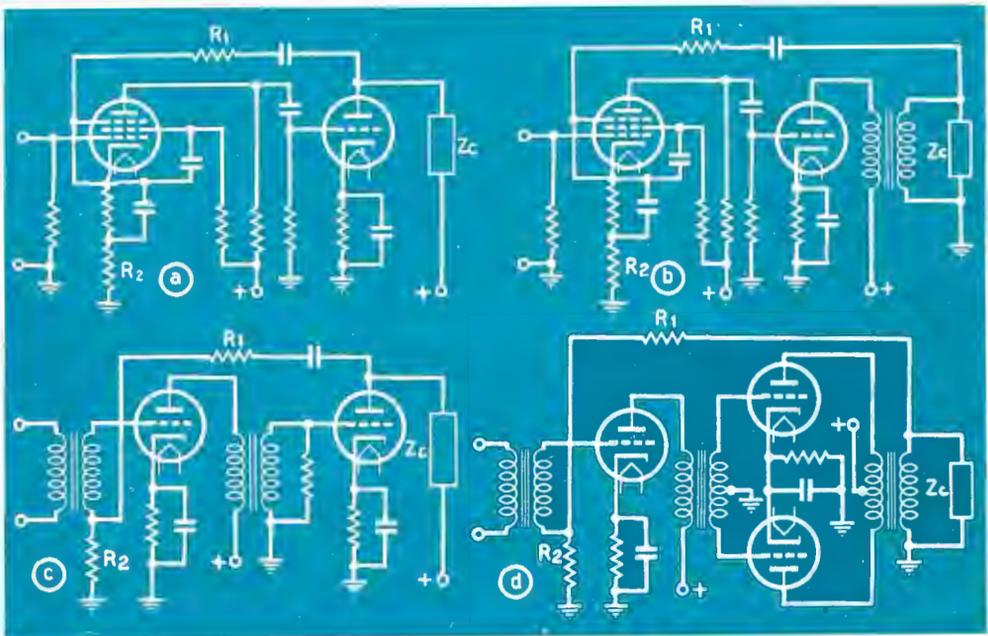


Fig. 11. - Circuiti pratici di amplificatori con reazione negativa su due stadi.

$$= \frac{A_1 A_2}{(1 + f/f''_1)(1 + jf/f''_2) - \alpha A_1 A_2} \quad (29b)$$

e l'amplificazione nel campo delle frequenze medie:

$$A_r = \frac{A_1 A_2}{1 - \alpha A_1 A_2}$$

In base alle equazioni (28) si sono tracciate le curve di risposta riportate nelle figg. 9 e 10.

La curva di risposta di un amplificatore primitivo (cioè per  $\alpha$  due stadi identici (per cui cioè sia  $f'_1 = f'_2 = f'$  ed  $f''_1 = f''_2 = f''$ )  $\alpha A_1 A_2 = 0$ ) è la curva *a* di fig. 9a: in scala logaritmica, essa non è altro che la somma di due curve come la *a* di fig. 7.

Se si applica la reazione fra l'uscita del secondo stadio e l'ingresso del primo a mezzo di un partitore resistivo la curva di risposta assume la forma delle curve *b*, *c*, *d* a seconda del grado di reazione  $\alpha A_1 A_2$ .

Da queste curve si può vedere che con l'aumentare del grado di reazione si spiana la curva di risposta nel tratto fra  $f'$  ed  $f''$  ma nello stesso tempo si generano delle punte a frequenze più basse di  $f'$  e più alte di  $f''$ . Si può facilmente dimostrare che questi picchi si manifestano alle frequenze:

$$f = \frac{f''}{\sqrt{-(1 + \alpha A_1 A_2)}}$$

ed

$$f = f'' \sqrt{-(1 + \alpha A_1 A_2)}$$

Occorre ricordare che per avere reazione negativa bisogna che  $\alpha A_1 A_2$  sia negativo. Le punte in fig. 9 sono causate dal fatto che alle frequenze basse ed alle frequenze elevate si hanno sfasamenti sufficienti per rendere massima la tensione  $\bar{V}_e$  (somma vettoriale di  $\bar{V}_1$  e  $\bar{V}_2$ ) e quindi anche la tensione di uscita  $\bar{V}_u$ .

In fig. 9b sono riportate le curve dello sfasamento. Da queste si vede che da una parte la reazione riduce lo sfasamento nel campo di frequenze per cui la curva di risposta è piana, mentre dall'altra lo sfasamento varia rapidamente in corrispondenza delle frequenze per cui si manifestano le punte nella curva di risposta.

A risultati analoghi si giunge se i due stadi non sono uguali, cioè quando  $f'_1 = n f'_2$  ed  $f''_1 = f''_2/n$  come si può vedere dalla fig. 10 in cui sono tracciate le curve di risposta universali per  $\alpha A_1 A_2 = -100$  e per diversi valori del coefficiente  $n$ .

Con l'aumentare del coefficiente  $n$  il tratto piano della curva aumenta e il valore massimo dell'amplificazione relativa diminuisce.

La reazione negativa applicata fra due stadi presenta notevoli vantaggi per il fatto che si

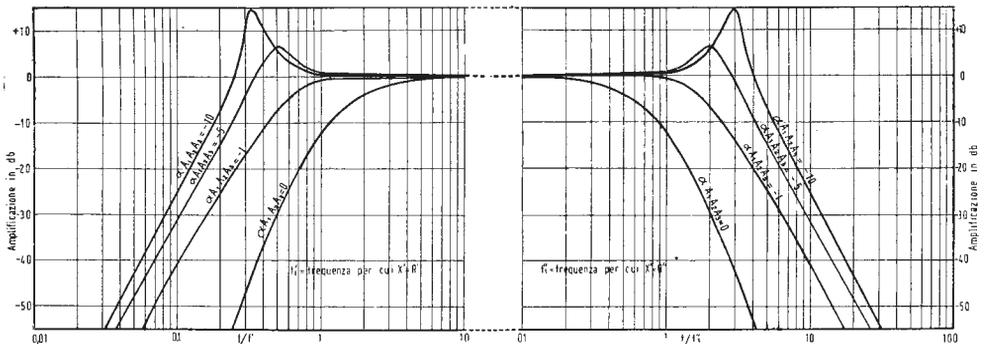


Fig. 12. - Curve universali di un amplificatore con reazione a tre stadi (di cui due uguali ed il terzo con fattore  $n = 5$ ) e per diversi valori del grado di reazione  $\alpha A_1 A_2 A_3$ .

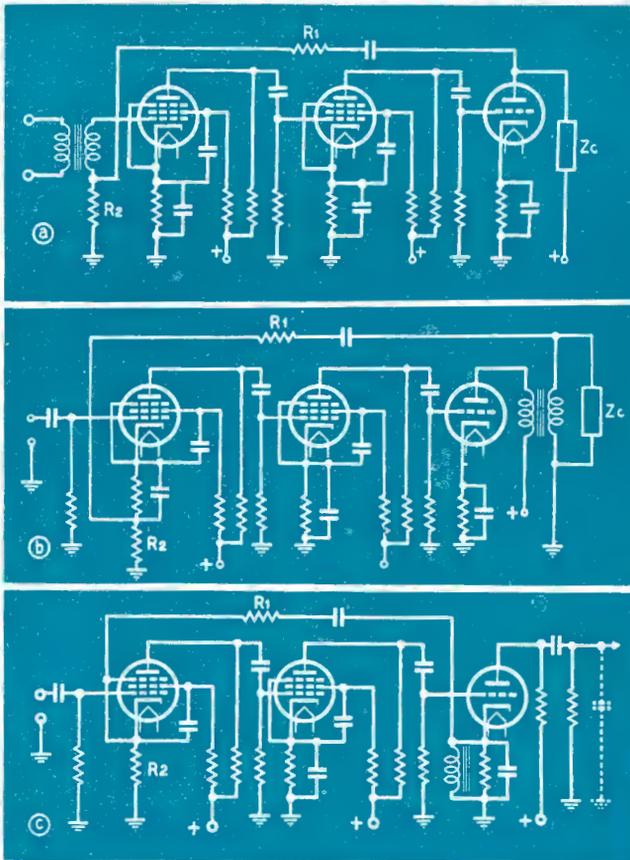


Fig. 13. - Circuiti pratici di amplificatori con reazione negativa su tre stadi.

ha disponibile maggiore amplificazione senza reazione e quindi si può tenere più alto il valore del grado di reazione, il che come abbiamo visto è conveniente sia per spianare la curva di risposta, sia per diminuire la distorsione, i rumori ed i disturbi dell'amplificatore.

E' quindi conveniente adoperare la reazione su due stadi sia per la valvola di potenza, che per la valvola pilota di un amplificatore di potenza. È particolarmente conveniente quando la valvola di potenza richiede una forte tensione di eccitazione oppure quando la griglia è resa positiva come negli amplificatori in classe  $AB_1$  o in classe  $B$ .

Quando si vuole usare reazione negativa fra due stadi è consigliabile che siano accoppiati a resistenza-capacità oppure a trasformatore con secondario caricato. In queste condizioni non si generano oscillazioni poichè il massimo sfasamento per ogni stadio sarà  $90^\circ$  e quindi lo sfasamento totale sarà minore di  $180^\circ$ . Lo sfasamento di  $180^\circ$  si avrà solamente alle frequenze

estreme per cui l'amplificazione è ridotta a zero e pertanto non è più nocivo.

Gli accoppiamenti con trasformatore a secondario scarico ed altri circuiti che possono dare sfasamento di  $180^\circ$  non devono essere adoperati poichè lo sfasamento totale può raggiungere  $270^\circ$  e si può avere ancora amplificazione apprezzabile quando lo sfasamento è di  $180^\circ$ ; in tal caso la reazione da negativa diventa positiva e si compromette la stabilità dell'amplificatore.

Alcuni esempi di circuiti con reazione su due stadi sono riportati in fig. 11. Nei circuiti *a* e *c* il coefficiente di reazione è dato da

$$\alpha = \frac{I}{1 + R_1/R_2}$$

mentre nei circuiti *c* e *d* è dato da:

$$\alpha = \frac{I}{n} \frac{I}{1 + R_1/R_2}$$

in cui  $n$  è il rapporto di trasformazione del trasformatore d'uscita.

## REAZIONE NEGATIVA SU TRE STADI

Con condizioni e notazioni analoghe a quelle della reazione su due stadi si ricava che l'amplificazione effettiva complessiva alle frequenze basse e l'amplificazione effettiva complessiva alle frequenze alte è data da:

$$A_{r'} = \frac{A_1 A_2 A_3}{(1 - jf'_1/f)(1 - jf'_2/f)(1 - jf'_3/f) - \alpha A_1 A_2 A_3} \quad (30a)$$

$$A_{r''} = \frac{A_1 A_2 A_3}{(1 + jf''_1/f)(1 + jf''_2/f)(1 + jf''_3/f) - \alpha A_1 A_2 A_3} \quad (30b)$$

mentre l'amplificazione effettiva nel campo delle frequenze medie è:

$$A_r = \frac{A_1 A_2 A_3}{1 - \alpha A_1 A_2 A_3}$$

In base a queste equazioni si sono tracciate le curve di risposta riportate in fig. 12 calcolate per  $f'_1 = f'_2 = n f'_3$  ed  $f''_1 = f''_2 = f''_3/n$ .

Un amplificatore con reazione negativa su 3 stadi si comporta in linea di massima come quello con reazione negativa su due stadi, ma ne differisce per qualche particolare proprietà.

Abbiamo visto che qualora non si abbiano accoppiamenti intervalvolari a trasformatore con secondario scarico, è sempre possibile applicare la reazione negativa su due stadi; invece in generale non è possibile applicare la reazione negativa su tre stadi senza che si generino oscillazioni persistenti, a meno che non si verifichino particolari condizioni. Quando si vuole applicare la reazione negativa su tre stadi la via migliore da seguire è quella di fare in modo che lo sfasamento per ciascuno stadio non superi i 90°. In tal caso due stadi devono dare una curva di risposta molto tagliata (anche se si vuole ottenere una curva di risposta complessiva molto lineare) ed il terzo stadio deve avere una curva di risposta molto più piana con conseguente piccolo sfasamento fino a frequenze molto più basse e molto più alte degli altri due stadi. Il terzo stadio quindi (a parte l'inversione di fase dovuta alla valvola) introduce uno sfasamento ancora trascurabile quando gli altri due stadi hanno ridotto fortemente l'amplificazione complessiva. In conseguenza della riduzione dell'amplificazione il grado di reazione  $\alpha A_1 A_2 A_3$  può essere ridotto a meno dell'unità prima che lo sfasamento raggiunga i 180° e quindi l'innescamento di oscillazioni persistenti non sarà più possibile. Il massimo valore ammissibile per il grado di reazione nel campo delle frequenze

medie è limitato dal fatto che, quando lo sfasamento raggiunge i 180° il prodotto del coefficiente di reazione e per l'amplificazione primitiva  $A'$  o  $A''$  deve essere minore di uno, e per conseguenza resta limitato ad un valore massimo mentre l'amplificazione primitiva complessiva,  $A = A_1 A_2 A_3$  nel campo delle frequenze medie resta fissata in base alle altre esigenze dell'amplificatore.

In conseguenza il massimo valore ammissibile per  $\alpha A$  dipende dall'andamento della curva di risposta del terzo stadio, in rapporto alla curva di risposta dei due stadi precedenti. Questo valore massimo è dato dalla equazione:

$$\alpha A = \frac{2(n-1)^2}{n} \quad (31)$$

in cui  $n$  è il rapporto fra la frequenza  $f'_1 = f'_2$  per cui l'amplificazione primitiva di ciascuno dei primi due stadi si riduce a 0,707  $A_1$  e la frequenza per cui l'amplificazione primitiva del terzo stadio si riduce a 0,707  $A_3$ .

In fig. 12 sono riportate le curve di risposta di un amplificatore con reazione su tre stadi, di cui i primi due uguali ed il terzo con il tratto piano della curva di risposta più estesa e per diversi gradi di reazione.

Da queste curve si può vedere che le punte alle frequenze basse e alle frequenze alte aumentano di ampiezza con l'aumentare del grado di reazione. In fig. 13 è riportato qualche circuito pratico con reazione su tre stadi. I circuiti  $a$  e  $b$  non presentano niente di speciale.

Il circuito  $c$  ha lo stadio finale che è costituito da una valvola in reazione di corrente, e pertanto, come abbiamo già visto, la curva di risposta di questo stadio resterebbe tagliata alle basse ed alle alte frequenze come gli stadi precedenti. Ma perchè non si generino oscillazioni, occorre che la curva di risposta del terzo stadio sia più piana possibile e quindi si è ricorso all'artificio di inserire in parallelo alla resistenza di catodo una capacità ed una induttanza allo scopo di compensare i tagli alle alte ed alle basse frequenze. Il coefficiente di reazione è in ogni caso dato da:

$$\alpha = \frac{1}{1 + R_1/R_2}$$

In queste condizioni sono evitati gli inneschi.

## RESISTENZA INTERNA ED IMPEDENZA DI ENTRATA

Un amplificatore a due o più stadi, di amplificazione complessiva  $A$ , che lavora su un'impedenza di carico  $Z_c$  è equivalente ad una valvola singola che lavora sempre sulla stessa im-

pedenza di carico  $Z_c$  e che ha un coefficiente di amplificazione dato da:

$$\mu = A \left( 1 + \frac{R_i}{Z_c} \right)$$

in cui  $R_i$  è la resistenza interna della valvola finale. La resistenza interna della valvola equivalente all'amplificatore è ancora uguale alla resistenza interna della valvola finale, mentre la impedenza di griglia  $Z_g$  è uguale alla impedenza di griglia della prima valvola dell'amplificatore.

Ciò premesso vogliamo vedere come variano sia la resistenza interna  $R_i$  sia l'impedenza di entrata  $Z_g$  dell'amplificatore, quando venga applicata la reazione negativa.

Come abbiamo precedentemente accennato, la reazione può essere di due tipi, cioè reazione di tensione e reazione di corrente. Il primo tipo si ha quando la tensione di reazione  $V_2$  è ottenuta a mezzo di un partitore derivato fra la placca ed il catodo della valvola amplificatrice (come nel caso di fig. 8a); evidentemente questa tensione è una frazione  $\alpha$  della tensione  $V_u$  che si ha ai capi della impedenza di carico  $Z_c$  ed è indipendente dalla corrente che circola in  $Z_c$ . Il secondo tipo di reazione si ha quando la tensione di reazione  $V_2$  è prelevata ai capi di una frazione  $\alpha$  della impedenza di carico  $Z_c$  (come nel caso fig. 8e); evidentemente questa tensione, è proporzionale alla corrente che circola in  $Z_c$  ed è indipendente dalla tensione che si ha ai capi di  $Z_c$ .

Per quanto riguarda la riduzione dell'amplificazione e la riduzione della distorsione è indifferente adottare sia l'uno o l'altro tipo di reazione, ma per quanto riguarda la resistenza interna ed il coefficiente di amplificazione della valvola equivalente all'amplificatore si hanno differenti effetti. Infatti, per una valvola il cui coefficiente di amplificazione sia  $\mu$  e che lavori su una impedenza di carico  $Z_c$ , l'amplificazione effettiva è data da:

$$A_r = \frac{A}{1 - \alpha A} = \frac{-\mu \frac{Z_c}{R_i + Z_c}}{1 - \alpha \mu \frac{Z_c}{R_i + Z_c}}$$

Nel caso di reazione di corrente, il prodotto  $(-\alpha Z_c)$  è uguale alla frazione  $Z_k$  della impe-

denza di carico dai capi della quale viene prelevata la tensione di reazione  $V_2$  e quindi la (32) si trasforma:

$$A_r = \frac{\mu Z_c}{(R_i + \mu Z_k) + Z_c} \quad (33)$$

Quindi una valvola con reazione di corrente è equivalente ad un'altra valvola senza reazione che abbia lo stesso coefficiente di amplificazione  $\mu$ , ma la cui resistenza interna sia:

$$R'_i = R_i + \mu Z_k$$

Poichè  $\mu$  è sempre positivo e  $Z_k$  non può essere negativo per sua natura, ne risulta che in ogni caso sarà:

$$R'_i > R_i$$

Cioè, la reazione negativa di corrente equivale ad un aumento della resistenza interna della valvola e da ciò ne conseguono tutte le considerazioni già fatte per gli amplificatori con reazione.

Nel caso di reazione di tensione, non si può porre  $(-\alpha Z_c) = Z_k$ , e quindi la (32) viene trasformata in:

$$A_r = \frac{\frac{-\mu}{1 - \alpha \mu} Z_c}{\frac{R_i}{1 + \alpha \mu} + Z_c} = \frac{-\mu' Z_c}{R'_i + Z_c} \quad (34)$$

Quindi una valvola con reazione di tensione è equivalente ad un'altra valvola senza reazione che abbia un coefficiente di amplificazione:

$$\mu' = \frac{\mu}{1 - \alpha \mu}$$

ed una resistenza

$$R'_i = \frac{R_i}{1 - \alpha \mu}$$

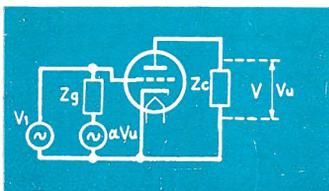


Fig. 14. - Reazione negativa con generatore di reazione in serie alla impedenza di griglia.

e poichè  $\mu$  è una quantità essenzialmente positiva ed  $\alpha$  deve essere negativo, ne risulta che:

$$\mu' < \mu \quad \text{ed} \quad R'_i < R_i$$

Cioè, la reazione negativa di tensione equivale a ridurre del fattore  $(1 - \alpha\mu)$  sia il coefficiente di amplificazione  $\mu$ , sia la resistenza interna  $R_i$ .

In quanto alla impedenza di entrata è indifferente adoperare la reazione di corrente o di tensione, ma essa varia secondo il modo come la tensione di reazione  $V_2$  viene sovrapposta alla tensione  $V_1$  fornita da un generatore esterno all'amplificatore. Facciamo notare che sovrapporre la tensione  $V_2$  alla tensione  $V_1$  equivale ad inserire sul circuito di ingresso dell'amplificatore un altro generatore oltre quello che fornisce la tensione  $V_1$ . Ora, secondo che questo altro generatore (che chiameremo di reazione) è inserito in serie o in parallelo alla impedenza di griglia  $Z_g$ , si hanno differenti effetti sulla impedenza equivalente di entrata dell'amplificatore, la quale è definita come il rapporto fra la tensione  $V_1$  fornita dal generatore esterno e la corrente  $I_1$  che esso generatore deve erogare per ottenere all'uscita dell'amplificatore una data tensione  $V_u$ .

Perchè all'uscita di un amplificatore primitivo si abbia una tensione  $V_u$ , occorre che all'ingresso sia applicata una tensione  $V_e$  e quindi la tensione fornita dal generatore esterno dovrà essere  $V_1 = V_e$  mentre la corrente da esso erogata sarà:

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_g}$$

e l'impedenza di entrata risulterà:

$$\frac{V_1}{I_1} = Z_g$$

Cioè l'impedenza di entrata di un amplificatore primitivo è uguale alla impedenza di griglia della prima valvola.

Applichiamo la reazione negativa mediante un generatore di reazione collegato in serie con  $Z_g$  (fig. 14). Per avere la stessa tensione di uscita  $V_u$  occorre avere all'entrata (cioè ai capi di  $Z_g$ ) ancora la stessa tensione  $V_e$  e quindi la stessa corrente  $I_1$ .

La tensione  $V'_1$  che il generatore esterno deve fornire (v. 14) sarà:

$$V'_1 = Z_g I_1 - V_2 = Z_g I_1 (1 - \alpha A)$$

quindi l'impedenza d'entrata dell'amplificatore effettivo risulta:

$$Z'_g = \frac{V'_1}{I_1} = Z_g (1 - \alpha A)$$

cioè in questo caso, l'impedenza di entrata di un amplificatore effettivo è uguale alla impedenza di entrata corrispondente all'amplificatore primitivo moltiplicata per il fattore  $(1 - \alpha A)$  che è sempre maggiore dell'unità dovendo essere  $\alpha A$  negativo. Applicando invece la reazione negativa mediante un generatore di reazione collegato in parallelo alla impedenza  $Z_g$  come indicato in fig. 15 l'impedenza di entrata varia solo per il fatto che l'impedenza interna del generatore di reazione resta in parallelo alla impedenza  $Z_g$  e quindi l'impedenza di entrata resta diminuita in proporzione.

In pratica la reazione negativa con generatore in serie si adoperava sovente quando si vuole fare funzionare una valvola come adattatore di impedenza. Così in un amplificatore senza reazione in cui si abbia la resistenza di ingresso della prima valvola  $R_g = 0,5 \text{ M}\Omega$ , con una amplificazione  $A = 1000$ , se si vuole aumentare l'impedenza di entrata fino a  $10 \text{ M}\Omega$  basta applicare la reazione negativa con coefficiente  $\alpha = -0,019$ .

In tal caso l'impedenza di entrata sarà:

$$\begin{aligned} R'_g &= R_g (1 - \alpha A) = \\ &= 0,5 (1 + 0,019 \times 1000) = 10 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

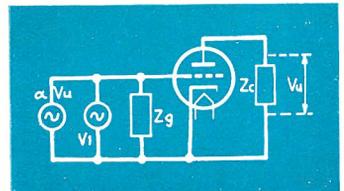


Fig. 15. - Reazione negativa con generatore di reazione in parallelo alla impedenza di griglia.



## PUNTI DI CONTATTO

Chimica e meccanica sono quotidianamente al servizio della radiotecnica.

(foto A. Gurviz)



# ELENCO ESPOSITORI ALLA QUATTORDICESIMA MOSTRA NAZIONALE DELLA RADIO

(Ufficialmente comunicatoci dall'ANIE, Gruppo Costruttori Radio in data 1-9-47)

- |  |   |
|--|---|
| 1 - <b>Watt Radio</b> - Torino, Via Le Chiuse, 61                        | 35 - <b>Durium</b> - Milano, Passaggio degli Osii, 2                        |
| 2 - <b>Carisch</b> - Milano, Via Broggi, 19                              | 36 - <b>Radio Minerva</b> - Milano, Via Brioschi, 15                        |
| 3 - <b>Ital Radio</b> - Torino, Via Cavour, 12                           | 37  |
| 4 - <b>Ninni &amp; Roluti</b> - Torino, C.so Novara, 3                   | 38 - <b>Comm. G. Recchia</b> - Milano, P.za 5 Giornate, 10                  |
| 5 - <b>Gallo Dr. Ing. Giuseppe</b> - Milano, Via Privata Veracini, 8     | 39 - <b>Fara Radio</b> - Desio, Via Due Palme                               |
| 6 - <b>A.R.M.E.</b> - Milano, Via Crescenzi, 6                           | 40 - <b>Microfarad</b> - Milano, V. P. Derganino, 18/20                     |
| 7 - <b>Telefunken</b> - Milano, Via Raiberti, 2                          | 41 - <b>Philips Radio</b> - Milano, Via B. di Savoia, 18                    |
| 8 -  | 42 - <b>Cetra</b> - Milano, Via Gonzaga, 4                                  |
| 9 - <b>Tasselli Silvano</b> - Firenze, P.za della Repubblica, 2          | 43  |
| 10 - <b>M.A.R.E.</b> - Milano, Via Cordusio, 2                           | 44 - <b>S.I.A.R.E.</b> - Milano, Via Durini, 24                             |
| 11 - <b>Irradio</b> - Milano, Via dell'Aprica, 14                        | 45 - <b>Bellini</b> - Milano, C.so Venezia, 18                              |
| 12 - <b>Radialba</b> - Milano, P.za S. Maria Segreta, 1                  | 46 - <b>Officina Specializzata Trasformatori</b> - Milano, Via M. Gioia, 67 |
| 13 - <b>Magnadyne</b> - Torino, Via Governolo, 44                        | 47 - <b>Imca Radio</b> - Alessandria, Spalto Gamondio, 1                    |
| 14 - <b>I.N.C.A.R.</b> - Vercelli, P.za Cairoli, 1                       | 48 - <b>Elettrocostruzioni Chinaglia</b> - Belluno, Via Col di Lana, 22 c.  |
| 15 - <b>Manlio Capriotti</b> - Genova-Sampierdarena, Via S. Canzio, 32 r | 49 - <b>Fivre</b> - Milano, C.so Venezia, 5                                 |
| 16 - <b>A.R.T.</b> - Milano, Via Varesina, 191                           | 49 bis - <b>Ricordi</b> - Venezia   |
| 17 - <b>Sonovox</b> - Torino, Via Luigi del Carretto, 70                 | 50 - <b>Ing. Dino Salvan</b> - Milano, Via Torino, 29                       |
| 18 - <b>S.r.l. Phon</b> - Milano, Via Andrea Doria, 39                   | 51 - <b>Nova Radio</b> - Milano, P.za Cavour, 5                             |
| 19 - <b>Elettradio</b> - Milano, Via Albertinelli, 9                     | 52 - <b>Dolfin Renato</b> - Milano, P.le Aquileja, 24                       |
| 20 - <b>I.R.E.L.</b> - Genova, Via XX Settembre, 31/9                    | 53 - <b>Fimi</b> - Saronno, Via Saul Banfi                                  |
| 21 - <b>Gargaradio</b> - Milano, Via Palestrina, 40                      | 54 - <b>Mega Radio</b> - Torino, Via Bava, 20 bis                           |
| 22 - <b>I.R.I.M.</b> - Milano, Via Mercadante, 7                         | 55 - <b>Compagnia Generale di Elettricità</b> - Milano, Via Borgognone, 34  |
| 23/26 - <b>S.S.R. Ducati</b> - Milano, Largo Augusto, 7                  | 56 - <b>O.R.E.M.</b> - Milano, C.so Venezia, 36                             |
| 27 - <b>Farina</b> - Milano, Via Boito, 8                                | 57 - <b>Electa Radio</b> - Milano, Via A. Doria, 33                         |
| 28 - <b>Fortis</b> - Milano, Via Venini, 53                              | 58 - <b>S.A.T.A.N.</b> - Milano, Via Brera, 4                               |
| 29 - <b>Mottola C.R.E.A.</b> - Milano, Via Cerva, 39                     | 59 - <b>Astravox di Lecce Biagio</b> - Roma, Via Pomezia, 2                 |
| 30 - <b>I.R.T.</b> - Milano, Via Finocchiaro Aprile, 14                  | 60 - <b>Lesà</b> - Milano, Via Bergamo, 21                                  |
| 31 - <b>Athena Radio</b> - Milano, Via Sebenico, 9                       | 61 - <b>F.lli Romagnoli</b> - Milano, Via Sondrio, 3                        |
| 32 - <b>A.B.C.</b> - Milano, Via Londonio, 28                            | 62 - <b>Fabbrica Apparecchi Radiofonici Mazza</b> - Milano, Via Sirtori, 23 |
| 33 - <b>Unda Radio</b> - Milano, Via G. Mercalli, 9                      | 63 - <b>La Voce del Padrone</b> - Milano, Via Domenichino, 14               |
| 34 - <b>Soc. per Az. Siemens</b> - Milano, Via Fabio Filzi, 29           |   |

- 64 - **Elettrical Meeters** - Milano, Via Brembo, 3
- 65 - **La Voce del Padrone** - Milano, Via Domenichino, 14
- 66 - **I.C.A.R.E.** - Milano, Via Maiocchi, 3
- 67
- 68 - **Vertola** - Milano, V.le Cirene, 11
- 69
- 70 - **S.A.R.E.T.** - Torino, C.so Cavour, 43
- 71 - **Metallotecnica** - Milano, Via Dante, 18
- 72 - **Urania** - Milano, V.le Coni Zugna, 17
- 73 - **Cremella** - Milano, V.le Lombardia, 18
- 74 - **Compagnia Polveri Magnetiche** - Milano, Lambrate
- 75 - **Aster** - Milano, V.le Monte Santo, 7
- 76 - **Elettron Radio** - Milano, V.le Montello, 10
- 77
- 78 - **Laris Radio** - Torino, Via Papacino, 18
- 79 - **Francesco Sarti** - Bologna, Via Zanolini, 12
- 80 - **Ing. R. Parravicini** - Milano, Via Sacchi, 3
- 81 - **L.I.A.R.** - Milano, Via Privata Asti, 12
- 82 - **Arel Radio** - Milano, Via Privata Calamatta, 10
- 83 - **Radio Lambda** - Torino, Via Piffetti, 16
- 84 - **M.I.A.L.** - Milano, Via Rovetta, 18
- 85 - **L. Bertoncini** - Bergamo, Via C. Maffei, 6
- 86 - **S.A.F.A.R.** - Milano, Via Bassini, 15
- 87 - **Società per Az. Geloso** - Milano, Viale Brenta, 29
- 88 - **O.R.A.** - Milano, Via Giambellino, 82
- 89 - **Radio Orlandi** - Milano, C.so Roma, 72
- 90 - **Ardea Radio** - Como, Via V. Emanuele, 51
- 91 - **Arephon** - Milano, Via Ripamonti, 19
- 92 - **B.P. Radio** - Milano, Via Pacini, 59
- 93 - **I.S.S.I.** - Milano, Via Ugo Bassi, 21
- 94 - **C. Bezzi** - Milano, Via F. Poggi, 14
- 95 - **Alma Radio** - Milano, Via S. Michele del Carso, 21
- 96/97 - **V.A.R.A.** - Torino, C.so Casale, 137
- 98 - **Mario Marcucci & C.** - Milano, Via F.lli Bronzetti, 37
- 99 - **Ansaldo Lorenz «ALI»** - Milano - Via Lecco, 16
- 100 - **Omega Radio** - Milano, Via Piceno, 38
- 101 - **Telejos Radio** - Varese, Via Verrati, 4
- 101 bis - **Hauda** - Milano, Naviglio Martesana, 110
- 102/103 - **La Radiconi** - Milano, Via F. Pizzi, 29
- 104 - **Inducta** - Milano, P.za Morbegno, 5
- 105 - **Radiomarelli** - Milano, C.so Venezia, 51
- 106 - **A.L.T.A.R.** - Livorno, Via N. Sauro, 1
- 107 - **Radio Superla** - Bologna, C.so Carlo Alberto, 14 F.
- 108
- 109 - **Refit Radio** - Roma
- 110
- 111 - **Compagnia Italiana Marconi** - Genova - Sestri, Via Hermada, 4
- 112 - **I.C.A.R.** - Milano, C.so Magenta, 65
- 113 - **Vannes Ambrosi** - Milano, Via Scarlatti, 30
- 114
- 115 - **Officine di Savigliano** - Torino, C.so Mortara, 4

Compendiato da un lavoro di W. E. Stephens, da « Electronics », luglio 1946 a cura di Pietro Lombardini.

*Le esigenze dei radar a microonde han determinato lo sviluppo di oltre 13 diversi tipi di rettificatori a cristallo, che sono stati prodotti a milioni dall'industria americana. Opportunamente perfezionati dal punto di vista della stabilità e del rendimento, i cristalli sono ora in grado di sostituire in molti casi i diodi, in special modo per la loro efficienza alle frequenze più elevate; tale sostituzione risulta vantaggiosa anche a frequenze più basse specie in vista del minore ingombro.*

## CHE COSA E' UN CRISTALLO RETTIFICATORE

Un moderno cristallo rettificatore consiste in una piccola area di contatto tra un metallo, generalmente tungsteno, ed un adatto semiconduttore quale galena, germanio o silicio. Per indicare questo tipo di rettificatore sono stati suggeriti diversi nomi, per es. rettificatore al silicio, rettificatore a punta di contatto, a barriera di potenziale, a semiconduttore, convertitore o mescolatore a cristallo, detector, ecc. Esso differisce dai rettificatori a ossido di rame o al selenio per la minore area di contatto, e quindi per la minore capacità, fatto questo che lo rende particolarmente adatto per l'impiego ad alte frequenze.

La fig. 1 illustra un esempio tipico di rettificatore a cristallo. Un involucro di ceramica a terminali di ottone mantiene in contatto il semiconduttore e la punta. La punta (baffo di gatto) è saldata alla parte rastremata, mentre il semiconduttore è saldato a un pistoncino che viene introdotto dall'altra estremità fino a stabilire il contatto. La punta è leggermente compressa e il pistoncino è tenuto fermo da una vite di arresto. La cavità rimasta viene poi riempita con cera per isolare il contatto dalla umidità.

## PROPRIETA' DI UN SEMICONDUTTORE

I semiconduttori sono materiali con resistenza elettrica di valore compreso tra quello di un metallo e quello di un isolante. Essi sono molto più sensibili dei metalli a piccole tracce di impurità o di imperfezioni nel reticolo cristallino. Per alcuni semiconduttori l'aggiunta di una frazione di per cento di determinati elementi estranei abbassa la resistenza elettrica fino a

renderla dell'ordine di un cattivo conduttore metallico. In queste condizioni è spesso possibile ottenere una buona rettificazione facendo un contatto di piccola area tra esso e un metallo opportunamente scelto. Si ritiene che il fenomeno sia dovuto alla differenza di funzione di lavoro tra il cristallo e il semiconduttore, che produce una barriera di potenziale che si oppone al flusso elettronico. Tale barriera di-

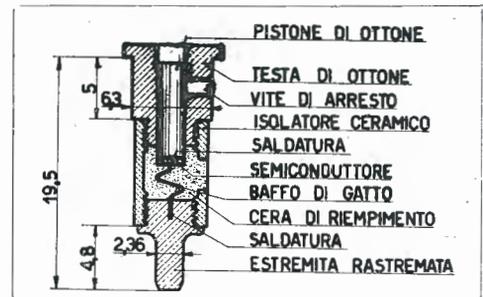


Fig. 1. - Sezione longitudinale di un cristallo rettificatore. Le dimensioni sono in pollici.

scende con lento pendio dal lato del semiconduttore per effetto della carica spaziale degli ioni estranei non neutralizzati dovuti alle impurità presenti nel semiconduttore. Quindi mentre il flusso elettronico proveniente dal metallo risulta chiuso in modo praticamente totale, gli elettroni possono fluire dal semiconduttore verso il metallo quando il potenziale del primo è abbastanza elevato per permettere agli elettroni di superare la barriera. Perché ciò avvenga è necessario che vi sia una apprezzabile caduta

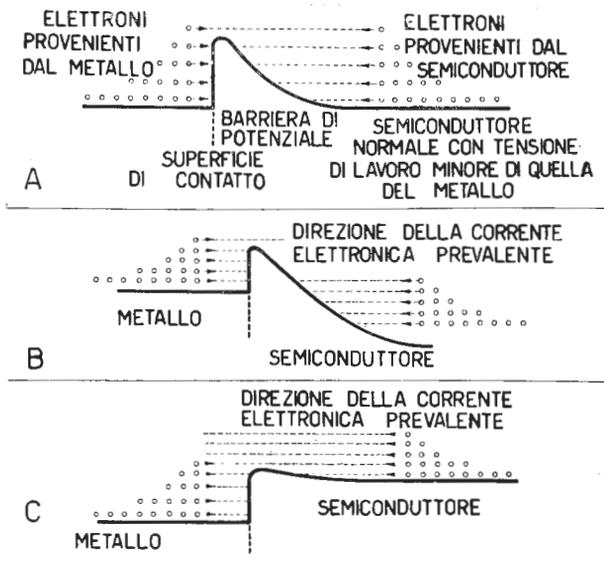


Fig. 2. - Rappresentazione schematica dei fenomeni inerenti al contatto tra un metallo e un semiconduttore. In A non è applicata tensione, e quindi il flusso elettronico è eguale nei due sensi. In B il semiconduttore è ad un potenziale positivo; il suo potenziale elettronico risulta abbassato di modo che la corrente flente dal semiconduttore diminuisce provocando una debole corrente totale dal metallo verso il conduttore. In C il semiconduttore è ad un potenziale negativo; il suo potenziale elettronico risulta aumentato, il che provoca una considerevole corrente totale dal semiconduttore verso il metallo.

di potenziale nella zona del contatto, il che si ottiene rendendo la zona del contatto abbastanza piccola. Conseguenza del fenomeno è che la barriera lascia passare la corrente in una direzione e non nell'altra, come schematizzato in fig. 2. Perché la rettificazione sia buona occorre che l'area di contatto del sostegno del cristallo sia grande per impedire che ivi si formino resistenze capaci di provocare cadute di potenziale. Da questa approssimata descrizione del fenomeno della rettificazione si comprende che il segreto per ottenere dei buoni cristalli consiste nella preparazione del semiconduttore e della sua superficie. In fig. 3 sono riportate due tipiche caratteristiche a bassa frequenza di cristalli ben preparati.

#### IMPIEGO DEI RETTIFICATORI A CRISTALLO

Il primo attributo dei rettificatori a cristallo che ne rende indispensabile l'impiego nei radar a microonde è la piccola area della regione ove avviene la rettificazione. Sembra probabile che essa abbia uno spessore minore di  $10^{-5}$  cm. Ne consegue che il tempo di transito degli elettroni è trascurabile anche per frequenze corrispondenti alle microonde. Inoltre quando la capacità di contatto è sufficientemente piccola le proprietà del rettificatore non variano fino a frequenze di diversi MHz.

Fino ad ora vi sono tre principali impieghi dei cristalli rettificatori: come detector per microonde, come mescolatori o convertitori per microonde e come diodi a bassa frequenza con tensioni notevoli. Questa classifica è un po' superficiale ma serve a dare un'idea delle diverse caratteristiche elettriche richieste dai cristalli costruiti per i tre suddetti tipi di impiego.

Come detector il cristallo è connesso con la antenna ricevente attraverso l'entrata dell'amplificatore video. Usato in tal modo esso è capace di rivelare microonde captate dall'antenna con energie fino a  $10^{-8}$  watt. Quando è necessario ricevere energie minori si fa agire sul cristallo anche un oscillatore locale che produce un segnale di circa 0,7 volt, scartato di 30 o 60 MHz rispetto a quello in arrivo. Riesce così possibile rivelare emissioni a microonde di potenza fino  $10^{-15}$  watt. I cristalli sono anche impiegati a frequenze più basse di quelle relative alle microonde, e servono spesso come secondo rettificatore per convertire la media frequenza di 30 MHz in c.c. Tale impiego richiede cristalli capaci di far fronte a tensioni superiori al limite normale di 1 o 2 volt. Inoltre i cristalli possono essere usati a basse frequenze in vari altri modi, ad es. come rettificatori per controllo di volume e per voltmetri.

#### PREPARAZIONE DEI CRISTALLI.

La maggior parte dei cristalli ora in uso è ottenuta dal silicio ricavato in forma purissima con la cristallizzazione ad alta temperatura del tetracloruro di silicio. Gli aghetti che ne risultano vengono disciolti in un crogiuolo di quarzo in alto vuoto ( $10^{-5}$  mm. di Hg) alla temperatura di circa  $1500^{\circ}$  C; nella fusione si aggiunge l'impurità voluta, come indicato nella Tav. I. Dopo un lento raffreddamento cominciato dal basso, il materiale viene estratto dal crogiuolo e segato in piastrine dallo spessore di circa un mm. Entrambe le facce delle piastrine sono ruvide; di esse una viene spianata con carborundum fine, e poi strofinata con carta smeriglio N. 000 fino a renderla speculare. La piastrina è poi riscaldata in aria a circa  $1050^{\circ}$  C

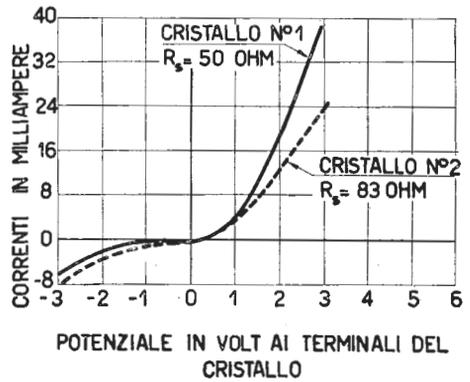


Fig. 3. - Caratteristiche di due differenti cristalli.

per molte ore finchè acquista una colorazione azzurrina indicante la formazione di un sottile strato di ossido. Sulla faccia rimasta grezza si depone quindi del nickel con un processo elettrolitico. Infine la piastrina viene segata in piccoli pezzi di circa 2 mm<sup>2</sup>. Questi pezzetti sono saldati al supporto di ottone (vedi fig. 1), montati, mentre l'ossido viene tolto dalla faccia speculare con un bagno di acido fluoridrico. In tal modo il semiconduttore è pronto per l'impiego.

#### PUNTA DI TUNGSTENO.

Il « baffo di gatto » è normalmente di filo di tungsteno puro ricotto con diametro inferiore a 3/10 mm. Esso è placcato da un lato con oro o altro materiale capace di saldatura, e viene poi saldato al supporto. La punta viene rastremata con un processo elettrolitico o limando con pietra dell'Arkansas fino a ridurla a un tozzo cono di circa 60° di angolo al vertice. Cristallo e punta sono poi riuniti nella capsula ove il pistoncino è sospinto fino a che la punta viene in contatto con la superficie del semiconduttore. La sua posizione viene verificata con continue misure di resistenza fra gli estremi del rettificatore, o meglio controllando all'oscillografo la sua caratteristica. Il pistoncino è introdotto qualche centesimo di millimetro più avanti per comprimere la punta e rendere più stabile il contatto, come si verifica dando alla capsula qualche piccolo colpo. Infine lo spazio rimasto vuoto nel corpo ceramico viene impregnato ad elevata temperatura in vuoto di cera opalina o paratec, o zaffata con cemento speciale.

Il cristallo rettificatore viene poi verificato, registrato, e racchiuso in un'obscuro schermo spe-

ciale per proteggerlo da eventuali scariche elettriche che potrebbero danneggiarlo. Nell'impiego dei cristalli occorre far sempre attenzione che non si verifichino in essi scariche apprezzabili.

#### CARATTERISTICHE ELETTRICHE.

Parleremo ora delle caratteristiche elettriche dei cristalli riferendoci principalmente a rettificatori di silicio con impurità di alluminio e boro, preparati come descritto, perchè sono quelli ora più in uso. Come risulta dalla caratteristica della fig. 3, la differenza tra la resistenza diretta e quella inversa del cristallo offre un criterio per giudicare la sua abilità a rettificare, e infatti il rapporto tra tali resistenze è il primo elemento per riconoscere un buon rettificatore. Il rapporto tra la resistenza inversa per un volt, e quella diretta per 0,3 volt deve essere maggiore di 10. La curva di rettificazione è espressa con buona approssimazione dalla semplice formula:

$$i = i_0 (e^{\alpha V} - 1)$$

in cui  $i$  è la corrente istantanea,  $V$  la tensione istantanea attraverso il contatto,  $i_0$  e  $\alpha$  sono costanti. Il valore di  $\alpha$  varia in cristalli ordinari da 2 a 20 volt<sup>-1</sup> sebbene possa essere maggiore;  $i_0$  è dell'ordine di milliamper, ma varia da cristallo a cristallo.

La fig. 4 mostra il confronto tra la caratteristica reale di un cristallo e due caratteristiche semplificate in base a due diverse approssimazioni. Alle basse frequenze la rettificazione dipende essenzialmente da  $\alpha$ . In realtà quando la corrente è apprezzabile la tensione applicata non si manifesta tutta sul contatto ma cade in parte lungo la resistenza distribuita nel semiconduttore, il cui importo  $R_s$  varia

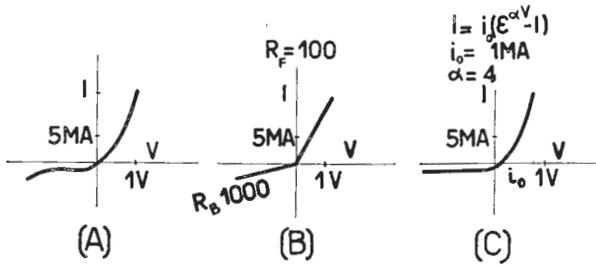


Fig. 4. - La caratteristica A ricavata sperimentalmente, non differisce molto dalla B, ove la resistenza diretta e quella inversa sono ritenute costanti o alla C, ricavata dalla teoria del diodo.

da 5 a 100  $\Omega$  a seconda del diametro della punta, e quindi la tensione attraverso il cristallo risulta di  $V - iR_s$ . La pendenza della caratteristica nel punto zero è la resistenza a basso livello o video, e può variare da alcune migliaia a 50.000  $\Omega$ .

### VARIAZIONI TERMICHE.

La resistenza dei cristalli varia apprezzabilmente con la temperatura. Più precisamente la resistenza a basso livello varia esponenzialmente con l'inverso della temperatura poichè  $i_0$  dipende dalla temperatura secondo l'espressione

$$i_0 = e^{-\frac{\phi}{kT}}$$

ove  $\phi$  è l'altezza della barriera efficace e  $kT$  l'energia termica. (Alla temperatura ambiente  $kT = 1/40$  voltelettroni, mentre  $\phi$  è normalmente di  $0,1 \div 0,4$  voltelettroni).

La curva di fig. 5A mostra la variazione termica calcolata della resistenza a basso livello di un cristallo usuale. Il solo mezzo pratico trovato finora per ridurre al minimo tale variazione è di controllare la temperatura del cristallo poichè una diminuzione di  $\phi$ , che comporterebbe un miglioramento del coefficiente termico, verrebbe però a ridurre a sua volta la sensibilità del cristallo come rettificatore.

La caratteristica del cristallo, e la resistenza distribuita non variano tanto rapidamente quanto la resistenza a basso livello. Generalmente il rapporto tra la resistenza diretta e quella inversa varia del +20% a -20° e del -40% a +70° rispetto al suo valore alla temperatura ambiente di 22°.

Quando ci si discosta di poco dal tratto della caratteristica che si può considerare lineare, è generalmente permesso ritenere che la caratteristica segua una legge quadratica. Molti cristalli mostrano una rettificazione quadratica fino a potenze di alcuni microwatt, e tensione dell'ordine di 0,1 volt. Al di sotto di tale livello la corrente rettificata a corto circuito  $i_{dc}$  è direttamente proporzionale alla energia alternata ricevuta, secondo la relazione:  $i_{dc} = SP_{ac}$  ove  $S$  (v. fig. 5) è la sensibilità del cristallo. Questa sensibilità a bassa frequenza è maggiore di 2 per i buoni cristalli, e dovrebbe essere eguale alla metà di  $\alpha$ .

Quando il livello di potenza supera i microwatt, la dipendenza tra corrente rettificata e energia ricevuta si approssima sempre più ad una legge quadratica. Se la resistenza di carico non è piccola il cristallo si polarizzerà automaticamente riducendo la rettificazione. Quando si raggiungono correnti di milliamper, le tensioni diventano dell'ordine del volt e la resistenza inversa comincia a decrescere. Questo pone un limite alla potenza di entrata senza saturazione di rettificazione. Ogni ulteriore aumento può danneggiare il cristallo, e in pratica i cristalli più sensibili non sopportano tensioni maggiori di 4 volt o correnti superiori a 30 mA.

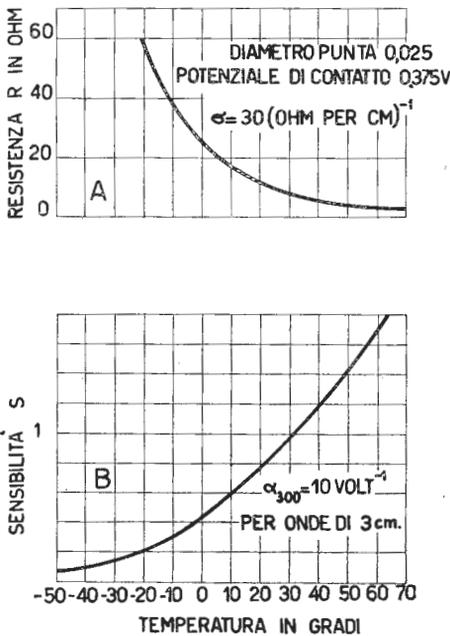


Fig. 5. - Variazione di resistenza (A) e di sensibilità (B) di un cristallo con la temperatura.

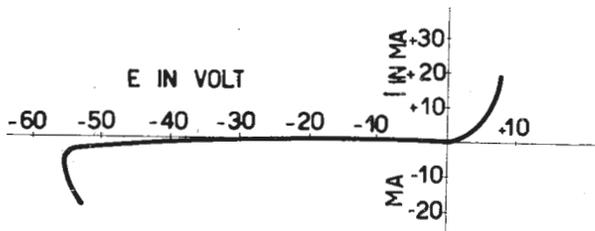


Fig. 6. - Caratteristica tipica di un cristallo di silicio per alta tensione inversa.

### CRISTALLI A FORTE TENSIONE INVERSA.

E' stato constatato che tanto il germanio che il silicio, quando contengono determinate impurezze, possono sopportare tensioni inverse notevoli, come è mostrato in fig. 6. In generale per tale uso risultano più efficienti i cristalli di germanio che quelli di silicio. D'altra parte i cristalli con silicio risultano meno sensibili alle variazioni di temperatura, come si può vedere dalle figg. 7 e 8.

Questi cristalli sono in molti casi più adatti all'impiego come rettificatori dei diodi 6H6. Quando l'entrata è di alcuni volt a 60 Hz, i cristalli danno una corrente rettificata maggiore di una 6H6 con le placche in parallelo. La fig. 9A mostra come varia la corrente rettificata passando da 60 Hz a 30 MHz, mentre la 9B ne dà la variazione con la temperatura. Vi è ora in studio un nuovo tipo di cristallo al germanio che offrirà una miglior rettificazione a basso livello, e una corrente di uscita più forte.

### RUMOROSITA' DEI CRISTALLI.

Usando particolari cautele nella fabbricazione, la rumorosità dei cristalli è stata grandemente ridotta. In molti casi il rumore osservato a media frequenza da un cristallo mescolatore non è maggiore di quello della resistenza equivalente. D'altra parte spesso i cristalli presentano una rumorosità maggiore di quella che si potrebbe aspettare dalla agitazione termica o dall'effetto shot, e che è stata chiamata rumorosità spuria. Lo spettro di questa rumorosità spuria non è uniforme come quello dell'agitazione termica, ma ha le principali componenti a bassa frequenza; esse variano inversamente alla frequenza da 50 Hz a 1 MHz, ove cessano, mentre nella gamma superiore il rumore si avvicina a quello dell'agitazione termica. Quindi per medie frequenze di 30 MHz il rumore non è fastidioso, mentre nel campo acustico la rumorosità del cristallo è notevole.

### FUNZIONAMENTO ALLE ALTE FREQUENZE

Alle alte frequenze la capacità attraverso la barriera di potenziale diventa importante perché può annullare la barriera qualora la sua impedenza divenga minore della resistenza di quella (v. fig. 10). Ciò si manifesta praticamente come riduzione del rapporto resistenza

inversa-resistenza diretta, rapporto che in tal caso deve essere calcolato tenendo conto dello shunt capacitivo. L'efficienza di rettificazione comincia a decrescere quando  $1/\omega C$  risulta minore di  $R_b$ . E' stato misurato un  $C$  di circa 0,2 pF, di modo che  $1/\omega C$  è inferiore a 1.000  $\Omega$  per frequenze di 1.000 MHz. La fig. 11 mostra la diminuzione dell'efficienza di rettificazione con la lunghezza d'onda per due cristalli ora non più in uso. Il cristallo di capacità maggiore ha una caduta più ripida. I cristalli più recenti hanno un'efficienza migliore di quella che risulta da questi esempi.

Analoga diminuzione ha luogo nell'efficienza dei cristalli alla mescolazione e alla rivelazione a basso livello. In generale minore è la capacità di contatto, migliore è la risposta

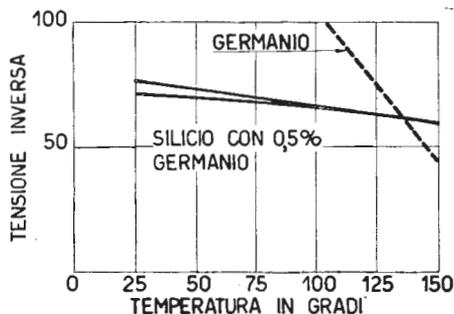


Fig. 7. - Confronto dell'andamento della tensione inversa di picco in funzione della temperatura per due cristalli di diversa composizione.

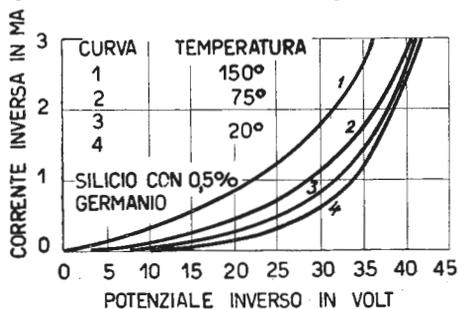


Fig. 8. - Andamento della tensione massima inversa in funzione della temperatura per il cristallo di silicio della fig. 7.

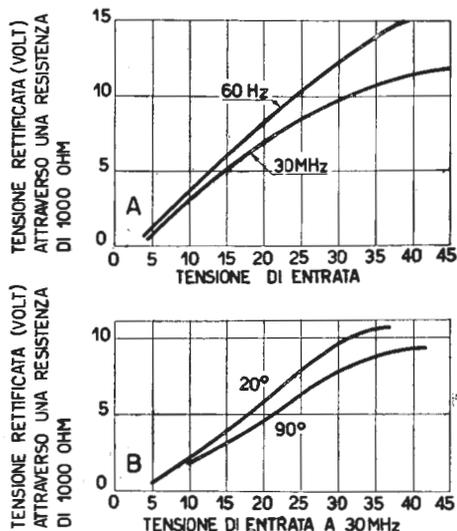


Fig. 9. — Corrente rettificata da un cristallo di silicio ad alta tensione inversa in funzione della tensione alternata di entrata, e della frequenza (A) o della temperatura (B).

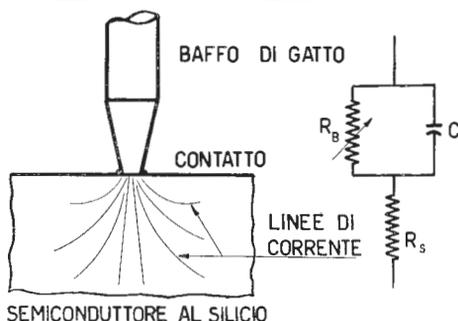


Fig. 10. - Circuito equivalente di un cristallo. RB e C sono la resistenza e la capacità del contatto, e RS è la resistenza distribuita nel semiconduttore per effetto della piccola area di contatto.

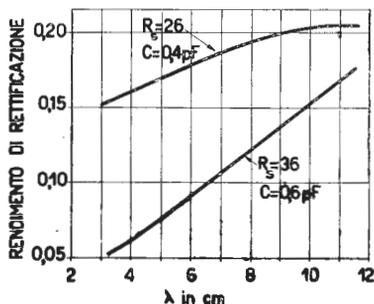


Fig. 11. - Rendimento di rettificazione (rapporto tra resistenza inversa e resistenza diretta) per due cristalli diversi, in funzione della lunghezza d'onda. La curva più bassa mostra l'effetto della maggiore capacità del contatto.

alle alte frequenze, quindi adattando opportunamente le impedenze un cristallo buono alle frequenze alte è anche adatto per l'impiego a frequenze minori. La sensibilità a basso livello diminuisce ancor più rapidamente con la frequenza dell'efficienza in rettificazione o in conversione. Mentre tale efficienza varia con la frequenza grosso modo secondo  $1/1 + R_{B0}C$ , la sensibilità a basso livello dipende dal termine  $1/10^2 C^2 R_B R_S$ . In realtà però spesso l'efficienza dei cristalli decresce meno rapidamente con la frequenza di quanto indica la teoria.

### STABILITA'.

La stabilità dei cristalli attuali risulta chiaramente dai saggi di collaudo. La prova meccanica consiste nel far cadere il cristallo per 3 volte dall'altezza di 30 pollici su di una tavola di legno, nell'assoggettarlo ad una torsione di 1,5 libbra per pollice nel verso di svitarne le parti, e nell'applicare la forza di 1 libbra all'estremità rastremata del cristallo normalmente all'asse mentre l'altra estremità è stretta con una morsa.

Il cristallo deve poi resistere all'immersione in acqua calda per 15 minuti, in acqua a temperatura ambiente per 15 minuti, e a diversi cicli successivi di riscaldamento e raffreddamenti tra  $+70^\circ$  e  $-40^\circ$ . Si richiede che l'80% degli esemplari soddisfacciano a tutte le prove, e che il 90% resista in ogni singolo collaudo.

Esistono inoltre due saggi di sovratensione, intese a dare un criterio approssimativo della capacità dei cristalli a resistere ai sovraccarichi e ad assicurare la qualità di produzione. Il primo consiste nello scaricare attraverso il cristallo una linea coassiale preventivamente caricata ad un potenziale noto e progettata in modo da provocare un impulso più breve della costante di tempo di dissipazione termica del contatto cristallino, e precisamente della durata di circa 5 microsecondi. L'energia contenuta nell'impulso è determinata dalla capacità della linea e dal potenziale di carica, e se questo è sufficientemente elevato si può ottenere una dissipazione paragonabile a quella che il cristallo subisce al momento in cui l'impulso di un trasmettitore radar provoca l'innescò del tubo TR di protezione.

Un altro metodo di collaudo alle sovratensioni consiste nel sottoporre il cristallo ad un impulso di corrente continua della durata di circa 1 microsecondo, ottenuto scaricando una linea a costanti concentrate a mezzo di un triodo a gas, come è schematizzato in fig. 12. Saggi meno grossolani richiedono impulsi multipli anziché un impulso singolo. E' importante inoltre curare l'adattamento di impedenza tra cristallo e linea, come ha insegnato la pratica dei radar, dove occorre spesso provvedere a speciali disaccoppiamenti per impedire che il cristallo sia sottoposto a sovraccarichi a radiofrequenza. Ad ogni modo il collaudo dei prototipi di cristalli in fase di progetto è più significativo dei saggi relativi agli esemplari di produzione.

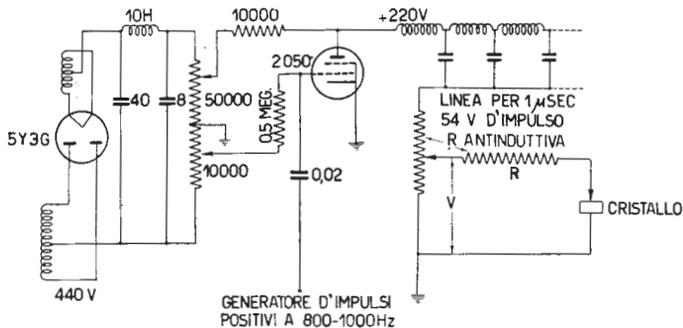


Fig. 12. - Generatore di impulsi di corrente continua usato per il collaudo dei cristalli alle sovratensioni.

### TIPI DI CRISTALLI.

La Tav. II presenta i tipi di cristalli attualmente in uso, raggruppati secondo la gamma di impiego. Per ogni cristallo è riportato lo scopo, la sensibilità e la sovratensione massima ammessa. I cristalli mescolatori devono essere impiegati con l'oscillatore locale, mentre i cristalli video servono per la rivelazione diretta. La Tav. III presenta invece i risultati dei collaudi su prototipi.

I dati riportati nelle Tavole sono i seguenti:

$L$  è la perdita in decibel del cristallo usato come mescolatore.  $L = 10 \log_{10} l$  ove  $l$  è il rapporto tra la potenza di segnale a radiofrequenza in entrata, e quella a media-frequenza in uscita. Un rettificatore perfetto dovrebbe avere un'efficienza del 50% ( $l = 2$  ossia  $L = 3$  db.).

La temperatura di rumore  $t$  del cristallo è il rapporto tra la media dei quadrati della tensione di rumore prodotto dal cristallo e l'agitazione termica dedotta dalla formula di Johnson; cioè  $t = V_c^2/V_r^2 = V_c^2/RB$   $1,6 \cdot 10^{-20}$  ove  $R$  è l'impedenza a media frequenza del cristallo e  $B$  l'ampiezza della banda dell'amplificatore. Il valore di  $t$  si suole generalmente incicare come multiplo di un rapporto base  $x$ ; per un cristallo ideale  $t$  dovrebbe essere eguale ad 1.

Infine il termine  $NF_r$ , detto numero di rumore del ricevitore, offre un criterio per giudicare il funzionamento complessivo di un ricevitore che includa un cristallo. Esso è dato dal rapporto tra la media dei quadrati della tensione di rumore e il quadrato della tensione di segnale all'uscita del ricevitore quando il segnale in entrata ha il livello dell'agitazione termica. Ammettendo che la rumorosità propria dell'amplificatore sia di 3 db, si ha:  $NF_r = 10 \log_{10} [1(t+1)]$  e il minimo possibile rumore per un rettificatore ideale risulta di 6 db. A sua volta il numero di rumore del solo cristallo è espresso da  $NF_r = 10 \log_{10} (t)$ .

L'impedenza video  $R_{dc}$  è misurata sulla destra della caratteristica in corrispondenza dell'ascissa di 5 mv.

$M$  è il numero di merito di un cristallo impiegato all'entrata di un amplificatore video e serve a dare un'idea del rapporto tra la tensione di segnale in uscita  $V_o$  e il livello di rumore di fondo  $V_N$ . Infatti

$$V_o/V_N = P_i R_{dc}/1,25 \cdot 10^{-10} \sqrt{B} \sqrt{R_{dc} + r} = P_i M / 1,26 \cdot 10^{-10} \sqrt{B}$$

mentre

$$M = R_{dc} / \sqrt{R_{dc} + r},$$

$P_i$  è la potenza di entrata a radiofrequenza, e  $r$  è la resistenza equivalente in serie alla griglia del primo tubo ( $r$  è dell'ordine di  $1.200 \Omega$ ).

$Bp$  e  $Bd$  sono rispettivamente la sovratensione di collaudo e di progetto del cristallo. Il numero di erg è l'energia di un impulso di circa  $3 \mu s$ , ottenuto con una linea coassiale Torrey, mentre il numero di watt è la potenza efficace di picco a radiofrequenza o a corrente continua.

### SVILUPPI FUTURI.

I rettificatori a cristallo offrono molte possibilità oltre all'attuale impiego di mescolatori per radar, di rivelatori per fari, e di diodi per bassa frequenza. Essi possono sostituire più diodi evitando ingombro, peso e consumo del filamento. La bassa capacità li rende particolarmente adatti per l'impiego alle alte frequenze. Inoltre tipi speciali quali i cristalli a punta di saldatura, e i cristalli al silicio per alte tensioni inverse, fanno prevedere la possibilità di ulteriori estensioni e sviluppi.

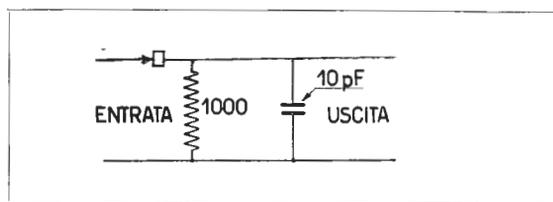


Fig. 13. - Circuito impiegato per misurare le caratteristiche del secondo rettificatore.

TAVOLA I

CARATTERISTICHE DEI CRISTALLI SECONDO LA LUNGHEZZA D'ONDA DI IMPIEGO

Cristalli mescolatori					
lunghezza d'onda in cm	sensibilità minima	sensibilità media	sensibilità maggiore	sensibilità massima	per sovratensioni
30	L t NF <sub>r</sub> B <sub>p</sub> B <sub>d</sub>				1N25 80db 2,5x 13,4db 7 w c.c. 26 w c.c.
10	1N21 L 8,5 t 4x NF <sub>r</sub> 15,5db B <sub>p</sub>	1N21A 7,5 3x 13,5 0,3	1N21B 6,5 2x 11,3 2	1N21 5,5 1,5x 9,5 2	1N28 7 2x 11,8 5
3	1N23 L 10db t 3x NF <sub>r</sub> 16db B <sub>p</sub> 0,3	1N23A 8 2,7x 13,7 1,0	1N23B 6,3 2,7x 12,2 0,3		
1	1N24 L 14 t NF <sub>r</sub> B <sub>p</sub>	1N26 8,5 2,5x 13,9 0,1			
Cristalli video					
30	1N29 L 8,0 db R <sub>dc</sub> 6000 Ω				
10	1N27 M 60 R <sub>dc</sub> 0-4000 B <sub>d</sub>	1N32 100 5000-20000 0,3 w c.c.	1N33 30 2000-10000 2,5 w c.c.		
	1N30 M 55 R <sub>dc</sub> 7000-21000 B <sub>d</sub>	1N31 55 6000-23000 0,02 w c.c.			
Cristalli ad alta tensione inversa					
WED171561 secondo rettificatore	WED171612 cristallo di controllo	WED172925 cristallo di controllo	1N34 diodo	1N22 rettificatore per strumento	
E1 5 V E2 0,10 V E3 15 mV V <sub>B</sub> 50 V	E3 15 mV R <sub>B</sub> 0,1 (-1 V) V <sub>B</sub> 50 V R <sub>30</sub> 2 KΩ	E3 15 mV R <sub>B</sub> 0,06 0,25 (-5 V) (-50 V) I <sub>F</sub> 5 mA R <sub>30</sub> 2	V <sub>r</sub> 10 V I <sub>f</sub> 5 mA (+1 V) 0,2 (-10 V) R <sub>B</sub> 0,025 (-50 V) V <sub>B</sub> 50 V	Tipo Sylvania R <sub>B</sub> 2 K R <sub>F</sub> 60 Ω I <sub>10</sub> 0,45 mA I <sub>3</sub> 0,4 mA B <sub>p</sub> 0,3 erg	Tipo W.E. L 10 db t 6 x I <sub>10</sub> 0,4 mA B <sub>p</sub> 0,3 erg

E1 tensione continua di uscita per 24,7 V di picco a 30 MHz in entrata.

E2 tensione alternata di uscita per 24,7 V di picco a 30 MHz modulati con 0,92 V in entrata.

E3 tensione continua di uscita per 0,5 V di picco a 30 MHz in entrata.

V<sub>r</sub> tensione continua di uscita per 30 V a 60 Hz in entrata (capacità esclusa, carico 500 Ω anziché 1000).

V<sub>B</sub> tensione inversa massima ammessa dal cristallo.

R<sub>b</sub> resistenza statica alla tensione inversa indicata.

R<sub>30</sub> impedenza a 30 MHz.

I<sub>f</sub> corrente diretta alla tensione indicata.

TAVOLA II      RISULTATI DI COLLAUDI SU CRISTALLI PROTOTIPI

<b>Cristalli video a basso livello</b>							
RMA No	banda d'impiego in cm	freq. di prova (MHz)	tipo del collaudo	potenza max in mW	minimo num. di merito	resistenza in ohm	prova di sovratensione
1N27	analizzatore di impulsi 10	3295	Rad. Lab. pannello B3424 sintonizzabile	5	60	0-4000	
1N29	uso speciale 30	3000	tipo 1N21	quella dei mescolatori per 10 cm.	perdita di conversione 10 cm.: 8 db	6500 min. a +40 mV	
1N30	prototipo 3	9375	TPX56GM sintonizzabile	5	55	700-21000	0,3 erg
1N31	particolarmente stabile 3	9375	Rad. Lab. pannello B7389	5	55	6000-23000	0,02 w c.c con impulsi di 1 $\mu$ sec
1N32	particolarmente sensibile 10	3295	Rad. Lab. pannello B7389	5	100	5000-20000	0,03 w c.c con impulsi di 1 $\mu$ sec
1N33	particolarmente resistente alle sovratensioni 10	2880	Hageltime	5	40-130	2000-10000	2,3 w c.c con impulsi di 1 $\mu$ sec

<b>Cristalli mescolatori accoppiati con oscillatore locale</b>									
RMA No	banda d'impiego in cm	frequenza di prova (MHz)	tipo del collaudo	potenza max (mW)	perdita convers. (db)	rapporto minimo di rumore	impedenza MF (ohm)	minimo corrente rettificata (mA)	prova di sovratensione
1N21	fuori uso 10	3060	Bell. Syst. Lab. E.S. 4	0,5	8,5	4 x	÷ 400		
1N21A	campione 10	3060		0,5	7,5	3 x			0,3 erg
1N21B	particolarmente sensibile, resistente a sovratensioni 10	3060		0,5	6,5	2 x		0,4	2,0 erg
1N21C	sensibilissimo 10	3060		0,5	5,5	1,5 x			2,0 erg
1N23	campione 3	9375	TPX36GM	1,0	10	3 x	÷ 400		0,3 erg
1N23A	particolarmente sensibile 3	9375		1,0			÷ 400		1,0 erg
1N23B	sensibilissimo 3	9375		1,0	6,5	1,7 x	400		0,3 erg
1N24	fuori uso	30000	mont inguida	1,25	14	2,7			
1N25	resistente a sovratensioni 30	1000		0,9	8	2,5 x	100-400		7 watt per impulsi di 1 $\mu$ sec
1N26	1	24000		1,0	8,5	2,5 x	a 3 cm. 300-600	0,5	0,1 erg
1N28	particolarmente resistente a sovratensioni 10	3060	TPK15HU	0,4	7	2 x	÷ 250	0,4	5 erg
1N22	rettificatore per strumento 10-3		Western Elec. Sylvania	3333 10.000	10	6 x		0,4 0,4	0,3 erg 0,3 erg

Cristalli ad alta tensione inversa											
Western Electric No	impiego	frequenza (MHz)	collaudo di rettificazione in circuito con				rettificazione ad alto livello di segnale per		minima tensione inversa	imped. a 30 MHz	resistenza a c. c.
			basso livello di segnale		alto livello di segnale		60Hz incluso	escluso			
			incluso	escluso	incluso	escluso					
D171561	2° rettificatore	30	0,5 V picco 30MHz	15 mA c.c	24,7 V picco 30MHz	5 V c.c	0,92 V picco	0,10 V	50 V		
D171612	controllo	30							50 V	2000	
D172925	controllo	30								2000	

TAVOLA III

COMPOSIZIONE DEI CRISTALLI RETTIFICATORI

MATERIALE BASE	IMPURITÀ AGGIUNTE		
	Cristalli mescolatori ad alta frequenza	Cristalli ad alta tensione inversa	Rettificatore a bassa frequenza
Silicio	Alluminio Boro	Germanio, insieme a Nickel Stagno Bismuto Calcio	Alluminio Boro Germanio, insieme a Mo, Zr, W, Be, Ta, Co, Re, Fe.
Germanio	Antimonio, insieme a Fosforo Ferro	Stagno, insieme a Ca, Ni, Sr, B, N.	Antimonio Stagno
Galena			
Pirite di ferro			

# METODI DI MISURA DELLE PERDITE DIELETTRICHE A FREQUENZE SUPERIORI A 100 MHz. | H. W. Stawski

Class. Dec. R. 224

Segue dal N. 1/1947 pag. 49

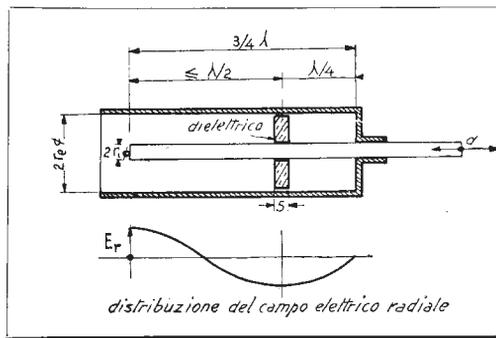


Fig. 6. - Risonatore coassiale aperto per misure dielettriche (metodo a disco).

## 4.2. RISONATORI COASSIALI DI FORMA APERTA.

Altri due metodi di misura che fanno uso di risonatori coassiali parzialmente riempiti dal dielettrico sono stati sperimentati da Smyth e Roach (4). Si distinguono dal metodo descritto in sez. 4.1 nel particolare che il risonatore di misura è costituito da una linea coassiale in circuito aperto, della lunghezza di  $3/4 \cdot \lambda$ ; in questo modo diventa possibile di sintonizzare il risonatore spostando il conduttore interno in senso assiale (mediante vite micrometrica).

Nel primo metodo, detto « a disco », il dielettrico in prova ha la forma di un disco sottile con foro centrale, che viene infilato sul conduttore interno del risonatore, come disegnato nello schizzo di fig. 6. Il risonatore viene eccitato nel modo usuale da un oscillatore mediante una piccola spira di accoppiamento introdotta vicino al fondello; l'indicazione di risonanza avviene mediante diodo a cristallo connesso al risonatore da una seconda spira di accoppiamento in posizione simmetrica a quella di eccitamento.

L'introduzione del disco di materiale dielettrico nel risonatore, previamente sintonizzato senza il dielettrico, ha per conseguenza uno spostamento della frequenza di risonanza (caricamento capacitivo della linea aperta). Per ristabilire la risonanza alla medesima frequenza il conduttore interno deve essere accorciato. Giacchè nell'interno del risonatore esiste un sistema di onde stazionarie, non è indifferente in quale punto il dielettrico si trova. Evidentemente si ha il maggiore accorciamento, se il disco viene collocato in una posizione corri-

spondente ad un massimo di tensione, cioè in un ventre, come indicato nella fig. 6. Per evitare una discontinuità all'estremità aperta si sceglie un ventre nell'interno della linea; risulta così per la lunghezza della linea il valore  $3/4 \cdot \lambda$ , mentre il disco dielettrico ha la distanza  $1/4 \cdot \lambda$  dal fondello del risonatore. Per ottenere una riflessione più perfetta possibile, cioè senza perdite di energia per irradiazione, si è dimostrato opportuno prolungare il conduttore esterno alquanto oltre il conduttore interno.

La determinazione dell'accorciamento necessario per riportare il risonatore in risonanza e dei fattori di bontà  $Q_0$  e  $Q_d$  senza e rispettivamente col dielettrico inserito ci mette in grado di calcolare la costante dielettrica e l'angolo di perdita del dielettrico. Nel caso generale di un disco con spessore non trascurabile in confronto alla lunghezza d'onda le formule diventano molto complesse (il disco spesso è necessario, se si tratta di misurare materiali con costante dielettrica o con perdite molto piccole, per ottenere una sufficiente discriminazione della misura). Qui ci accontentiamo del caso particolare di un disco molto sottile in confronto alla lunghezza d'onda, per il quale la teoria generale delle linee di trasmissione fornisce delle espressioni semplici e di buona approssimazione.

Per la costante dielettrica relativa si ottiene

$$\epsilon_r = \frac{a + s}{s} \quad [20]$$

dove:

$a$  = accorciamento del conduttore interno;  
 $s$  = spessore del disco.

Per l'angolo di perdita risulta

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{n \cdot \lambda / (a+s)}{8} \cdot (1/Q_d - 1/Q_0) \quad [21]$$

dove:

$\lambda$  la lunghezza d'onda di misura, nello spazio libero (aria);

$n$  la lunghezza del risonatore in  $\lambda/4$ ;

$Q_0$ ,  $Q_d$  fattori di bontà del risonatore risp. senza e con dielettrico inserito.

I fattori di bontà  $Q_0$  e  $Q_d$  si possono determinare direttamente col metodo della variazione di frequenza (ove l'oscillatore usato permette una variazione sufficiente) o si possono dedurre mediante una formula di riduzione dal grado di spostamento necessario per produrre una determinata diminuzione della indicazione di risonanza del rivelatore (metodo della variazione di reattanza).

La discriminazione nella determinazione dell'angolo di perdita è tanto più grande, quanto più elevato è il  $Q_0$  del risonatore impiegato e quanto più grande è il rapporto fra le perdite nel dielettrico e le perdite nei conduttori,

Un certo svantaggio del procedimento descritto consiste nella necessità di contenere le dimensioni dei provini a disco entro tolleranze molto strette; ciò presenta una difficoltà particolarmente per dielettrici vetrosi e ceramici. Per la medesima ragione è anche difficile eseguire misure a temperatura elevata.

Questi inconvenienti vengono eliminati col secondo metodo sperimentato dai medesimi autori, nel quale il dielettrico ha forma tubolare, come mostra lo schizzo di fig. 7 (particolarmente adatto per ricerche sui vetri che sono facilmente ottenibili in forma di tubi).

Per eliminare effetti di bordo e discontinuità nello strato separatore fra aria e dielettrico, il tubetto di materiale dielettrico, della lunghezza  $1/2 \cdot \lambda$ , viene collocato nel risonatore con una estremità contro il fondello; in questo modo gli estremi del tubetto coincidono con due punti nodali a tensione dell'onda stazionaria. Il tubetto viene tenuto in posizione da due dischi di materiale isolante collocati ai due lati estremi. L'effetto disturbatore dei due supporti è del tutto trascurabile appunto per

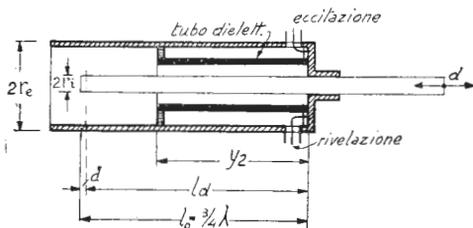


Fig. 7. - Risonatore coassiale aperto per misure dielettriche (metodo a tubo).

ciò nella struttura metallica del risonatore stesso. La condizione per il massimo di  $Q_0$  è verificata per un rapporto fra raggio esterno ed interno del risonatore uguale a 3,59 (condizione di minima attenuazione di una linea coassiale).

Il vantaggio conseguito aumentando i diametri dei conduttori ha un limite, perchè avvicinandosi ad una lunghezza d'onda critica

$$(\lambda_0)_n = 2/n \cdot (r_e - r_i) \quad [22]$$

esiste la possibilità di generazione di onde di grado superiore, del tipo  $E_n$  o  $H_n$  ( $TM_n$  o  $TE_n$ ), mentre è desiderata solo il modo principale TEM.

Per ottenere risultati di misura riproducibili è essenziale che il contatto strisciante fra il conduttore interno ed il fondello del risonatore abbia una resistenza elettrica minima e costante. Gli errori nella misura della costante dielettrica vengono valutati a ca.  $\pm 1\%$ , mentre gli errori nella determinazione dell'angolo di perdita di dielettrici a bassa perdita arrivano al  $\pm 5\%$ . Questi valori valgono per frequenze fino a 3500 MHz.

chè essi si trovano molto vicini ai punti nodali. La lunghezza del conduttore interno è di  $3/4 \cdot \lambda$ , mentre il conduttore esterno è più lungo per ottenere una quasi perfetta riflessione dell'onda stazionaria al termine aperto della linea evitando così perdite di irradiazione.

Come nel metodo «a disco» descritto in precedenza l'introduzione del tubetto dielettrico produce un caricamento capacitivo del risonatore, il cui valore può essere determinato dall'accorciamento necessario per ristabilire la risonanza alla medesima frequenza. Con buona approssimazione si ottiene

$$C_0/C_d = \left( \frac{2}{5 - 3 l_d/l_0} \right)^2 \quad [23]$$

dove:

$C_0$  risp.  $C_d$  sono le capacità per unità di lunghezza col risonatore a vuoto risp. caricato dal dielettrico;

risp.  $l_0 = 3/4 \cdot \lambda$  } le lunghezze del conduttore  
 $l_d = l_0 - a$  } interno per risonanza senza  
 e risp. con dielettrico.

Dal rapporto  $C_0/C_d$  è facile risalire alla co-

stante dielettrica del materiale in prova. Con le notazioni della fig. 8 si ha

$$C_0 = \frac{2 \pi \cdot \varepsilon_0}{\ln(r_1/r_1) + \varepsilon_0/\varepsilon_d \cdot r_1/r_1 \cdot \ln(r_2/r_1) + r_2/r_1 \cdot \ln(r_e/r_2)} \quad [24]$$

$$C_d = \frac{\ln(r_e/r_1)}{2 \pi \cdot \varepsilon_0} \quad [25]$$

$$\ln(r_1/r_1) + \varepsilon_0/\varepsilon_d \cdot r_1/r_1 \cdot \ln(r_2/r_1) + r_2/r_1 \cdot \ln(r_e/r_2)$$

Da queste due espressioni si ottiene la costante dielettrica relativa del materiale in prova:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_d/\varepsilon_0 = \frac{r_1/r_1 \cdot \ln(r_e/r_1)}{C_0/C_d \cdot \ln(r_e/r_1) - \ln(r_1/r_1) - r_2/r_1 \cdot \ln(r_e/r_2)} \quad [26]$$

$$= \frac{r_1/r_1 \cdot \ln(r_e/r_1)}{C_0/C_d \cdot \ln(r_e/r_1) - \ln(r_1/r_1) - r_2/r_1 \cdot \ln(r_e/r_2)}$$

Per la determinazione dell'angolo di perdita si ricorre alla relazione esistente fra le correnti di risonanza  $I_d$  e  $I_0$  con e senza dielettrico (indicate come nel metodo « a disco » da un diodo a cristallo) e fra le resistenze equivalenti in serie  $R_d$  (del dielettrico) e  $R_0$  (dei conduttori):

$$I_d/I_0 = \frac{R_0}{2/3 \cdot R_d + I_d/I_0 \cdot R_0} \quad [27]$$

Questa espressione presuppone naturalmente,

$R_d$  può essere trasformata in una conduttività  $G_d$  mediante  $G_d = R_d/Z_d^2$  [30] dove  $Z_d$  è la impedenza caratteristica della sezione del risonatore che contiene il dielettrico e che può essere derivata dalla impedenza  $Z_0$  del risonatore non caricato mediante

$$Z_d = Z_0 \cdot \sqrt{C_0/C_d} \quad [31]$$

Finalmente si ottiene l'angolo di perdita scrivendo  $tg\delta = G_d/\omega C_t = G_d/\omega (C_d - C_0)$  [32] dove è tenuto conto che la capacità per cm di lunghezza  $C_t$  del tubo dielettrico che effettivamente carica il risonatore con la conduttanza per cm  $G_d$ , è uguale alla differenza delle due capacità unitarie  $C_d$  e  $C_0$  sec. le equ. [24] [25].

Il metodo, col quale sono state eseguite misure fino a frequenze di 1000 MHz, viene dagli autori stimato meno preciso del metodo « a disco » (errori fino a  $\pm 10\%$  per  $\varepsilon$  e  $tg\delta$ ). In compenso però è molto indicato per misure a temperature elevate (che sono state eseguite soddisfacentemente fino a  $400^\circ C$ ), perchè il tubo dielettrico non è in contatto diretto con

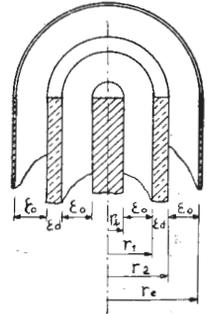


Fig. 8. - Sezione longitudinale del risonatore coassiale sec. fig. 7.

che le tensioni indotte nel risonatore nei due casi con e senza dielettrico siano uguali e costanti.

La resistenza equivalente  $R_0$  può essere dedotta da una misura del  $Q_0$  del risonatore vuoto, facendo uso della seguente relazione nota dalla teoria delle linee di trasmissione:

$$Q_0 = \frac{2 \pi}{\lambda} \cdot \frac{Z_0}{R_0} \quad (*) \quad [28]$$

dove la impedenza caratteristica  $Z_0$  può essere calcolato semplicemente dalle dimensioni del risonatore:

$$Z_0 = 60 \cdot \ln(r_e/r_1) \quad (\text{Ohm}) \quad [29]$$

(valevole per conduttori di rame a temperatura normale!)

Determinato così  $R_0$  (p. es. in ohm/cm, se nella [28]  $\lambda$  viene introdotta in cm) e misurato il rapporto  $I_d/I_0$ ,  $R_d$  — ugualmente in ohm/cm — risulta da

$$R_d = 3/2 \cdot R_0 \cdot (I_0/I_d - I_d/I_0) \quad [27a]$$

(\*) In questa espressione  $Z_0$  è introdotta in ohm, la lunghezza d'onda in unità di lunghezza,  $R_0$  in ohm per unità di lunghezza.

le parti metalliche del risonatore.

Purtroppo gli autori non riportano alcun dato sperimentale.

#### 4.3. RISONATORI COASSIALI INTERAMENTE RIEMPITI DAL DIELETTRICO.

W. Kuesters (5) descrive un metodo di misura delle perdite dielettriche che fa uso di risonatori in forma di piccole linee coassiali interamente riempite dal dielettrico. Il provino dielettrico consiste in un tubetto che ha all'incirca la lunghezza di un intero multiplo della lunghezza d'onda nel dielettrico e che è metallizzato all'esterno ed interno, come si vede nella fig. 9. Per poter effettuare l'eccitazione e l'accoppiamento del circuito di misura, le estremità del risonatore sono chiuse metallicamente solo in parte, lungo un raggio, come indica la figura. Questa forma di provino è particolarmente adatta per materiali isolanti ceramici e vetrosi, i quali possono essere metallizzati con uno strato ben aderente e meccanicamente resistente mediante argentatura a fuoco.

Il principio di misura è analogo a quelli descritti in precedenza. Il risonatore è accoppiato da un lato mediante una linea a filo doppio accordata ad un tubo magnetron; all'altro lato è connesso, ugualmente con una linea accordata, un termo-rivelatore a vuoto. La frequenza si misura con un ondometro a cavità, del tipo a pistone mobile, con un diodo a cristallo come rivelatore. Lo schema del complesso di misura è mostrato nella fig. 10; per i dettagli costruttivi si rimanda alla pubblicazione originale o alle recensioni indicate nella bibliografia (5).

La determinazione della curva di risonanza della linea formata dal provino si fa col metodo della variazione di frequenza (modificando l'eccitazione del magnetron e tenendo costante la corrente di entrata), ed è facile di dedurre il  $Q_d$ . Per ricavare da questa misura del  $Q_d$  l'angolo di perdita e la costante dielettrica, avremmo ancora bisogno di determinare, alla stessa frequenza, il  $Q_0$  di un risonatore delle medesime dimensioni, ma senza perdite dielettriche (cioè riempito di un dielettrico ipotetico senza perdite, ma con la stessa costante dielettrica del provino) o di calcolare questo  $Q_0$  dalle dimensioni geometriche. Ambedue i procedimenti non sono realizzabili; perciò si è costretti di procedere per una via indiretta.

Il coefficiente di attenuazione complessivo di una linea risonante può essere dedotto dalla sua curva di risonanza:

$$\alpha = \frac{\pi}{\lambda_d} \cdot \frac{2\Delta\lambda}{\lambda_d} \quad [33]$$

dove  $\lambda_d$  è la lunghezza d'onda sulla linea, cioè nel caso presente nell'interno del dielettrico, e  $2\Delta\lambda$  la larghezza della curva di risonanza in corrispondenza a  $1/\sqrt{2}$  del suo valore massimo.

Ora si consideri, che la chiusura imperfetta del risonatore dà luogo a delle perdite per irradiazione; la corrispondente attenuazione deve essere sottratta da quella ottenuta dalla misura, per avere solo l'attenuazione dovuta al dielettrico,  $\alpha_d$ . Si mette

$$\alpha_d = \alpha - r/l \quad [34]$$

dove  $r$  è la parte reale della impedenza di chiusura e  $l$  la lunghezza del risonatore. Per eliminare il secondo termine della [34] si ricorre all'espedito di fare due misure con

due provini dello stesso materiale di sezione uguale, ma di lunghezza differenti,  $l_1$  e  $l_2$ , dalle quali si deducono i due coefficienti di attenuazione  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ . Per differenza si ottiene così:

$$\alpha_d = \frac{l_1 \cdot \alpha_1 - l_2 \cdot \alpha_2}{l_1 - l_2} \quad [35]$$

Ricordiamo poi le espressioni approssimative per i coefficienti di attenuazione  $\alpha$  e di fase  $\beta$  per una linea doppia con le costanti distribuite  $L$ ,  $C$ ,  $R$  e  $G$  (induttanza, capacità, resistenza e conduttanza):

$$\alpha = R/2 \cdot \sqrt{C/L} + G/2 \cdot \sqrt{L/C} \quad [36]$$

$$\beta = \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} = \omega/v = 2\pi/\lambda \quad [37]$$

Nella [36] il primo termine rappresenta l'attenuazione dovuta alla resistenza equivalente  $R$  dei conduttori ed il secondo termine quella corrispondente alla conduttività  $G$  del dielettrico. Usando le due espressioni [36] [37] troviamo per l'angolo di perdita del dielettrico nel risonatore:

$$\begin{aligned} \text{tg} \delta &= G/\omega C = 2\alpha/\omega \cdot l/\sqrt{L \cdot C} = R/\omega L \\ &= \alpha \cdot \lambda_d/\pi - R/\omega L \end{aligned} \quad [38]$$

dove  $\lambda_d$  è la lunghezza d'onda nel dielettrico che sta colla lunghezza d'onda dello spazio libero  $\lambda_0$  (generata dal magnetron) nel rapporto:

$$\lambda_0 = n \cdot \lambda_d, \quad (n = \sqrt{\epsilon_r}) \quad [39].$$

La determinazione dell'angolo di perdita secondo l'espressione [38] ci sembra poco rigorosa, perchè implica il calcolo del secondo termine  $R/\omega L$ , il quale secondo l'autore può essere fatto agevolmente, senza però che egli dia le relative formule. Una valutazione approssimativa si potrà ottenere con le formule:

$$R = 1/2 \pi \cdot \sqrt{\mu \cdot f \pi / \gamma} \cdot (1/r_o + 1/r_i)$$

$$= 4,16 \cdot \sqrt{f} \cdot (1/r_o + 1/r_i) \cdot 10^{-8} \text{ ohm/m} \quad [40]$$

$$L = \mu/2 \pi \cdot \ln(r_o/r_i) = 2 \cdot \ln(r_o/r_i) \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \quad [41]$$

valevoli per linee coassiali con dielettrico aria, conduttori in rame (conduttività  $\gamma = 5,8 \cdot 10^7$  1/ohm · m), raggi esterno  $r_o$  ed interno  $r_i$  della linea in m.

Comunque, pur disponendo di formule rigorose, rimane sempre una discrepanza fra calcolo e pratica, dovuta come già menzionato nella sez. 3 ed ancora più avanti, all'incertezza nella valutazione della penetrazione di corrente.

Il valore della costante dielettrica  $\epsilon_r$  si ricava in modo seguente dalle misurazioni con i due

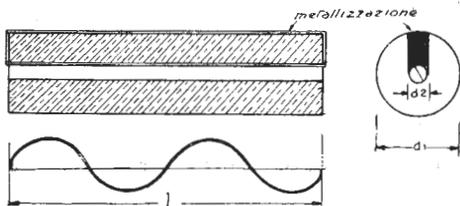


Fig. 9. - Risonatore coassiale interamente riempito dal dielettrico.

provini di lunghezza differente. Sia  $k$  il numero delle semionde contenute nella lunghezza  $l$  del risonatore e  $b$  l'accorciamento agli estremi (dovuto all'imperfetta chiusura), si ha

$$l = k \cdot \lambda_d / 2 - b = k \cdot \lambda_0 / 2 n - b \quad [42].$$

Eliminando ora  $b$  con due misurazioni con provini di diversa lunghezza  $l_1$  e  $l_2$  ( $\lambda_{01}$  e  $\lambda_{02}$  le due relative lunghezze d'onda di risonanza) si ottiene:

$$n = \sqrt{\frac{k_1 \cdot \lambda_{01} - k_2 \cdot \lambda_{02}}{2(l_1 - l_2)}} \quad [43]$$

$$b = \frac{l_1 \cdot k_2 \cdot \lambda_{02} - l_2 \cdot k_1 \cdot \lambda_{01}}{k_1 \cdot \lambda_{01} - k_2 \cdot \lambda_{02}} \quad [44].$$

I provini usati dall'autore erano tubetti del diametro esterno di 4 mm con un foro del diametro di 1 mm, cioè con dimensioni molto vicine a quelle richieste per il massimo di  $Q$  di una linea coassiale (rapporto dei diametri 1 : 3,6). La frequenza di misura era attorno ai 3000 MHz. Alcuni risultati delle misure sono elencate nella tabella III, la quale riporta anche valori ottenuti con altri metodi ed a frequenze differenti. Dal confronto risulta che p. es. i valori dell'angolo di perdita ottenuti col metodo di Kuesters per i materiali ceramici Condensa C e Tempa S non sono in accordo con quelli noti dalla letteratura; anche i valori per il materiale ceramico Calit differiscono molto da quelli ottenuti con un altro metodo, a cavità risonante (descritto più avanti), mentre concordano meglio coi valori a radiodi frequenza.

La ragione probabile di queste discrepanze è da cercare certamente negli errori sistematici del metodo, dei quali è stato fatto cenno.

## 5. MISURE DI PERDITE CON CAVITA' RISONANTI CILINDRICHE.

Senza soffermarci oltre sulla teoria dei risonatori a cavità che supponiamo già sufficientemente nota (\*), consideriamo qui due tipi di cavità cilindriche particolarmente adatte per misure dielettriche. I metodi di misura relativi sono stati elaborati da Borgnis (6) e dal Prof. Willis Jackson e collaboratori (3).

La fig. 11 mostra la configurazione del campo elettrico e magnetico di una cavità cilindrica nei due modi principali d'oscilla-

zione denominati  $E_{010}$  e  $H_{011}$  (detti anche  $TM_{010}$  e  $TE_{011}$ ).

Nel modo  $E_{010}$  il campo elettrico  $E_z$  è distribuito in senso longitudinale, cioè lungo l'asse del cilindro, mentre il campo magnetico  $H_\theta$  trasversale, ha forma circolare simmetrica attorno all'asse. Nel modo  $H_{011}$  il campo elettrico, trasversale, ha una sola componente circolare  $E_\theta$ , mentre il campo magnetico ne ha due, una longitudinale  $H_z$  ed una radiale  $H_r$ . Da questa configurazione dei campi risulta senz'altro la forma opportuna del provino dielettrico, nonchè il luogo dove questo può essere inserito opportunamente nel risonatore, come è disegnato nella fig. 12 per i due modi d'oscillazione. Si tenga presente che, dato il  $Q$  molto elevato di risonatori di questo tipo, è più che sufficiente di riempire solo parzialmente il risonatore con il dielettrico in prova, e ciò anche per materiali a bassa perdita e costante dielettrica piccola. Anzi il riempimento parziale costituisce un vantaggio e una necessità per materiali a costante dielettrica elevata, chè altrimenti le frequenze di risonanza per il risonatore vuole risp. caricato col dielettrico sarebbero troppo differenti.

### 5.1 RISONATORE A CAVITA' CILINDRICA CIRCOLARE OSCILLANTE NEL MODO $E_{010}$ .

Ricordiamo che la condizione di risonanza per una cavità cilindrica-circolare del tipo  $E_{010}$ , con dielettrico aria, è data da

$$\lambda_0 = 2,1625 \cdot r \quad [45]$$

dove  $r$  è il raggio del cilindro e  $\lambda_0$  la lunghezza d'onda dello spazio libero. Risulta che la risonanza è indipendente dalla lunghezza  $l$  della cavità.

Nel caso che il risonatore sia riempito uniformemente con un materiale della costante dielettrica relativa  $\epsilon_r = \epsilon_d / \epsilon_0$  e della conduttività  $\gamma$  (supposto  $\gamma$  molto piccola in confronto a  $\omega \cdot \epsilon_d$ ), la lunghezza d'onda di risonanza diventa:

$$\lambda_0 = \pi \cdot r / 1,2024 \cdot \sqrt{\epsilon_d / \epsilon_0} = \pi \cdot r / 1,2024 \cdot \sqrt{\epsilon_r} \quad [46]$$

da cui deriva la costante dielettrica relativa:

$$\epsilon_r = \left( \frac{1,2024 \cdot \lambda_0}{r \cdot \pi} \right)^2 = (\lambda_d / \lambda_0)^2 \quad [47]$$

L'angolo di perdita, nel caso di riempimento uniforme, è semplicemente dato da

$$\text{tg} \delta = 1 / Q_d = 1 / Q_0 \quad [48].$$

Il valore  $Q_d$  corrispondente alla cavità cari-

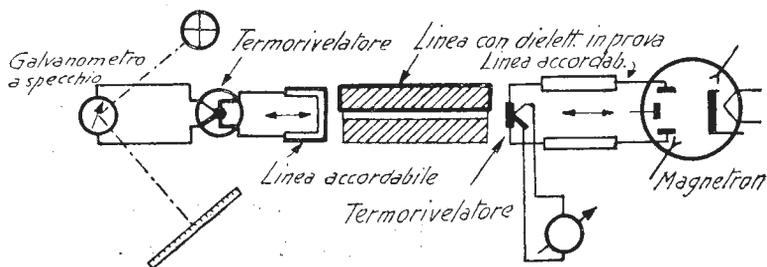


Fig. 10. - Schema del dispositivo di misura secondo Kuesters (col risonatore fig. 9).

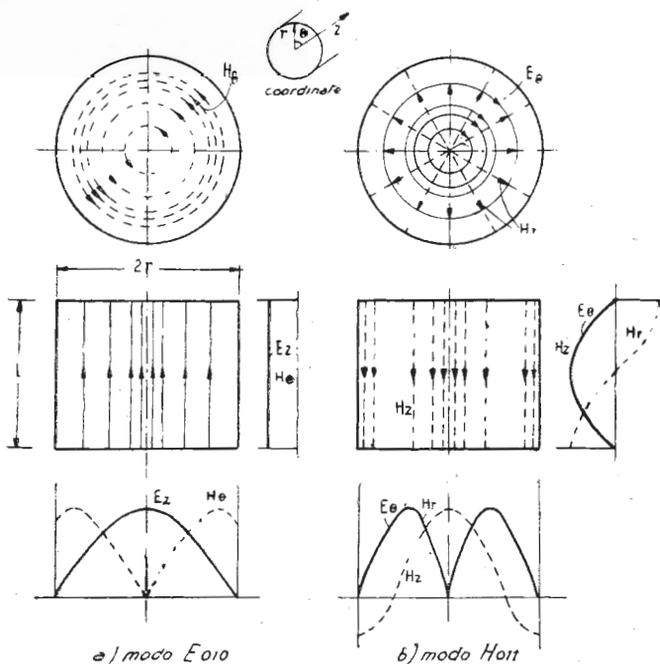


Fig. 11. - Configurazione dei campi elettrici (—) e magnetici (---) nelle cavità risonanti.

ca viene misurato direttamente col metodo della variazione di frequenza; ma  $Q_0$ , il fattore di bontà della cavità riempita di un dielettrico ipotetico senza perdite ma con la medesima costante dielettrica del dielettrico in prova, non può essere determinato direttamente. Teoricamente  $Q_0$  ha il valore

$$Q_0 = l/d \cdot \frac{r \cdot l}{r + l} \quad [49]$$

dove  $2r$  e  $l$  sono il diametro e rispettivamente la lunghezza della cavità e  $d = 1/\sqrt{\gamma \cdot \mu \cdot f \cdot \gamma}$  il fattore dell'effetto pelle (vedi equ. 10, sez. 4). Siccome risulta che i valori di  $Q$  per cavità in aria determinati sperimentalmente sono sempre inferiori ai valori calcolati secondo l'espressione [49] (si ottiene al massimo 2/3 del valore teorico), l'uso di questa espressione introdurrebbe errori troppo elevati.

La difficoltà può essere risolta determinando in via sperimentale delle correzioni da applicare alla profondità di penetrazione  $d$ .

Le formule di cui sopra possono applicarsi al caso di dielettrici liquidi, che riempiono

interamente la cavità. Per materiali isolanti solidi si dà al provino opportunamente la forma, mostrata nella fig. 12a, di un cilindro di altezza uguale alla lunghezza della cavità e del diametro  $2r_d$ , che viene inserito nel centro della cavità, dove esiste la maggiore densità del campo elettrico. Siccome nella soluzione del sistema di equazioni maxwelliane inerente a questo caso appaiono funzioni di Bessel di I e II grado, le formule per  $\epsilon_r$  e  $tg\delta$  derivate nel lavoro citato (3) sono alquanto complesse e la loro valutazione numerica richiede calcoli laboriosi. D'altro canto le formule approssimative molto più semplici sviluppate dal Borgnis (6), di cui più avanti, sono limitate ad ipotesi molto restrittive.

Con le nozioni  $\beta_0 = 2\pi/\lambda_0$  (vedi anche la [37]);  $\beta_d = \beta_0 \sqrt{\epsilon_r}$ ;  $I_0(x)$ ,  $I_1(x)$ ,  $Y_0(x)$ ,  $Y_1(x)$  funzioni di Bessel di primo e secondo grado, dell'argomento  $x$

$$F = \pi\beta_0 \cdot r/2 \cdot [Y_0(\beta_0 \cdot r) \cdot I_0(\beta_0 \cdot r_d) - Y_0(\beta_0 \cdot r_d) \cdot I_0(\beta_0 \cdot r)]$$

si ottiene per la costante dielettrica relativa del provino

$$\epsilon_r = 1 + \frac{\frac{r}{r_d} \cdot \frac{I_0(\beta_0 \cdot r)}{I_1(\beta_0 \cdot r_d)}}{F \cdot \left[ 1 + \frac{(\beta_0 \cdot r_d)^2}{8} \right] + \frac{(\beta_0 r_d)^2}{8} \cdot \frac{r}{r_d} \cdot \frac{I_0(\beta_0 \cdot r)}{I_1(\beta_0 \cdot r_d)}} \quad [50]$$

e per l'angolo di perdita

$$tg\delta = \frac{(r/r_d)^2 + F^2 (\epsilon_r - 1)}{\epsilon_r \cdot F^2 [1 + I_1^2(\beta_d \cdot r_d)/I_0^2(\beta_d \cdot r_d)]} \cdot (1/Q_d - 1/Q_{0d}) \quad [51]$$

Il valore teorico per  $Q_{od}$  (risonatore contenente un cilindro dielettrico senza perdite, ma con lo stesso  $\epsilon_r$  di prima) è:

$$Q_{od} = l/d \cdot \frac{(r/r_d)^2 + F^2 (\epsilon_r - 1)}{r \cdot (r+l)/r_d^2 + F^2 (\epsilon_r - 1)} \quad [52]$$

con le stesse nozioni usate nella [49]. Come già menzionato prima, anche il valore di  $Q_{od}$ , per poterlo usare nella [51], deve essere corretto in base a misure di confronto con un risonatore di dimensioni simili, ma interamente riempito d'aria.

Per provini cilindrici con un diametro  $2r_d$  molto piccolo in confronto al diametro  $2r$  del risonatore ( $r_d/r \leq 1/20$ ) le formule di cui sopra si semplificano notevolmente; però questo rapporto è troppo piccolo per permettere misure precise di  $tg\delta$  per materiali a bassa perdita. Con l'ipotesi semplificativa si giunge alle formule approssimative di Borgnis:

$$\epsilon_r \approx 1 + 0,538 \cdot (r/r_d)^2 \cdot \delta f/f_0 \quad [53]$$

$$tg\delta \approx 0,269/\epsilon_r \cdot (r/r_d)^2 \cdot (\delta_d - \delta_0) \quad [54]$$

dove  $\delta f$  è la variazione di frequenza necessaria per riportare il risonatore prima sintonizzato a vuoto ( $f_0$ ) in risonanza dopo aver introdotto il provino, e  $\delta_d$  e  $\delta_0$  sono le larghezze (relative) a metà altezza delle curve di risonanza della cavità con e senza dielettrico. Evidentemente con questo procedimento non si tiene conto che i due valori  $\delta_d$  e  $\delta_0$  (che non sono altro che i reciproci di  $Q_d$  e  $Q_0$ ) sono misurati a frequenze differenti e perciò necessiterebbero di una correzione.

Alcuni risultati di misure fatte a  $\lambda = 14$  cm dal Borgnis sono riportati nella tabella 3; i valori misurati per il materiale ceramico Calit sembrano poco attendibili.

Risultati più precisi si ottengono certamente usando le espressioni rigorose [50], [51], secondo Jackson. Le difficoltà nella valutazione del  $Q_{od}$  nella [51], che è più piccolo del valore teorico secondo equ. [52], possono essere superate in due modi: 1) facendo due misure a frequenze leggermente diverse usando il medesimo risonatore con e senza il provino, 2) usando due risonatori con diametri leggermente differenti, a frequenze uguali o quasi, di cui uno contiene il provino dielettrico, l'altro con diametro poco più grande e contenente solo aria. E' stato dimostrato sperimentalmente che i due metodi danno risultati uguali.

Il primo procedimento è stato praticato a lunghezze d'onda di 25-40 cm che venivano generate da un oscillatore a triodo con circuito oscillatorio a linea coassiale variabile e che permetteva così una variazione di  $\lambda$  sufficientemente grande. Siano  $\lambda_d$ ,  $Q_d$  e  $\lambda_0$ ,  $Q_0$  i valori misurati con e senza dielettrico, si calcola secondo equ. [49] il  $Q_0$  teorico del risonatore senza dielettrico e si trova il rapporto  $k = Q_{01}/Q_0 < 1$ . Il valore corretto di  $Q_{od}$  da introdurre nella [51] si trova allora moltiplicando il valore teorico calcolato sec. equ. [52] col rapporto  $k$ .

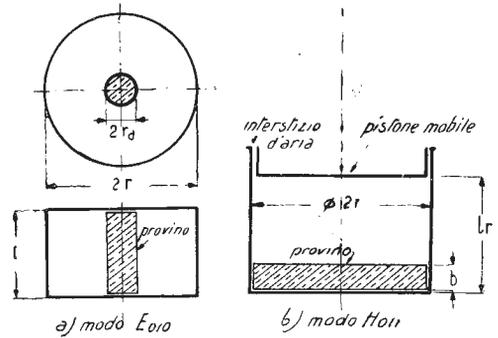


Fig. 12. - Cavità cilindriche per misure dielettriche.

Per misure attorno ai 10 cm (ottenute con oscillatori Klystron, che permettevano una variazione d'onda di appena 5%) è più pratico il secondo procedimento con due cavità. Riportiamo qui i risultati di una misura tipica (materiale dielettrico: polythene):

Risonatore A, riempito d'aria, raggio  $r=3,573$  cm  
 lunghezza d'onda misurata  $\lambda_0=9,336$  cm  
 Risonatore B, contenente il provino,  
 del diametro  $2r_d=0,635$  cm, raggio  $r=3,290$  cm  
 lunghezza d'onda misurata  $\lambda_d=9,350$  cm  
 Lunghezza assiale dei due risonatori  $l=3,77$  cm  
 Costante dielettrica del provino secondo equ. [50]  $\epsilon_r=2,275$   
 $Q$  del risonatore A in aria, misurato  $Q_{01}'=11410$   
 $Q$  teorico del risonatore A, calcolato sec. [49]  $Q_0=15850$   
 rapporto di correzione  $k=11410/15850$   
 $Q$  teorico del risonatore B, calcolato sec. [52]  $Q_{od}=16700$   
 $Q$  corretto del rison. B= $Q_{od} \cdot k$   $Q_{od}'=12020$   
 $Q_d$  misurato del risonatore B  $Q_d=4950$   
 Angolo di perdita del provino secondo [51]  $tg\delta=4 \cdot 10^{-4}$   
 Discriminazione della misura di  $tg\delta$ :  
 $(12020 - 4950)/(12020) = \sim 59\%$ .

La precisione di misura è stata valutata in un errore complessivo di ca. 0,2% (!) per la costante dielettrica e di ca. 2% per l'angolo di perdita.

La fig. 13 mostra uno schizzo della cavità usata per le misure; la sua lunghezza è scelta in modo da ottenere un  $Q$  più grande possibile, compatibile con la necessità di evitare l'eccitamento di altri modi di oscillazione. Secondo

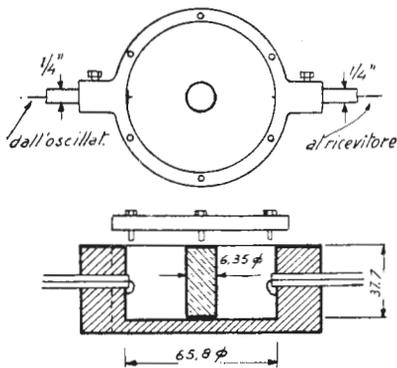


Fig. 13. - Schizzo della cavità ( $E_{010}$ ) per misure dielettriche, contenente il provino.

l'espr. [49] il  $Q$  aumenta asintoticamente con crescente lunghezza del risonatore ( $Q \Rightarrow \infty$  per  $l \Rightarrow \infty$ ) tenendo il diametro  $2r$  costante. Nel caso presente (lunghezza d'onda eccitatrice  $\lambda_0 = 9,336$  cm, corrispondente al modo principale  $E_{010}$  per  $r = 3,573$ , vedi la [45]!), fra i modi  $H_{mn}$  può essere eccitato solo quello più basso, per il quale la lunghezza d'onda di taglio (vedi le nozioni date nella sezione 5.2!)  $\lambda_c = 2\pi r/1,841 = 12,2$  cm, cioè più grande dell'onda eccitatrice  $\lambda_0$ . La corrispondente  $\lambda_g$  nell'interno della cavità sec. [53] sarebbe uguale a 14,6 cm, e sec. la [55] si verificherebbe risonanza per lunghezze della cavità uguali a interi multipli di 7,3 cm. Per evitare ciò, la lunghezza della cavità deve essere scelta inferiore a questo valore, come infatti avviene.

I risonatori di cui la fig. 13, sono ricavati al tornio da blocchi di bronzo, osservando tolleranze inferiori a 1/100 mm. L'interno è ricoperto da uno strato d'argento dello spessore di 3/1000 mm e ben levigato. L'accoppiamento dell'oscillatore (del tipo Klystron) e del rivelatore (diode a cristallo al tungsteno-silicio, con risposta quadratica) avviene mediante linee coassiali della lunghezza di  $n \cdot \lambda/4$  terminanti in mezza spire. Il buon funzionamento del dispositivo dipende essenzialmente dalla messa a punto corretta di queste linee coassiali e dalla rigorosa stabilizzazione delle tensioni di alimentazione.

## 5.2. RISONATORI A CAVITÀ CILINDRICA OSCILLANTE NEL MODO $H_{010}$ .

Le condizioni di risonanza per cavità oscillanti nel modo H non sono così semplici come quelle per i modi E. Dalla teoria risulta l'esistenza di una frequenza limite, detta frequenza critica o di taglio,  $f_c$ , al di sotto di cui non si possono verificare oscillazioni. La corrispondente lunghezza d'onda di taglio  $\lambda_c$ , che è essenzialmente una funzione del diametro della cavità è collegata alla lunghezza d'onda spaziale  $\lambda_0$  che eccita la cavità mediante la relazione

$$1/\lambda_g^2 = \epsilon_r \cdot [1/\lambda_0^2 - 1/\lambda_c^2] \quad [53]$$

dove  $\lambda_g$  significa la lunghezza d'onda all'interno della cavità, con la quale avviene la propagazione d'energia. Evidentemente  $\lambda_g$  diventa tanto più grande quanto più la  $\lambda_0$  di eccitazione si avvicina alla  $\lambda_c$  critica ( $\lambda_g \Rightarrow \infty$  per  $\lambda_0 \leq \lambda_c$ ). Per cavità riempite d'aria,  $\epsilon_r$  nella [53] diventa uguale a 1. Per oscillazioni nel modo fondamentale  $H_{01}$  (vedi la fig. 11b) la lunghezza d'onda critica ha il valore

$$\lambda_c = 2\pi r/3,832 \cdot \sqrt{\epsilon_r} = 1,64 \cdot \sqrt{\epsilon_r} \quad [54]$$

dove  $r$  è il raggio del cilindro. D'altro canto, e premesso che la  $\lambda_0$  eccitatrice sia più piccola della  $\lambda_c$  di taglio, la cavità non può oscillare che se la seguente condizione di risonanza è soddisfatta:

$$l = n \cdot \lambda_g/2 \quad [55]$$

cioè la lunghezza  $l$  della cavità deve essere un intero multiplo di  $\lambda_g/2$ . Perciò una cavità oscillante nel modo  $H_{01}$  può essere sintonizzata variando la sua lunghezza.

Su questo principio si basa il secondo metodo di misura elaborato da Jackson e collaboratori. Come già indicato nella fig. 12b, per materiali solidi il provino ha la forma di un disco piano dello spessore  $b$  e del diametro della cavità stessa, e viene collocato sul fondo della cavità.

Dalla misura, a frequenza costante, della  $\lambda_{g0}$  e del  $Q_0$  per il risonatore vuoto e della lunghezza di risonanza  $l_r$  e del  $Q_d$  per il risonatore caricato col dielettrico si possono dedurre la costante dielettrica e l'angolo di perdita del provino, ma anche qui le espressioni relative sono assai complesse.

Con le nozioni  $k = 3,832/r$  [56]

$$\beta = 2\pi/\lambda_g = n \cdot \pi/l \text{ (costante di fase)} \quad [57]$$

$$\left. \begin{aligned} \beta_0^2 &= \omega^2 \mu \epsilon_0 - k^2 \quad [58a] \\ \beta_d^2 &= \omega^2 \mu \epsilon_d - k^2 \quad [58b] \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{valevoli per la parte} \\ \text{del risonatore riem-} \\ \text{pita d'aria risp. col} \\ \text{dielettrico} \end{array}$$

si ha

$$\epsilon_r = \epsilon_d/\epsilon_0 = (\beta_d^2 + k^2)/(\beta_0^2 + k^2) \quad [59].$$

La costante di fase  $\beta_0$  si calcola mediante la [58a], con  $\omega = 2\pi f_0$  corrispondente alla  $\lambda_0$  di eccitazione, mentre  $\beta_d$  viene dedotta dalla condizione di risonanza

$\beta_d \cdot \cotg \beta_d \cdot b + \beta_0 \cotg \beta_0 (l_r - b) = 0$  [60] che si è ottenuta risolvendo il sistema di equazioni maxwelliane con le condizioni di contorno del caso.

Per l'angolo di perdita del dielettrico inserito si trova, con le nozioni

$d$  = fattore dell'effetto pelle (vedi [49]),

$$p = \frac{\text{sen}^2 \beta_0 (l_r - b)}{\text{sen}^2 \beta_d \cdot b}$$

$$q = \frac{\text{sen}^2 \beta_0 \cdot (l_r - b)}{\beta_0}$$

$$s = \frac{\text{sen} 2 \beta_d \cdot b}{\beta_d}$$

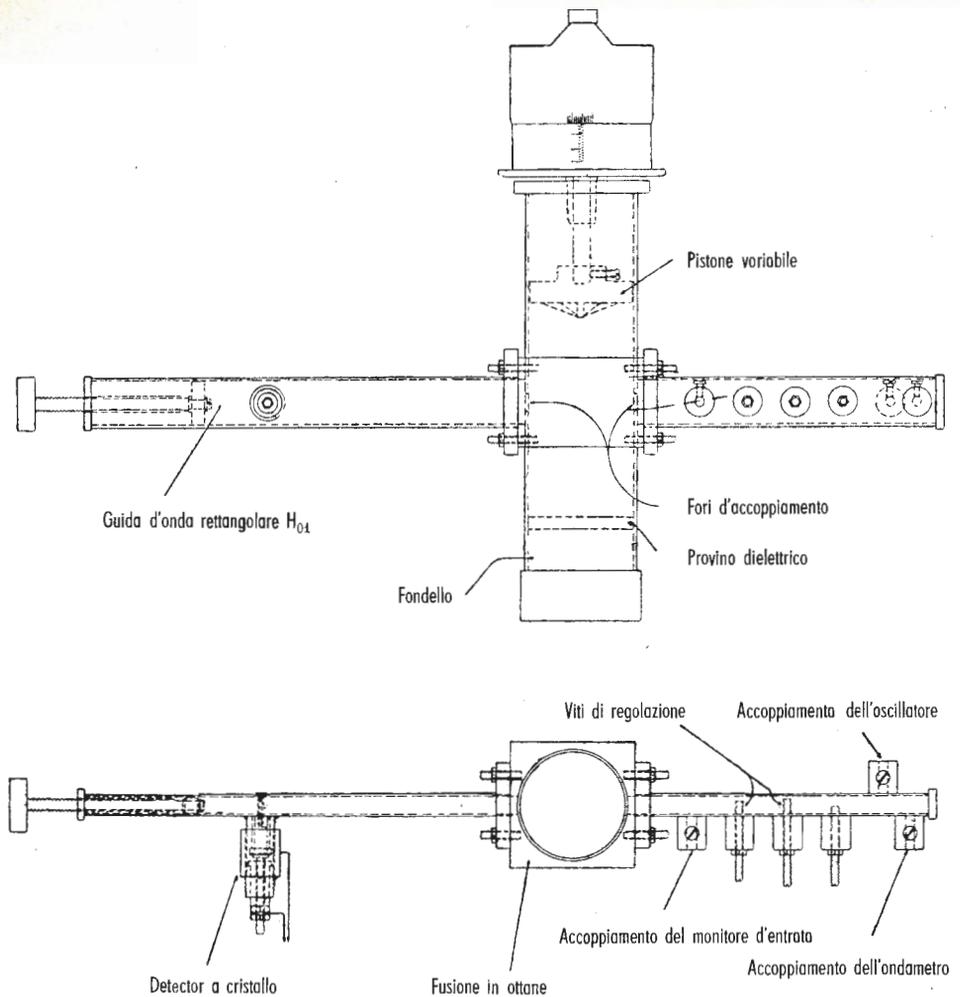


Fig. 14. - Cavità cilindrica a lunghezza variabile, modo  $H_{10n}$ , con guide d'accoppiamento.  
(Sec. bibl. 3)

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{p(2b-s) + 1/\epsilon_r \cdot [2(lr-b) - q]}{p(2b-s)} \cdot (1/Q_d - 1/Q_{od'}) \quad [61]$$

$$Q_{od} = r/d \cdot \frac{(\beta_d^2 + k^2) \cdot \{ p(2b-s) + 1/\epsilon_r \cdot [2(lr-b) - q] \}}{k^2 \cdot [p(2b-s) + 2(lr-b) - q] + 2r(p\beta_d^2 + \beta_o^2)} \quad [62]$$

Il valore  $Q_d$  per la cavità carica viene misurato nel modo descritto più avanti. La difficoltà di valutare il  $Q_{od}'$  viene risolta come nel metodo precedente, cioè il valore teorico  $Q_{od}$  secondo equ. [62] viene corretto sperimentalmente, confrontando il  $Q_o$  teorico della cavità vuota, dato da

$$Q_o = r/d \cdot (\beta_o^2 + k^2) / (k^2 + \beta_o^2 \cdot 2r/l_o) \quad [63]$$

col valore misurato  $Q_o'$  senza il dielettrico e

moltiplicando col fattore di correzione ricavato:

$$Q_{od}' = Q_{od} \cdot Q_o' / Q_o \quad [64].$$

Resta ancora da definire, come i fattori di bontà  $Q$  vengono determinati col metodo della variazione di lunghezza  $\Delta l$  a frequenza costante. Dalla [58a] si ottiene per la cavità vuota:

$$\delta\omega = \delta\beta_o / \omega \mu\epsilon_o \quad e$$

$$\delta\omega/\omega = \delta\beta_o \cdot \beta_o / \omega^2 \mu\epsilon_o$$

Tenendo conto che  $l_0 = n \cdot \pi / \beta_0$ , si ha

$$\delta l_0 = - \delta \beta_0 \cdot n \pi / \beta_0^2 \quad e$$

$$\delta \omega / \omega = - \delta l_0 / l_0 \cdot \beta_0^2 / (\beta_0^2 + k^2) \quad [65].$$

Abbiamo così ottenuto una correlazione fra la variazione di frequenza e la corrispondente variazione di lunghezza della cavità. Prendendo  $\delta l_0$  come larghezza  $\Delta l_0$  a metà altezza della curva di risonanza delineata in funzione della variazione di lunghezza, si ottiene senz'altro la desiderata espressione per il  $Q_0$  della cavità a vuoto:

$$Q_0 = |\omega / \Delta \omega| = l_0 / \Delta l_0 \cdot (\beta_0^2 + k^2) / \beta_0^2 \quad [66a]$$

e sostituendo

$$l_0 = n/2 \cdot \lambda_{g0} \quad [57a]$$

$$Q_0 = n/2 \cdot \lambda_{g0} / \Delta l_0 \cdot (\lambda_{g0} / \lambda_0)^2 \quad [66b].$$

Analogamente si ottiene per la cavità carica:

$$Q_d = 1 / \Delta l_0 \cdot (\beta_d^2 + k^2) / 2 \beta_0^2 \cdot \times$$

$$\times \left\{ p(2b - s) + 1/\epsilon_r \cdot [2 \cdot (l_r - b) - q] \right\} \quad [67].$$

Nella fig. 14 si vede uno schizzo del risonatore usato per misure alla frequenza di ca. 10000 MHz ( $\lambda = 3$  cm). Il diametro del cilindro è 4,74 cm, la sua lunghezza è tale da permettere successivamente di osservare risonanze del modo  $H_{014}$  e  $H_{015}$ . Il pistone mobile, a testa micrometrica, non è a contatto col tubo; l'interstizio d'aria è però molto piccolo, all'incirca di 1/100 mm. Per smorzare eventuali oscillazioni nei modi  $H_{111}$ ,  $H_{211}$ ,  $E_{011}$  e  $E_{111}$ , che si possono eccitare accanto al modo principale  $H_{01}$ , è stata fissata al pistone una piccola piramide di fili di resistenza sottili, che attenua le componenti radiali e longitudinali dei campi elettrici dei modi indesiderati, mentre disturba poco il modo  $H_{01}$  che non ne possiede.

Gli accoppiamenti dall'oscillatore e al rivelatore sono effettuati con due guide d'onda rettangolari del tipo  $H_{01}$  che comunicano col risonatore attraverso due fori circolari, praticati nel tubo in posizione diametralmente opposta. L'energia iniettata dall'oscillatore può essere regolata mediante tre viti di strozzatura penetranti nella guida d'onda, e la sua costanza viene sorvegliata mediante un monitor a cristallo. La guida d'onda del rivelatore pure può essere variata mediante un pistoncino che permette di mettere a punto la risposta del

cristallo. Il tubo del risonatore stesso è di ottone, internamente argentato. Il  $Q_0$  nello stato vuoto e col pistone principale in posizione corrispondente al modo  $H_{015}$  è stato trovato sperimentalmente di 24000 per una lunghezza d'onda eccitante di 3 cm, contro un valore teorico di 51000. Caricato il risonatore con un disco di polythène ( $tg \delta \sim 4 \cdot 10^{-4}$ ) di uno spessore di 0,456 cm, il  $Q$  si abbassava a 14100. Ciò corrisponde ad una discriminazione di ca. 41%.

Gli errori complessivi di misura vengono stimati dagli autori in  $\pm 1,5\%$  per la costante dielettrica e  $\pm 5\%$  per l'angolo di perdita, per misure di materiali a bassa perdita e bassa costante dielettrica.

I due metodi descritti nelle sez. 5.1 e 5.2, e particolarmente il primo, si prestano bene anche per misure dielettriche al di sopra e al di sotto della temperatura normale.

## BIBLIOGRAFIA

- (1) A. DE QUERVAIN: *Elektrische Schwingtoepfe und ihre Anwendung in der Ultrakurzwellen-Verstaerkertechnik*. Tesi di laurea. - Zurigo, 1944, Leemann & Co.
- (2) H. R. L. LAMONT: *Wave Guides*. - Methuen & Co. Ltd., London, 1946, II edizione.
- (3) F. HORNER, T. A. TAYLOR, R. DUNSMUIR, J. LAMB e Prof. WILLIS JACKSON: *Resonance Methods of Dielectric Measurements at Centimetre Wavelengths*. - J.I.E.E., Vol. 93, Part III, No. 21, Genn. 1946, p. 53-68.
- (4) C. N. SMYTH e R. G. ROACH: *Dielectric Measurements at Centimetre Wavelengths*. - Abstract in «J.I.E.E.», Vol. 93, Part III, A (Radiolocation), No. 1, 1946, p. 232-233.
- (5) W. KUESTERS: *Messung dielektrischer Eigenschaften keramischer Isolierstoffe bei Zentimeterwellen*. - «Hochfrequ. techn.», 59 (1942), p. 129-137. Sommari in: ETZ, 64 (1943), no. 21-22, p. 306; AF, Vol. XII, no. 3, marzo 1943, p. 146-149.
- (6) F. BORGNIS: *Naturwissensch.*, 29, (1941), p. 516. *Hochfrequ. techn.*, 59, (1942), p. 22. *Physik. Z.*, 43, (1942), p. 284.

## TABELLA III

### CONFRONTO FRA ALCUNE MISURE DIELETTRICHE

Autore	KUESTERS $\lambda = 8,5-9,5$ cm		BORGNIS $\lambda = 14$ cm		Dati medi $\lambda = 300$ m	
	$\epsilon_r$	$10^4 \cdot tg \delta$	$\epsilon_r$	$10^4 \cdot tg \delta$	$\epsilon_r$	$10^4 \cdot tg \delta$
Calit	6,49	8	5,30	19	6,5	4
Condensa (C)	78,8	14	—	—	80-90	3-7
Tempa (S)	—	15	—	—	14-16	0,8-1,0
Trolitul	—	—	2,32	5,7	2,2	2-3
Ambra	—	—	2,30	70	2,9	50-250

# CQ DX *20 meter phone*



**W 3 EOZ** Tom A. Consalvi di Ardmore (Pa) è figlio di italiani ed è dirigente alla International Division della RCA, parla italiano.

Caro OM.

Montato il tuo TX che provato e riprovato sui 40 m ti ha dato tante soddisfazioni e un subisso di S9 con ottima modulazione, ti sei pazientemente costruito una serie di bobine per i 10 e i 20 metri e vuoi finalmente tentare il DX. Pratica non ne hai, consigli pochi e sempre incompleti, quindi null'altro da fare che tentare e vedere un po' come andrà; ma purtroppo DX nulla, si, una volta un W, ma Sud America, per quanto chiamati da perdere la voce, mai riuscito farli, sempre e solamente molti G, qualche EI o SM ma niente di più. Perché questo, quando per contro tu senti numerosissimi i Sud Americani chiamare a perdifiato i vari RM, SM, LW, NQ, AP, GX, KV, SV, ecc. ecc? Forse la lingua? No caro amico, quel poco d'inglese che sai è più che sufficiente per stabilire un collegamen-

to, sarà un po' poco, per una conversazione, ma molte cose puoi già dirle e altrettante capirle, e allora?

Già, i Sud Americani parlano spagnolo; ma anche qui posso tranquillizzarti ché tutti, proprio tutti, sono in grado di capire bene il tuo italiano, molto migliore certamente di quell'italiano che credi trasformare in Spagnolo con la semplice aggiunta di una s alla fine di ogni parola. E allora, mi dirai, perché non passo? La potenza forse, troppo pochi i miei 50 W entrata? No, caro amico, non direi, conosco OM italiani che con 30 W di alimentazione totale fanno un lavoro, uno di questi ha lavorato 4000 QSO DX in meno di un anno, quindi non la potenza, ma alcuni accorgimenti che tu forse hai trascurato; vediamo un po' insieme di rimediare.

Mi hai prima assicurato che tutto il complesso va bene, nessuna lancetta impazza, ma al contrario con esattezza ti danno le letture richieste; che tu sia sui 20 m nessun dubbio, che ti sei controllato con un ondometro di tua costruzione ma egualmente ottimo; che la modulazione sia almeno buona, altrettanto certo, ti sei ascoltato in cuffia e poi hai diversi controlli di G tutti ottimi, sei pilotato a cristallo quindi non sbandi, oppure usi il tuo VFO con tensioni stabilizzate, di cui sei certissimo che se non è migliore, non è certo inferiore ad un buon quarzo, e allora?

Piccola pausa e passiamo un momento al ricevitore... ma no amico mio, con quel trespolino lì a 5 valvole, buono tutt'al più per la locale, non puoi sentire il DX; capisco, lo hai ritoccato e senti i 20 m: benissimo infatti senti CX2CO, LU6AJ, LU4BH, LU7BU, PY2HV ecc. ecc., ma, caro amico quelli sono i cannoni, possibile forse sentirli in galena! Chi non ti dice che qualche OM non ti abbia molte volte risposto e tu per altrettante volte non lo abbia sentito?

La questione ricevitore è molto importante e devi risolverla se vuoi fare il DX; un ricevitore

con almeno uno stadio in alta, con acuta selettività e; possibilmente, con banda allargata, ti è indispensabile. Per cominciare un BC 342 o 348 del surplus Americano può già andare benissimo, in recenti QST troverai i consigli per alcune lievi modifiche atte a migliorarlo nonché la descrizione di un Converter che lo completerà dei 10 m, non compresi in questi tipi di Rcv. E come antenna, cosa usi? Una presa calcolata (molto probabilmente male calcolata) per la trasmissione, e un pezzo di filo fuori dalla finestra per la ricezione.

Qui caro OM, andiamo molto male, tu sai benissimo che l'antenna è tutto, tu senti molti W che parlano di 1000 watt e di rotary beam, tu sai benissimo che i 20 m sono spaventosamente congestionati e sai quindi per logica conseguenza che ti abbisogna una buona antenna per trasmettere e per ricevere. Io ti consiglio sempre la stessa, sarai così certo che se senti potrai anche molto probabilmente farti sentire. Tu vivi in città, magari al primo piano di una casa di sei, senza terrazzo, senza giardino, cosa fare? Una Levy alimentata al centro, oppure una Zeppelin e se appena possibile una ground-plane con cavo coassiale per alimentarla, ti darà ottime soddisfazioni; guato di questa antenna non essere multi-band ma servire unicamente per i 10 o per i 20 m a seconda della banda preferita.

« The radio amateur's handbook 1946 » ne parla e ne disegna anche un tipo, che tu potrai ancora semplificare utilizzando come linea cavo coassiale da 50 ohm che andrà benissimo, altra antenna assai semplice da realizzare disponendo di « Amphenol » da 300 ohm Twin Lead è la Folded dipole 1/2 lunghezza d'onda descritta in « The radio ecc. 1947 ».

Ma se abiti in campagna, caro OM e se disponi di un po' di spazio pensa seriamente alle direttive, una « V » di 3 lunghezze d'onda e se troppo lunga di sole 2, già ti dà un buon qua-



L'amico Louis della PY2HU di San Paolo lavora solo i 20 m. ha beam, 3 el, parla poca italiano, ma capisce benissimo. Fa il banchiere.

dagno col vantaggio che queste antenne sono bidirezionali, con 4 pali potresti montare due V (Nord e Sud America per es.) che dall'altro lato ti servirebbe egregiamente per Russia, Cina, Nord Europa e dall'altro per Australia e Nuova Zelanda. Però se appena appena ti è possibile, montati una « Rotary beam » magari di due soli elementi, magari per i soli 10 m. per cominciare, magari rinunciando a tre mesi di sigarette, ma ripeto, se appena ti è possibile fallo, ti assicuro che allora farai con facilità il DX, ed ogni tuo sacrificio ti sarà largamente ricompensato, puoi credermi sulla parola, tu sai che ho al riguardo, una discreta esperienza personale!

Nel montare l'antenna, qualunque essa sia, sii pignolo per le misure, per la distanziatura dei feeder, per l'isolamento, per l'entrata dallo esterno al TX, non temere di esagerare, molte delusioni ti saranno risparmiate e tutta l'energia di cui disponi sarà irradiata e non dispersa, in perdite evitabili. Altri consigli credo inutile darteli; neutralizzazione, controllo tensioni specie filamenti ecc. tu sai già tutto al riguardo, però privo di esperienza per il DX vuoi da me qualche buon consiglio sulla frequenza da usare, per esempio.

Ti accontento subito e ti consiglio nel modo più assoluto di non cacciarti tra i 14.000 kHz e i 14.200 perchè l'esecrabilissimo CW, ammetterai che se fai fonda il tasto diventa proprio esecrabile, non ti darebbe alcuna possibilità di farti, se non sentire certo comprendere, mettiti quindi tra i 14.300 e i 14.400, ricorda però che se vuoi fare il Sud America questo non sente il Nord per molte ore, in questo caso tra i 14.200 e i 14.300 potresti trovare un buchino molto conveniente, di mattino presto per il Sud puoi tentare anche tra 14.150 e 14.200 mentre per il Nord devi salire in alto, ove però si trova con tutta Europa tutto il Centro e il Sud America, le probabilità di bucare sono quindi limitate, ma se il corrispondente dispone di una

Beam è facile che elimini molto QRM, e che ti tiri fuori. Quando anche tu disporrai di una rotativa vedrai in ricezione cosa serve, è sorprendente caro amico, e se provi, sono sicuro che presto anche tu la realizzerai.

Per i 10 m devi restare da 28.000 a 28.500 kHz oltre vanno solamente i W mentre da 29.000 a 29.700 puoi mandare tanti nostri colleghi che vogliono proprio solamente sui 40 m far prove di FM.

Non ho la pretesa qui di averti insegnato tutto, solamente qualche norma che spero buona e profittevole, l'esperienza personale ti insegnerà molte altre cose e vedrai che anche tu diverrai presto un volpone tanto che se per caso e fortuna tua ti capiterà a tiro un VR6 o un VK9 non te lo lascerai scappare.

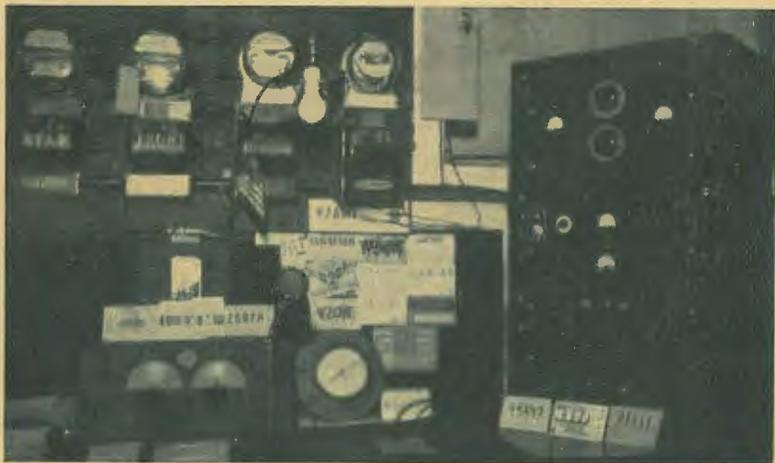
Se chiami Nord America o comunque Paesi di lingua inglese fai il CQ in questa lingua te lo scrivo come circa lo pronunzierai: Colling CQ CQ DX tuenti (ten) miter fone, (ripeti due o tre volte) ir is Italian stescion Ai uan... in Nord (or center or sud Italy) colling CQ DX only end standing bai. Go éd plise. Stabilito il contatto dirai che Il ecc coming bék. Al termine dirai che signif off end dir end tuning over de band for eny DX coll.

Per la conversazione in qualche modo ti arrangerai, usa espressioni in codice e poi piano piano ti farai l'orecchio e vedrai che molte nuove parole le apprenderai e al piacere di farti capire aggungerai anche quello maggiore di capire.

Se chiami Sud America, fai, pure la chiamata in Italiano, già dissi che sarai capito. Terminata la tua chiamata, non eccessivamente lunga, esplora pianino pianino la banda e vedrai che un LU, magari cannonissimo, ti risponderà; non agitarti, vedrai che altri, numerosissimi, seguiranno, il più è fare il primo, come per i milioni!

Se ti passerà un rapporto di S5 ma con R5,

Questo è il shack di W2NFG di Brooklyn. È di origine italiana e parla benissimo la nostra lingua. È proprietario di ristorante,



molto bene, tieni presente che il rapporto è dato dallo strumento del suo ricevitore e non a orecchio così come da noi molto si usa sui 40 m: io a volte ho sentito passare dei 9 che in Smeter erano dei 3/4, ma questo non deve preoccuparti quello che conta nel DX è l'R, ossia la comprensibilità, ed ora che i controlli sono passati, mi domanderai; cosa devo dire? Domandagli come lavora, e se apprendi che ha una stazione da un kilo con 4 elementi beam gioisci perchè quando sentirà che tu lavori con una 807 in PA e con antenna non direttiva, si stupirà e molto ti complimenterà; come primo contatto potrà baciare, ma è certo che ritrovandolo altra volta tu non potrai continuare a descrivergli la tua stazione e lui la sua, quindi verrà normale una maggiore cordialità che non potrà limitare la conversazione a scheletriche e concise notizie tecniche, ma si estenderà al tempo, ai luoghi, alle rispettive famiglie.

Qui da noi i purissimi, intendo per purissimi i puramente radiomontatori, magari diplomati, inorridiscono a sentire cose simili, ma io posso assicurarti per la mia lunga esperienza, che tutto ciò è normalissimo fra tutti gli OM del mondo.

Anche gli Inglesi, sempre molto precisi, molto severi e ligi, proprio per loro insito temperamento, sono sempre felici quando possono portarti YL al microfono perchè ti dica un «buona sera» in italiano approssimativo.

E poi perchè non dichiarare che questo meraviglioso mezzo che noi possediamo, ci viene concesso certamente a scopo di studio e di esperienze nuove, ma anche ed innegabilmente, per nostro diletto?

Queste nostre conversazioni attraverso migliaia e migliaia di chilometri, questo chiamarsi per nome, fra uomini che mai si sono visti, (avrà notato come un W per prima cosa ti domandi il nome, non sembrandogli abbastanza confidenziale chiamarti col tuo nominativo di stazione) questo scambiarsi idee e cortesie, non costituisce solamente un blaterare di lavandaie, ma tentativo ben più alto di conoscenza fra uomini, che per quanto diversi di razza e di lingua, trova-

no nel mezzo che ci avvicina e nella comune passione che ci fa amici a priori, la pratica dimostrazione che le Federazioni fra Nazioni non sarebbero utopie, se i grandi responsabili della terra, avessero come noi, la convinzione che la solidarietà fra uomini è possibile semprechè il cuore sia sorretto da un cervello aperto di vero cittadino del mondo.

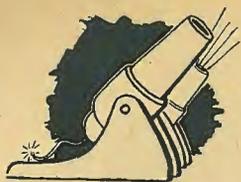
Quanti episodi, e tutti belli e tutti commoventi, potrei raccontarti caro amico, ma probabilmente andrei fuori binario; mi limito quindi dirti che tu per contro, resterai nei binari voluti dai regolamenti internazionali, anche se al tuo amico Pedro di Buenos Aires o Yaimè di San Paolo dirai di estendere i tuoi più cordiali 73 a sua moglie Maria e a suo figlio Josè; posso anche assicurarti che nessuno potrà dirti nulla se lo stesso amico, preannunciandoti magari una sua visita in Italia, ti troverà rispondergli, che sarai felice averlo ospite e che per quanto potrai sarai a sua disposizione.

Ricordati comunque che in America, secondo la ARRL, è notizia commerciale unicamente quella che riceve compenso. Una cosa ancora voglio ricordarti, avanti finire la lunga chiacchierata, ad ogni cambio ripeti sempre il tuo nominativo e Nazionalità, questo perchè nella foga ti viene facile dire «avanti Pedro ti passo il micro» no, questo non va, è proibito.

Ed ora caro OM amico, ti lascio ai tuoi CQ DX, armati di un po' di pazienza e di molta astuzia, lancia il tuo richiamo attraverso oceani e continenti, certamente una voce amica ti risponderà, e quella voce senza volto che tu sentirai attraverso tanta distanza, ti darà la soddisfazione del DX e ti dirà, come certamente non potrà dirti un ticchettio, magari tono 9, che quel lontano OM non è per nulla diverso da te, ha un TX come te, ha tribolato come te a montarsi l'antenna e proprio come te oltre la radio, ama... i fiori o i francobolli e proprio come te ha dei piccoli bimbi, e il più piccolo, Marcello, ha già tanta passione, è un fenomeno, e aiuta papà, quando col saldatore caldo in mano, non trova lo stagno...

*I + R M*

(V. E. Motto)



# Reparto cannoni...



fig. 1

Ferruccio Crespi, i1SM, il ben noto «Santiago-Marocco» dei tempi eroici è raffigurato (foto 1) con la sua modernissima stazione. Fra le caratteristiche principali di questo complesso è la costruzione a pannelli unificati estraibili che consentono a SM, in caso di bisogno, fulminei interventi. La foto 2 mostra l'interno del pannello dello stadio finale con la famigerata 250 TH. L'inverno scorso SM per una 250 TH si sarebbe venduto l'anima.



fig. 2

segue il

## Reparto cannoni...

● Sia ben chiaro che per essere fra i «cannoni» del nostro reparto non basta e non occorre pompare dei chilovatt in aereo. Il «cannone» è, in altri termini il radiante di eccezione per competenza, stile e preparazione. Il RCA cioè, tanto vale svelarlo, l'ing. Franco Scandola non ha richiesto alla Edison un nuovo contatore, tuttavia è fra i nostri radianti professionalmente più autorevoli. L'obbiettivo lo ha sorpreso, con un sistema di fili di Lecher, sta eseguendo misure di lunghezza d'onda nel campo delle ultracorte.

fig 3



*Si riprendono i principi della propagazione a grande distanza attraverso il meccanismo dei fenomeni ionosferici, ribaditi i quali si indica al radiante come scegliere il momento opportuno, orario e stagionale, per comunicare con ogni frequenza alla massima distanza o per lo meno con la località voluta. Gli studi ed i dati in tal senso sono tanto sviluppati ed aggiornati da consentire con buona precisione di prevedere in anticipo le possibilità di effettuare un dx con una località prestabilita; oggi nessun serio dilettante può ignorare queste cose la cui utilità è manifesta.*

## PREMESSA

Lo studio della ionosfera, che da sola presiede alle radiotrasmissioni a grande distanza, è stato condotto assai attivamente negli anni che vanno circa dal 1930 al 1939; quest'ultima data indica la chiusura di un primo ciclo di misure e di rilievi e la pubblicazione di profondi studi riassuntivi, mentre ovunque laboratori attrezzati continuano ad effettuare le loro registrazioni.

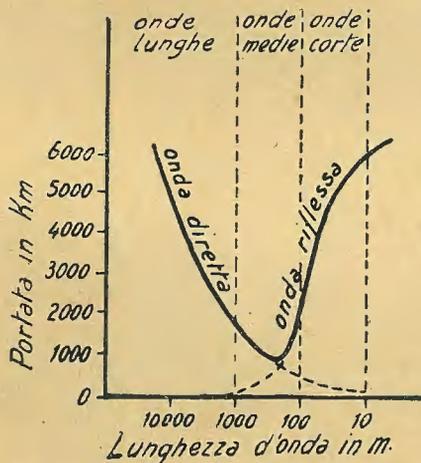


Fig. 1 - Curve di portata diretta e indiretta in funzione della lunghezza d'onda.

Gli studi riassuntivi accennati videro la luce in un periodo per noi poco favorevole ed alcuni rimasero quasi ignoti; anche questo argomento ora è stato ripreso e vi sono libri che lo trattano diffusamente, editi generalmente in lingua inglese durante la guerra o subito dopo (vedi bibliografia).

Questi trattati sono quanto di meglio si può consigliare a chi voglia approfondire un po' più l'argomento che noi dobbiamo limitarci a trattare

per sommi capi e tenendo d'occhio solo le conclusioni di carattere tecnico.

Precisiamo fin d'ora che in tutto lo svolgimento successivo terremo presente l'ottimo articolo sul meccanismo della propagazione comparso sul N. 1 del 1° vol. di T. E. nella rubrica del radiante, articolo che in parte riprenderemo ed in parte integreremo nel senso specificato (vedi bibliografia N. 1).

## CLASSIFICAZIONE E COMPORTAMENTO DELLE ONDE RADIO (vedi fig. 1)

La ben nota classificazione diviene molto istruttiva se abbinata alle caratteristiche di propagazione e ci consente di entrare rapidamente nel vivo dell'argomento.

**Onde lunghe**, oltre 1000 m: l'onda si propaga sulla superficie della terra e risente della conduttività del suolo in misura tanto maggiore quanto più lunga è l'onda, mentre praticamente non vi è differenza di attenuazione fra giorno e notte. Impiego: comunicazioni a media e lunga distanza tra posti fissi, comunicazioni coi sottomarini solo con le onde più lunghe.

**Onde medie**, tra 1000 e 100 m: l'onda si propaga sulla superficie terrestre con grande attenuazione diurna, mentre di notte una notevole parte proviene di riflesso dalla ionosfera e quindi vi è evanescenza, cioè interferenza fra i due raggi, quello diretto e quello indiretto. Impiego: radiodiffusioni, comunicazioni navali ed aeree, radiogoniometria solo con le onde più lunghe.

**Onde corte**, tra 100 e 10 m: onda diretta trascurabile, la comunicazione è affidata esclusivamente all'onda riflessa (o rifratta) dalla ionosfera, ma la riflessione è fortemente influenzata dalla frequenza, dall'ora e dalla stagione. In condizioni favorevoli attenuazione bassissima. Impiego: radiodiffusioni e comunicazioni a grande distanza.

**Onde ultracorte**, meno di 10 m: l'onda si propaga in linea retta e la portata è quella ottica, salvo riflessioni da parte di strati o nubi irregolari di ioni. Evanescenza nulla ed attenua-

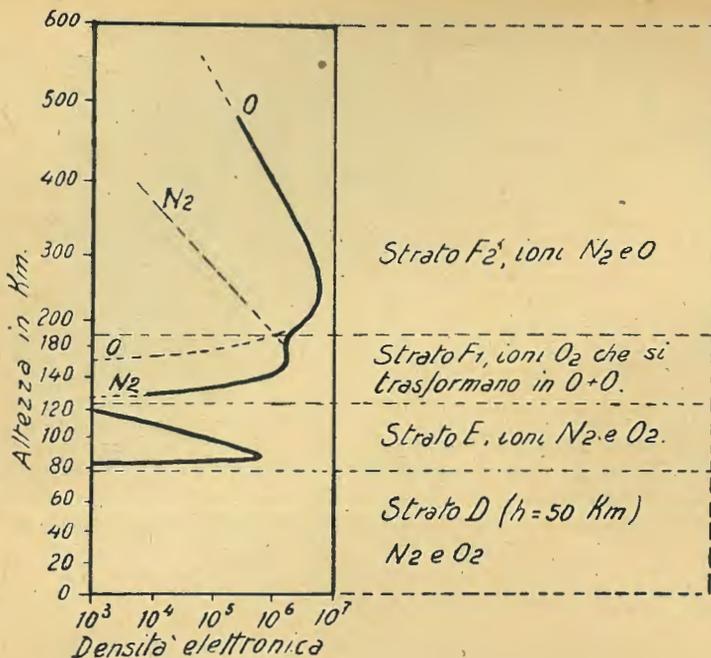


Fig. 2 - Curve di ionizzazione in funzione dell'altezza secondo Mitra (1938).

zione bassa. Impiego: comunicazioni a breve distanza e con apparati leggeri, televisione e modulazione di frequenza, ponti radio, sistemi di atterraggio a volo cieco.

Di questo sintetico quadro generale porremo a fuoco le onde corte, che sono quanto interessa il radiante, la cui attività è limitata in generale alle onde delle gamme degli 80, 40, 20 e 10 m (1).

Ribadiremo qui il preciso concetto che queste onde si propagano a grande distanza solo per mezzo degli strati ionizzati dell'alta atmosfera, che ciascuna di esse ha un ben diverso comportamento nelle varie ore del giorno e per ogni stagione ed infine che questo comportamento è talmente ben conosciuto da potersi agevolmente prevedere se una data comunicazione, a grande distanza, cioè un « dx », è possibile o no e quando è possibile.

Si comprenderà dunque l'utilità, anzi la necessità per chiunque voglia fare un serio lavoro radiantistico, di conoscere almeno i fondamentali della propagazione delle onde corte, oggi semplici e chiari, senza di che lanciare un « cq dx » sarebbe come fare un salto nel buio.

La buona conoscenza di questi fondamentali ha poi ancora per il radiante due vantaggi indiretti; infatti da un lato si evita l'inutile affolla-

mento delle gamme nei momenti in cui queste non sono favorevoli ai « dx » mentre dall'altro la buona scelta del momento favorevole consente di limitare la potenza al minimo necessario, semplificando così gli apparati e riducendone il costo. 25 watt antenna, quanti può sempre darne una 807, una buona scelta dell'aereo, della frequenza e dell'ora possono portare più lontano di quanto molti non pensino; questa affermazione è stata ripetuta in ogni tempo dai migliori dilettanti di tutto il mondo.

#### STRATI IONIZZATI E RISONANZA SELETTIVA DEI GAS (vedi fig. 2).

Giova frattanto richiamare alla mente del lettore che l'alta atmosfera è formata di vari strati di gas, principalmente ossigeno e azoto, variamente ionizzati dai raggi solari la cui azione si prolunga, più o meno anche nelle ore notturne. Ogni strato è composto di ioni che presentano una abbastanza alta conduttività da riflettere le onde medie e le corte, con la differenza che nell'aria rarefatta gli ioni sono abbastanza liberi di oscillare in risonanza se vengono colpiti da radiazioni ad alta frequenza della gamma delle onde corte. Queste radiazioni vengono allora fortemente assorbite; le altre della gamma che ci interessa vengono riflesse secondo il meccanismo ben noto.

Le frequenze delle onde assorbite sono anzitutto quella di 1,7 MHz, che non ci interessa direttamente ma solo perchè a cominciare da essa si manifesta lo strato E costituito da ioni

(1) Per una interessante rassegna sulle possibilità di propagazione extraottica delle onde di 5 metri si veda l'articolo di P. L. Bargellini nel n. 7, vol. I di T.E.

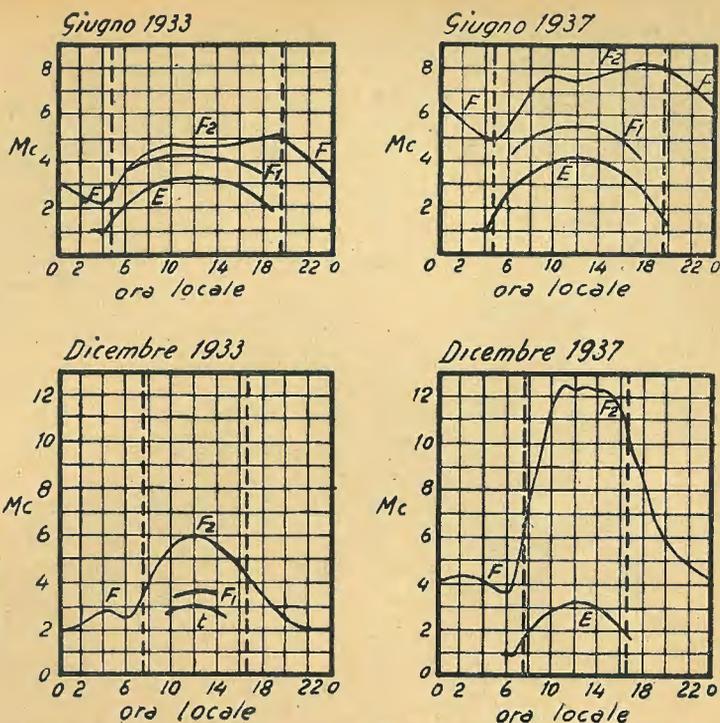


Fig. 3 - Frequenze critiche medie mensili osservate a Washington negli anni di attività solare minima (1933) massima (1937).

di ossigeno molecolare, poi quella di 3,2 MHz per la quale cessa lo strato E ed ha inizio lo strato F costituito da ioni di azoto molecolare. Le comunicazioni a onde corte sono generalmente effettuate attraverso questo strato (che di giorno si sdoppia) mentre solo eccezionalmente interviene nella riflessione lo strato E sottostante (ciò può avvenire verso mezzogiorno nel periodo estivo).

L'ultima frequenza assorbita si trova ad un valore superiore, ed è variabile dal giorno ad un valore inferiore, secondo la stagione e l'attività solare (vedi bibliografia N. I, fig. 4).

#### FREQUENZA CRITICA, ANGOLO DI INCIDENZA E ANGOLO DI RADIAZIONE

I valori delle frequenze assorbite, dette critiche, o ora indicati vanno intesi per onde emesse verticalmente dalla terra verso l'alto, cioè con angolo d'incidenza nullo sullo strato. Ciò ha una notevole importanza poichè dopo le prime misure ionosferiche si riconobbe subito che le onde emesse con angolo di incidenza non nullo potevano essere riflesse anche se avevano una frequenza di valore corrispondente a quello più alto assorbito per fenomeno di risonanza; appare manifesto che ciò dipende dal maggior spessore presentato dallo strato nella direzione del raggio incidente, ciò che ne facilita la rifrazione. Il valore della frequenza massima riflessa aumenta in proporzione alla secante dell'angolo di incidenza.

D'altra parte è noto che ogni antenna tende

ad irradiare maggior energia secondo direzioni preferite ed a questo punto i termini del problema si pongono chiaramente così: nota l'altezza degli strati ed il loro comportamento rispetto ad ogni frequenza, determinare l'angolo di irradiazione che consente di raggiungere la maggiore portata.

In questi termini il problema sarebbe facilmente risolvibile se l'altezza degli strati in ogni punto della terra subisse la medesima vicenda; ma essa varia invece anzitutto con la latitudine ed è diversa da un emisfero all'altro, sebbene non più di quanto si possa credere a priori.

Sono invece per ora sistematicamente note e prevedibili mese per mese (vedi bibliografia N. 2) solo le altezze degli strati alla latitudine di Washington, che bene corrisponde alle nostre zone temperate. Per ogni altra zona una comunicazione commerciale a onde corte non si può istituire senza aver prima effettuato opportune misure ionosferiche.

#### LA SOLUZIONE APPROSSIMATA

Dopo accurate indagini si è però giunti ad una soluzione approssimata abbastanza precisa per gli usi tecnici (al fine di consentire comunicazioni stabili commerciali) ed abbastanza imprecisa per gli usi radiotelegrafici (tanto cioè da mantenere a valori fissi le frequenze assegnate e da non far perdere di vista la possibilità di utilizzare condizioni eccezionali per effettuare « dx » imprevisibili).

Ripetiamo che tale soluzione approssimata co-

stuisce pur sempre tuttavia la base di partenza indispensabile a chi voglia fare regolare lavoro radiantistico.

La soluzione si basa comè dato di partenza sui quattro grafici (vedi fig. 3) che danno la media dei valori delle frequenze critiche nelle 24 ore, estiva e invernale, in due epoche corrispondenti rispettivamente ad attività solare minima (1933) e massima (1937) (per epoche comprese tra queste occorre interpolare tenendo presente che i massimi ed i minimi sono poco accentuati; vedi fig. 4).

Si stabilisce poi che l'angolo di irradiazione sia molto basso, compreso cioè fra  $4^\circ$  e  $20^\circ$ , come è indispensabile per raggiungere le massime distanze terrestri.

A questo punto diviene possibile determinare l'angolo di incidenza del raggio sullo strato e si può calcolare il valore della secante di questo angolo, valore che risulta compreso fra 1,2 e 3,5 per lo strato F e per distanze via via crescenti, fino ad un massimo di 3500 a 4000 km., limite della portata terrestre con la prima riflessione; per lo strato E il valore è compreso fra 2 e 5 per distanze via via crescenti fino ad un limite di circa 2000 km.

Il valore della secante si calcola per diversi valori della distanza, generalmente per valori di 500 km (vedi fig. 5).

In tal modo diviene infine possibile, moltiplicando per la secante, trasformare i primi quattro grafici della frequenza critica in altrettanti grafici della frequenza massima utilizzabile per ogni distanza; il dilettante sceglierà non questo valore massimo critico, ma un valore inferiore in misura di almeno il 10-15% per assicurarsi una comunicazione stabile (fig. 6).

In genere poi è prudente provare con frequenze minori fino a circa metà, cosa facilmente consentita dai valori delle frequenze radiantistiche e particolarmente consigliabile quando a mezzogiorno dei periodi estivi si ha ragione di provare se lo strato E controlla la propagazione.

La soluzione definitiva è perciò data dalla tabella di figura 5 per chi sia a conoscenza delle previsioni ionosferiche; per il dilettante eu-

ropeo, poichè siamo in un periodo di forte attività solare, ogni calcolo può farsi sulla base dei due grafici, estivo e invernale, del 1937, grafici che riportiamo in opportuna e favorevole scala in una tabella allegata a parte a questo numero della rivista (v. Grafici di T.E.).

Osserviamo ancora che l'ora di riferimento è quella della località intermedia fra le due in collegamento e ciò è ovvio; i grafici inoltre danno solo la portata del primo salto ed è evidente che per maggiori portate occorre semplicemente dividere la distanza in due o più salti e rifare il calcolo per ciascuno di essi.

Come si vede da tutta l'esposizione fatta, il calcolo consente una approssimazione sufficientemente larga da consentire al dilettante ancora tutta l'iniziativa personale che è la sua caratteristica essenziale e da non togliere nulla alle regole generali del traffico radiantistico, come pure alle previsioni generiche riportate mese per mese dalla « Agenda del Radiotecnico - 1947 » edita da Tecnica Elettronica a suo tempo.

Ci sembra di avere contribuito a schiarire molto l'orizzonte... ionosferico del lettore, svelando principi scientifici e tecnici interessanti, anche se appena accennati, e tali da invogliare i più attenti ad approfondire l'argomento. ●

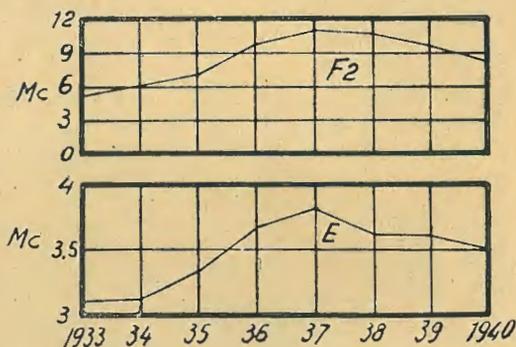


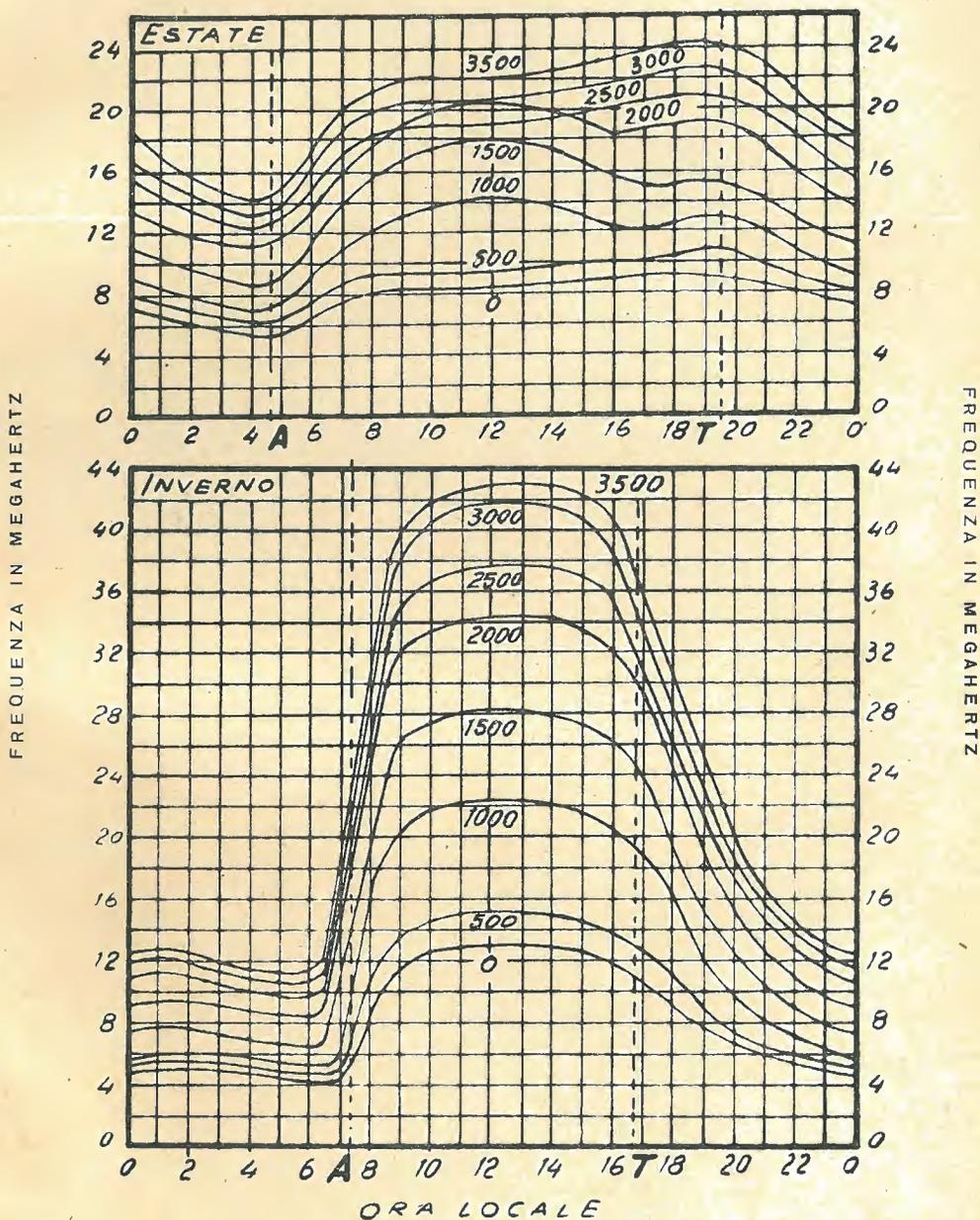
Fig. 4 - Variazioni medie annuali delle frequenze critiche degli strati E ed F2.

## BIBLIOGRAFIA

1. M. Castellani: Cenni sul meccanismo della propagazione delle radio onde (T. E. vol. 1<sup>o</sup>, n. 1, p. 67).
2. U. S. Bureau of Standard: Caratteristiche della ionosfera a Washington (Misure e previsioni pubblicate mensilmente dal P.I.R.E.).
3. Appleton, Naismith e Ingram: Il metodo delle frequenze critiche per le misure di ionizzazione nell'alta atmosfera (Proc. Phys. Soc., vol. 51, 1939, p. 81).
4. Gilliland, Kirby, Smith e Reymer: Caratteristiche della ionosfera e loro applicazioni alle radiotrasmissioni (P.I.R.E., vol. 25, 1937, p. 823).
5. Smith: Relazione tra onde indirette e misure ionosferiche (P.I.R.E., vol. 27, 1939, p. 332).
6. Ladner e Stoner: Short Wave Wireless Communication.
7. Bekmann: Die Ausbreitung des Elektromagnetischen Wellen (ed. Akademische Verlag, Lipsia, 1940).
8. Bennington: Radio Wave and the Ionosphere ed. Wireless World-Iliffe e Sons, Londra 1944).
9. Jordan: Fundamentals of Radio (ed. Prentice Hall, N. Y., 1944).

## CALCOLO DELLA PORTATA SU ONDE CORTE

(si veda l'articolo a pagina 285)



Curve di massima frequenza utile prevista (quote in km.)

# CALCOLO DELLA PORTATA SU ONDE CORTE

## 1° caso: in mancanza di misure o previsioni ionosferiche. (vedi grafico)

Le curve danno la portata del primo salto e la massima frequenza utile (MFU) e sono basate sulle medie misurate a Washington dall'U.S. Bureau of Standards nel 1937, sono valide come previsione attendibile per il triennio 1947-48-49. Ogni curva indica la MFU ed altresì l'ampiezza della zona di silenzio; impiegare frequenze ridotte in misura del 15% ed interpolare per stagioni intermedie; l'ora è quella del punto a metà percorso. Per portate realizzate con salti multipli ripetere il calcolo per ogni salto.

## 2° caso: disponendo di misure o previsioni ionosferiche aggiornate.

### FATTORI DI MASSIMA FREQUENZA UTILE

Distanza in km.	500	1000	1500	2000	2500	3000	3500
Strato E	2,0	3,4	4,4	5,0	—	—	—
Strati F ed F2	—	—	—	—	—	—	—
INVERNO:							
mezzanotte	1,2	1,4	1,8	2,1	2,6	2,8	2,9
alba o tramonto	1,3	1,9	2,4	2,9	3,2	3,5	3,6
mezzogiorno	1,2	1,8	2,3	2,8	3,1	3,4	3,5
ESTATE:							
mezzanotte	1,2	1,4	1,7	2,1	2,4	2,6	2,8
alba o tramonto	1,3	1,6	1,9	2,4	2,6	2,8	3,0
mezzogiorno	1,2	1,5	1,8	2,3	2,5	2,7	2,9

**Fattori per il calcolo della massima frequenza utile (MFU)** (secante dell'angolo di incidenza sullo strato). La MFU si ottiene moltiplicando la frequenza critica per il fattore di MFU. Gli strati F ed F2 consentono un salto massimo di 3500 km. e sono quelli generalmente utilizzati su onde corte; lo strato E consente un salto massimo di 2000 km. e controlla solo le comunicazioni estive nelle ore meridiane, ciò che si verifica quando dai calcoli risulta una MFU di valore più alto che non per lo strato F2. Gli strati F1 e D non sono utilizzabili. Una volta calcolata la MFU valgono le istruzioni date per il primo caso.

# COLLABORATORI

## GIUSEPPE GAIANI

Il dott. ing. Giuseppe Gaiani è nato a Milano il 24 ottobre 1919.

Si è occupato di radiotecnica fin dal 1937 ed ha svolto attività radiantistica con i nominativi I1PS e I1GS.

Iscritto alla facoltà di ingegneria presso il Politecnico di Milano si è laureato nel gennaio 1944 in ingegneria elettrotecnica svolgendo la tesi riguardante il progetto di un ricevitore nel campo delle onde metriche.

Dopo la laurea gli venne concessa una borsa di studio per il posto di allievo interno presso l'Istituto di Comunicazioni Elettriche del Politecnico, ove poté seguire il corso di specializzazione in radiotecnica.

Vincitore di un premio del concorso «Vallauri», promosso dalla Radio Italiana, per la migliore tesi in radiotecnica svolta nell'anno accademico 42-43, venne assunto come Ingegnere presso «RADIO MILANO» ove rimase fino alla primavera 1945 con mansioni tecniche.

Dal 1 maggio presta la sua attività presso il Tecnomasio Italiano Brown-Boveri interessandosi della consulenza, studio e vendita dei prodotti Brown-Boveri nel campo elettronico e dell'alta frequenza.



## ROCCO LENTINI

Il Dott. Ing. Rocco Lentini, nato a Milano nel 1911, vi ha sempre svolta la sua attività in diversi laboratori di radiotecnica facendosi favorevolmente conoscere negli ambienti industriali come progettista e ricercatore. Quindicenne frequentava l'Istituto Radiotecnico svolgendo una tesi sulle microonde. Successivamente sviluppava ed approfondiva i suoi studi compilando una copiosa messe di articoli tecnici comparsi su «Radio per tutti» dal 1932 in poi. Nel 1937 conseguiva la laurea in ingegnere elettrotecnico a Milano perfezionandosi in radiotecnica nel 1939. Dalla laurea sino al 1943 lavorava in televisione presso la SAFAR, poi in Sala Prove Radio presso la Marelli e infine in microonde e apparecchiature speciali presso la Allocchio-Bacchini. Attualmente svolge attività di consulenza tecnico-commerciale.

E' socio della A.E.I. e della U.T.I.



## DONALD BELLAMY SINCLAIR

Il dott. Donald Bellamy Sinclair è nato a Winnipeg, nel Canada il 23 maggio del 1910. Ha ricevuto il diploma di S.B. nel 1931 al Massachusetts Institute of Technology dove è stato graduato S.M. nel 1932 e Sc.D. nel 1935.

Dal 1932 al 1935 è stato assistente ricercatore presso il suddetto M.I.T. e dal 1935 al 1936 vi assumeva il grado di ricercatore associato (Research Associate). Entrato nel 1936 alla General Radio Company come ingegnere vi era, nel 1944, nominato Assistente Ingegnere Capo. «Fellow» dell'Institute of Radio Engineer (IRE) veniva nominato direttore di sezione nel 1945.

Il dott. Sinclair è membro dell'American Institute of Electrical Engineers, dell'American Association for the Advancement of Science e del Sigma Xi.



# AMPLIFICATORI PER GRANDI CINEMA



Centralino per cinema:  
30 Watt doppio

(Per gentile concessione della  
Fabbrica Italiana Magneti Marelli)



Tra le apparecchiature sonore presentate alla Mostra Nazionale della tecnica cinematografica di Venezia, abbiamo notato la nuova apparecchiatura sonora di una nota grande casa milanese.

Le caratteristiche di fedeltà e di potenza e la semplicità costruttiva e di impiego di questo complesso per grandi cinema, ne fanno un impianto moderno di qualità all'altezza della tecnica mondiale.

L'apparecchiatura è tutta contenuta in un unico telaio verticale con basamento a flangia che ne permette l'impianto in cabina di proiezione con un ingombro minimo.

Sul telaio sono montati: due amplificatori da 30 W uno di servizio ed uno di riserva; il pannello di comando con il voltmetro per la tensione di linea; l'interruttore generale; il commutatore "amplificatore 1.", "amplificatore 2."; il voltmetro di controllo della tensione di uscita degli amplificatori e l'altoparlante spia.

Sul lato posteriore del telaio si trovano i bocchettani di entrata per l'innesto dei cavi delle cellule ed il comando semifisso per la regolazione della polarizzazione di cellula.

Sempre sul telaio in bassa si trova la morsettieria cui fa capo la linea di alimentazione e la linea per gli altoparlanti.

Grazie al sistema di preriscaldamento adottato per l'unità amplificatrice di riserva, il passaggio dall'una all'altro amplificatore è quasi istantaneo e può passare praticamente inosservato.

Le valvole degli amplificatori sono facilmente accessibili e sono di tipo FIVRE e quindi anche di facile approvvigionamento per i ricambi.

Gli amplificatori, moderni nella costruzione e nel progetto, grazie alla estrema semplicità costruttiva, alla robustezza ed alla qualità dei materiali, ai larghi margini di sicurezza adottati, offrono la miglior garanzia per un servizio continuativo senza guasti.

Ogni unità amplificatrice ha le seguenti caratteristiche tecniche:

- Potenza di uscita 30 watt.
- Gamma di frequenza  $30 \div 10.000$  Hz.
- Distorsione a 400 Hz circa 3,5%.
- Rumore di fondo — 50 dB.
- Alimentazione campo altoparlanti elettrodinamici 300 V. 225. mA.
- Alimentazione rete c. a.  $100 \div 240$  V. —  $42 \div 50$  Hz.
- Potenza assorbita 240 VA.

Valvole:

- n. 1 - Fivre tipo 6 J 7 G preamplificatrice.
- .. 1 - " " 6 N 7 G amplificatrice e invertitrice di fase.
- .. 2 - " " 6 T P in controfase in classe AB1.
- .. 2 - " " 5 Z 3 raddrizzatrici.

L'alimentazione dei campi degli altoparlanti è ricavata dal sistema di alimentazione dell'amplificatore in servizio.



**Willis Jackson: High Frequency Transmission Lines (Mathuen's Monographs on Physical Subjects), Methuen & Co. Ltd., London, II edizione, 1947, 152 pp., 46 fig., prezzo 6 s.**

Questo piccolo trattato sulle linee di trasmissione ad alta frequenza, che fa parte della nota collezione di monografie di fisica edita dalla casa londinese Methuen, costituisce in un certo senso il completamento della monografia sulle guide d'onda del LAMONT, uscita nella stessa serie e di cui ebbimo occasione di occuparci recentemente in queste colonne.

Nel I capitolo, di carattere introduttivo, si trattano le principali applicazioni pratiche di linee di trasmissione nella gamma delle frequenze molto alte: linee di alimentazione, dispositivi d'accordo, linee risonanti per oscillatori ecc.

Nel II capitolo si mettono le basi teoriche; vengono derivate le equazioni fondamentali delle linee di trasmissione nel loro modo di propagazione principale (onde trasversali elettromagnetiche, modo TEM), seguendo strettamente il procedimento usato da Heaviside nel suo trattato «*Electromagnetic Theory*» tanti anni or sono. L'autore a questo riguardo osserva giustamente che, benché la validità delle espressioni derivate sia limitata in senso rigoroso alle linee uniformi ed a lunghezze d'onda grandi rispetto alle dimensioni trasversali della linea, il valore dei risultati è ancora apprezzabile anche quando queste premesse non sono più verificate. Perciò nei capitoli seguenti il trattamento segue la teoria normale delle linee di trasmissione, e si serve solo in caso di bisogno dell'alternativa di dover risolvere direttamente le equazioni di Maxwell con le relative condizioni di contorno.

Il III capitolo, sulle caratteristiche di propagazione, riporta formule per i parametri  $C$ ,  $L$ ,  $R$ ,  $G$ ,  $\epsilon$  e  $\text{tg } \delta$  per i vari tipi di linee, anche nel caso del riempimento usato parziale con un dielettrico solido, e discute l'effetto di piccole variazioni delle dimensioni della linea, le condizioni di minima attenuazione, e di massima potenza trasmissibili per un dato gradiente di tensione e il corrispondente aumento di temperatura.

Il capitolo IV tratta del comportamento di linee di lunghezza finita e terminate con impedenze: coefficienti di riflessione, discontinuità sulla linea, onde stazionarie, determinazione di coefficienti di riflessione e di impedenze col metodo delle onde stazionarie, misura della potenza trasmessa e del rendimento di trasmissione.

Nel V capitolo, sulle linee risonanti si discutono i seguenti problemi: effetto delle perdite, valori di  $Q$  di linee, misure del fattore di potenza ( $\text{tg } \delta$ ) e della permittività ( $\epsilon$ ) di dielettrici con risonatori coassiali chiusi, misure di

impedenza, misure delle costanti caratteristiche di linee di trasmissione, linee composte usate come filtri d'onda.

Infine il VI ed ultimo capitolo tratta la trasformazione d'impedenza, la teoria dei diagrammi circolari d'impedenza e la sua applicazione a problemi riguardanti linee di trasmissione. Un'appendice contiene delle tabelle utili per la costruzione di diagrammi circolari in coordinate cartesiane o polari.

Una pagina di richiami bibliografici generali ed un indice alfabetico delle materie chiudono l'opera.

Notiamo ancora con soddisfazione che l'autore usa con grande conseguenza il sistema di unità Giorgi nella forma razionalizzata.

Il libretto, oltre ad essere un esempio ammirabile di chiarezza didattica, è una fonte precisa e sicura di informazione anche per chi non è estraneo alla materia trattata. La presente II edizione, 1947, è la ristampa inalterata della I edizione del 1945 che era andata esaurita in breve tempo.

La veste tipografica è semplice e signorile; simpatico il piccolo formato, veramente tasca-bile.

w. st.

#### Philips Bücherreihe über Elektronenröhren.

La Biblioteca Tecnica della Philips ha pubblicato in Olanda questa collana doppiamente preziosa per i dati di funzionamento dei tubi elettronici della nota Casa e per gli schemi completi di ricevitori ed amplificatori, corredati persino dei dati di avvolgimento delle bobine; essendo disponibile ora in commercio anche il terzo volume, ed essendo già stato rifatto ed ampliato il primo, cogliamo l'occasione per recensire brevemente tutta la collana il cui contenuto non risente del tempo trascorso.

1° volume: **J. Deketh: Grundlagen der Röhrentechnik.**

Il volume serve di introduzione ai successivi e perciò tratta dei fondamenti di impiego dei tubi elettronici nei circuiti; esso è stato redatto in forma piana e concisa ma non per questo meno rigorosamente tecnica e scientifica. Passando in rassegna tutti i principali modi di funzionamento dei tubi nei circuiti l'Autore non si lascia sfuggire l'occasione per dare le formule e i dati necessari al progettista; l'opera risulta una delle più pregevoli sull'argomento e la forma linguistica insolitamente chiara per il tedesco le aggiunge pregio rendendola introvabile. Aperta da un cenno sulla costruzione dei tubi, è chiusa da formule e diagrammi di uso comune; veste tipografica fra le migliori.

La 2ª edizione (1941, 179 pp. con 206 figure) che è la prima importata in Italia, ha la mole e la composizione senza pretese di un buon manuale del quale si vedrebbe una traduzione in italiano, o almeno in francese, più volentieri che non quella della terza edizione (1946, 539 pp. con 361 figure ed inoltre 50 figure e numerose tabelle e diagrammi nell'appendice) sviluppata ed ampliata, anche tipograficamente, così da farne un trattato che, sebbene pregevole, trova non pochi confronti nella letteratura tecnica.

Dopo di ciò non ci resta che illustrare in breve le modifiche introdotte e le aggiunte. Sono stati estesi il capitolo sui principi di funzionamento dei tubi, sulla loro struttura e costruzione, sul loro impiego nei circuiti, quelli sulla amplificazione di potenza, sulla rivelazione e sul raddrizzamento, sulla conversione e regolazione automatica, sul rumore di fondo, sulla amplificazione ad onde corte, sulla reazione negativa ed infine sulla alimentazione delle valvole.

Sono invece stati introdotti i nuovi capitoli sul ronzio, sull'effetto microfonico, sulla durata di vita ed infine sui disturbi dovuti ad emissione secondaria. Il contenuto è praticamente raddoppiato ed il libro può far testo fra i consimili.

2º volume: **Daten und Schaltungen moderner Empfänger- und Kräftverstärkerröhren** (1940, 405 pp., con numerose figure, diagrammi e tabelle).

Questo volume è il manuale dei tubi elettronici Philips, descritti uno per uno per i tipi più recenti o in forma tabellare per quelli meno usati.

Premesse le definizioni ed i simboli delle caratteristiche elettriche dei tubi, vengono descritti i tubi per corrente alternata della serie E a 6 volt e successivamente quelli ad accensione diretta dalle rete a corrente continua o alternata, quelli per batteria a 2 volt, gli amplificatori di bassa frequenza, i raddrizzatori ed infine gli stabilizzatori. Tutti gli altri tipi non descritti nel terzo volume sono qui riuniti in tabelle che comprendono fra l'altro: termocroci, indicatori al neon, triodi a gas, tubi per televisione e ghiande, tubi a raggi catodici, regolatori, cellule ed infine gli schemi di connessione degli elettrodi allo zoccolo.

I vari modelli sono elencati in ordine alfabetico e numerico per facilitare la consultazione; ognuno è accompagnato da dati e curve talora preziose ai fini del progettista. Chiudono il volume molti schemi tipici di ricevitori e amplificatori ed una illustrazione di alcuni recenti strumenti di misura della Casa.

3º volume: **Daten und Schaltungen: Ergänzungsbau** (1942, 213 pp. con numerose figure, diagrammi e tabelle).

Come dice il titolo è un volume supplementare al precedente e comprende i tubi elettronici sviluppati nei due anni trascorsi dalla pubblicazione di quello: i tipi «chiave» coi relativi schemi di impiego, i tipi a 1,4 V per ricevitori a batteria e gli schemi dei circuiti ed infine i tipi da 100 mA di corrente di accensione per appar-

recchi ad alimentazione universale. Il volume, che illustra ancora la ECH4 e la EL50, si chiude con la presentazione di altri strumenti di misura e di servizio della Casa.

Esso è altrettanto curato degli altri ed è da poco in commercio anche in Italia, per ora chiude la serie dei manuali Philips sui tubi elettronici (r. 1.).

**W. T. Cocking: Wireless Servicing Manual** (Wireless World & Iliffe & Sons, ed. Londra, 1945, pp. VIII-328).

Dopo il «manuale del telegrafista» dovuto al Dowsett, questo manuale del radioriparatore, giunto alla sua settima edizione, è il più diffuso e venduto della collana predisposta dal «Wireless World».

Il popolare Autore ha ormai una autorità indiscussa nell'argomento e questa ultima e più recente sua opera ne dà una piena conferma. Scorrendone i 27 capitoli attentamente uno per uno troverete molto materiale nuovo sulle onde corte e ultracorte, sulla televisione e sui tubi e raggi catodici; ma negli altri capitoli su argomenti noti ormai a tutti ed apparentemente aridi da trattare constaterete sempre un'abile e chiara illustrazione corredata da molte osservazioni e da schiarimenti preziosi, talvolta impensati e sempre tali comunque da facilitare il lavoro del riparatore.

Alcune appendici, fra le quali una aggiornata sulle valvole più recenti, completano degnamente quest'opera preziosa di formato tascabile.

(r. 1.)

**W. T. Cocking: Television Receiving Equipment** (Wireless World & Iliffe and Sons Editori, Londra, 1945, pp. VIII-298).

Il ben noto Autore del più diffuso manuale inglese per il radioriparatore si è dedicato con non minore successo a quest'altra opera di pari mole e pari importanza.

La presentazione di copertina dice in sintesi che «questo libro spiega i principi di funzionamento dei moderni ricevitori televisivi e tratta il progetto delle loro parti essenziali. Amplificatori, convertitori di frequenza e rivelatori sono trattati tanto quanto le basi-tempo ed i separatori sincroni. I tubi a raggi catodici di tipo elettrostatico ed elettromagnetico ed i relativi sistemi di deviazione sono considerati assai in particolare; vi sono pure capitoli sulla ricezione sonora e sulla ricerca dei guasti».

Ma se queste parole sintetizzano il contenuto del libretto non ne dicono le lodi che formuliamo senza riserve per la vastità della materia trattata con la massima chiarezza e concisione e per la magistrale forma di esposizione. Schemi chiari, dati concreti ed esempi pratici ne fanno uno dei più consigliabili libri per chi voglia aggiornarsi su di una tecnica che copre da queste pagine stabilmente matura e definita. La buona veste editoriale è ancora quella di guerra



**THE JOURNAL OF THE INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS - Parte III Radio and Communication Engineering - Vol. 94 - Marzo 1947.**

- p. 89 — Notiziario.
- p. 90 — Raccolta di memorie sulla « Radio-Goniometria » (Direction-Finding). Indice.
- p. 21 — L'uso di schermi a rete per ridurre l'errore di polarizzazione di goniometri Adcock del tipo ad U. di R. L. Smith-Rose e W. Ross. (Resoconto di esperienze eseguite nel 1943-44 per stabilire l'efficienza di schermi piani, del diametro di ca. 31 m e con maglie di larghezza di 0,3-1 m, messi a terra, con e senza fili estesi radialmente della lunghezza fra 11 e 25 m, nella gamma di frequenza fra 3 e 10 MHz). 8 pp., 10 fig., 1 tab., 4 rif., bibl.
- p. 99 — Sviluppo e studio di un angolo-goniometro a telai distanziati per frequenze alte di W. Ross. (Principi di disegno di radio-goniometri a telai distanziati e descrizione di una esecuzione pratica, con le seguenti caratteristiche: area dei telai 1 m<sup>2</sup>, distanza fra i telai 3 m., gamma di frequenza 3-15 MHz). 9 pp., 11 fig., 8 rif., bibl.
- p. 108 — Errori nella radio-goniometria ad onde corte dovuti al sito ed al percorso di W. Ross. Risultati di una serie di ricerche sugli errori attribuiti alla conformazione della località, dove si trova il goniometro (errori di sito), e causati da irregolarità durante il percorso del raggio. 7 pp., 5 fig., 2 tab., 3 rif. bibliografici.
- p. 115 — Alcune esperienze su schermi conduttori per radio-goniometri del tipo con aerei distanziati ad U, nella gamma di frequenza 600-1200 MHz di R. R. Pearce. (Descrizione di un semplice goniometro rotativo ad U, usato per determinare l'efficienza di schermi piani per ridurre l'errore di polarizzazione; e di schermi del diametro non superiore di 4 di lamiera o di rete metallica con dimensioni di maglia minori di 1/12, gli errori diminuiscono fino a un grado di angolo) 1 1/2 pp., 4 fig.
- p. 118 — Localizzazione di temporali mediante radio-goniometria di F. Adcock e C. Clarke. (Dopo discussione delle principali fonti di errore dei goniometri a raggi catodici, con telai fissi incrociati, usati attualmente dall'Ufficio Meteorologico, si descrive un goniometro di tipo simile, molto perfezionato) 8 pp., 9 fig., 3 tab. 6 rif. bibliografici.
- p. 126 — Un radio-goniometro a telai distanziati per frequenze molto alte di F. Horner. (Descrizione di un goniometro sperimentale rotativo con telai distanziati per l'uso con onde polarizzate verticalmente nella gamma di frequenza 30-100 MHz; dimensioni: telai 28x28 cm., distanza 1,57 m.) 8 pp., 4 fig., 5 riferim. bibliografici.
- p. 133 — Discussione delle memorie precedenti davanti alla Sezione Radio, il 30 ottobre 1946, con risposta degli autori. 7 pp., 6 fig., 1 tab.
- p. 141 — Discussione su « Prove d'impulso su circuiti a larga banda » (artic. di D. C. Espley, E. C. Cherry e M. M. Levy, da pubblicarsi in Part. III A del Journal) 5 pp. 1 fig.
- p. 146 — Identificazione di linea chiamante nei centralini telefonici automatici di G. T. Baker. (Dispositivo automatico per identificare istantaneamente il numero di linea di un abbonato che effettua una chiamata). 7 pp., 7 fig., 4 rif. bibl.
- Idem, Vol. 94, Part. III, n. 29, Maggio 1947.
- p. 153 — Notiziario.
- p. 154 — Le caratteristiche di tensione di cavi al polythene di R. Davis, A. E. W. Austen e prof. Willis Jackson. (Determinazione delle caratteristiche ad alta tensione di cavi coassiali per radiofrequenza con dielettrico polythene; tensione di perforazione a frequenza industriale, influenza sull'angolo di perdita, prove di durata con tensioni di impulso, caratteristiche di scarica, riscaldamento e carico ammissibile in esercizio con impulsi periodici alla frequenza di 600 MHz). 12 pp., 13 fig., 7 tab., 7 rif. bibl. discussione, 5 pp. 9 fig.
- p. 171 — Gli elementi della propagazione d'onda secondo il concetto d'impedenza di H. G. Booker. (Memoria di eminente valore didattico, nella quale i fenomeni di propagazione vengono derivati senza esplicito riferimento alle equazioni di Maxwell, mediante generalizzazione della teoria delle linee di trasmissione, con l'introduzione della impedenza di campo in analogia all'impedenza di circuito). 28 pp., 22 fig., 3 tab., 4 rifer. bibl., discussione 4 pp.
- p. 203 — Metodo di calibrare generatori di segnali campione ed attenuatori per radiofrequenza di G. F. Gainsborough. (Dispositivo di grande precisione per misure fra 3 e 3000 MHz). 8 pp., 13 fig., 12 rif. bibl.
- p. 211 — Apparecchiatura ad alta selettività per misure di trasmissione di circuiti di trasmissione di D. G. Tucker. (Misura del guadagno (attenuazione) in sistemi moderni di telecomunicazione, senza disturbare il normale traffico) 5 1/2 pp., 4 fig., 9 rif. bibl.
- p. 216 — Discussione su « Progetto ed applicazione di linee aperte di trasmissione e di conduttori per sistemi di radiofrequenza ». (Articolo di F. C. McLean e F. D. Bolt, vedi Part. III, vol. 93, p. 191).
- p. 218 — Larghezza di banda e velocità di risposta ai transitori come criterio di funzionamento per amplificatori per impulsi e per televisione di D. G. Tucker. (Confronto fra i due metodi principali di descrivere il funzionamento di amplificatori: larghezza di banda e velocità di risposta ad un segnale transitorio. Viene dimostrato che i due metodi danno risultati equivalenti, se la larghezza

di banda viene misurata fra due punti 3 db al di sotto del valore corrispondente alla frequenza di misura e se la velocità di risposta viene dedotta dalla pendenza della curva di risposta a metà dell'ampiezza nello stato stazionario). 9 pp., 7 fig., 3 tab., 24 rif. bibl.

p. 227 — **Discussione su « Il progetto di circuiti a banda allargata per radiorecettori ».** (Articolo di D. H. Hughes, vol. 93, part. III, n. 22 marzo 1946, p. 87).

p. 228 — **Discussione su « Economia e richieste soggettive riguardo le dimensioni delle immagini televisive ».** Riunione di discussione della Sezione Radio, 26 novembre 1946.

#### THE BELL SYSTEM TECHNICAL JOURNAL. - Vol. XXVI - N. 1 - Genn. 1947.

p. 1 — **Sviluppo di rettificatori a cristallo di silicio per ricevitori di radar a microonde** di J. H. Scaff e R. S. Ohl. (Descrizione dei perfezionamenti subiti dai rettificatori a cristallo e loro applicazioni. Nuovi tipi prodotti con nuovi procedimenti nel 1944, quali il tipo 1N25 possono funzionare correttamente a frequenze superiori a 24.000 MHz). 30 pp., 18 figure e grafici.

p. 31 — **Correnti di base e laterali in risonatori cavi cilindrici** di J. P. Kinzer e I. G. Wilson. (Formule matematiche e diagrammi molto interessanti illustranti l'andamento della distribuzione della corrente per diversi modi). 38 pp., 50 figure e diagrammi.

p. 80 — **Equazioni di primo e secondo ordine per cristalli piezoelettrici espresse in forma tensoriale** di W. P. Mason. (Il comportamento di certi cristalli piezoelettrici, particolarmente dei Sali di Rochelle e dei cristalli di tipo ferroelettrico è esaminato matematicamente facendo uso del metodo dei tensori) 58 pp., 9 fig..

p. 139 — **Il rettificatore polarizzato ideale** di W. R. Bennett. 30 pp., 21 fig. e diagrammi.

p. 170 — **Proprietà ed usi dei termistori, resistori termicamente sensibili** di J. A. Becker, C. B. Green e G. L. Pearson. (Costruzione, tecnologia e applicazioni, specie nel campo della termometria, dei circuiti limitatori, dei compensatori, della misura di potenza alle iperfrequenze, degli oscillatori ecc. di questi nuovi elementi resistivi ottenuti per sinterizzazione di semiconduttori, che presentano un coefficiente di temperatura fortemente negativo. Di questo articolo di grande interesse daremo un'ampia recensione) 42 pp., 25 fig. e diagrammi, 15 rif. bibliografici.

#### RCA REVIEW - Vol. VIII - N. 1 marzo 1947.

p. 5 — **Ricevitori per televisione** di A. Wright (Ultimi perfezionamenti introdotti nella tecnica dei videorecettori) 24 pp., 27 fig., 1 tav. fuori testo con schema.

p. 29 — **Stato attuale e future possibilità del microscopio elettronico** di J. Hillier. (Breve descrizione generale e delle applicazioni del microscopio elettronico. Viene messa a punto l'attuale situazione che consente ingrandimenti dell'ordine di 100.000 diametri con un potere risolutore di circa 10 A. Si prevede che ulteriori progressi potranno verificarsi usando protoni anziché elettroni ammesso di superare le enormi difficoltà tecniche relative). 14 pp. 2 fig.

p. 43 — **Alimentatori a R. F. di alta tensione per televisione** di R. S. Mautner e O. H. Schade. (Vengono pubblicati molti dati sul noto sistema impiegante, quale generatore di alte tensioni, un oscillatore a radio frequenza la cui tensione, elevata mediante un trasformatore accordato, viene raddrizzata da diodi. Il sistema è stato descritto in T. E. n. 5-6, Vol. I. Viene dato l'esempio del calcolo e della realizzazione di un alimentatore da 75 watt, a 90 kV e di uno da 10 watt da 30 kV). 38 pp., 23 fig. e diagrammi.

p. 82 — **Determinazione dei valori di corrente e dissipazione per tubi raddrizzatori ad alto vuoto** di A. P. Kauzmann. (Dati generali per varie condizioni di funzionamento). 16 pp., 5 fig. e tabelle.

p. 98 — **Circuiti deflettori per televisione. Parte I. Nuclei di ferro stampato per l'uso nei circuiti di deflessione orizzontale** di A. W. Friend. (Vantaggi economici e tecnici derivanti dall'impiego di nuclei, ad alto Q, stampati con ferro polverizzato. Nella parte II viene trattata la teoria ed il progetto di sistemi combinati di deflessione orizzontale a basse perdite e di sistemi alimentatori di alta tensione). 41 pp., 28 fig. e diagrammi.

p. 139 — **Il ricevitore tascabile** di J. L. Hathaway e W. Hotine. (Descrizione di un ricevitore di tipo tascabile realizzato per le comunicazioni fra studio e operatori negli impianti televisivi della N.B.C. Vengono prospettate altre applicazioni. Pesa solo una libra e mezza e funziona su circa 30 MHz) 8 pp., 8 fig. e schemi.

p. 147. — **Misure di potenza di tubi amplificatori Classe B** di D. P. Heacock, 11 pp., 8 fig.

p. 158 — **Ampiezza relativa delle frequenze laterali nella modulazione telegrafica normale e a spostamento di fre-**

quenza di G. Wickizer. (Il sistema F. S. K., descritto su T. E., n. 2, vol. II, p. 143, richiede una minore ampiezza di banda). 11 pp., 7 figure.

#### WIRELESS ENGINEER. - Vol. XXIV - N. 286 - Luglio 1947.

p. 191 — **Editoriale. Modulazione di ampiezza e di frequenza.**

p. 192 — **Trasmissione nelle guidaonde** di A. M. Woodward. (E' sviluppata la teoria della trasmissione di on'onda  $H_{01}$  in un guidaonde rettangolare contenente sostegni in dielettrici solidi. Sono riportati valori numerici nel caso di dielettrico costituito da polithene). 4, 5 pp., 5 fig. 6 rif. bibliografici.

p. 197 — **Raffronto fra modulazione di ampiezza e modulazione di frequenza** di M. G. Nicholson. (Esame critico molto interessante che, puntando su circuiti limitatori di disturbi molto perfezionati giunge a conclusioni favorevoli alla M. d. A. Daremo una più ampia recensione di questo articolo). 12 pp., 9 fig., 27 rif. bibliografici.

p. 209. **Trasformatori a radio frequenza a larghissima banda** di D. Maurice e R. H. Minns. (Lavoro iniziato a p. 177 del numero di Giugno). 8 pp., 13 fig., 3 rif. bibliografici.

#### L'ONDE ELECTRIQUE - Vol. 27 - N. 242 - Maggio 1947.

p. 173 — **Tecnica ed evoluzione del radar di Demanche.** (Una trattazione completa che comprenderà le seguenti parti: equazione del radar e scelta dei parametri fondamentali, organi essenziali di un radar, trasmissione ricezione, antenne, apparecchi indicatori. Ha inizio la prima parte) 10, 5 pp., 9 figure.

p. 184 — **Guadagno e sensibilità degli stadi amplificatori e convertitori per onde metriche e decimetriche** di J. O. Strutt. 9 pp., 12 fig., 18 rif. bibliografici.

p. 194 — **Sulla teoria degli amplificatori a onde progressive** di A. Blanc-Lapierre, P. Lapostolle, J. P. Voge e R. Wallauschek. (Studio analitico del tubo ad onda viaggiante sul quale daremo prossimamente maggiori ragguagli). 9 pp., 9 fig. 7 rif. bibliografici.

p. 203 — **Sul circuito ad elica utilizzato nei tubi ad onda progressiva** di E. Roubine. (Analisi matematica). 6 pp., 5 figure.

p. 209 — **Similitudine dei tubi a vuoto** di F. H. Raymond. (Una nota relativa all'articolo « Applicazione dell'analisi dimensionale ai tubi a vuoto funzionanti ad altissima frequenza » apparsa nell'O. E. del maggio 1946). 4 pp., 3 rif. bibliografici.

## AVVISI ECONOMICI

Vendo valvole 866 - A - B - E  
/DGC4 /1000N. Ricevitore onde  
ultracorte del tipo BC 1046/8.  
Philco Co a C. C. a tre tubi.  
Rivolgersi IIRO Luciano Zerbini  
S. Carlo, 8 - Modena.

## ELENCO DEGLI INSERZIONISTI

Api	pag. 299
Artelma	» 299
Arte della radio	» 304
Belotti	» 297
Bertoncini	1° Copertina
Brown Boveri	2° Copertina
Electa	pag. 210
Fimi	» 212
Energo	» 301
Gamba	» 304
General Radio	» 300
Geloso	3 Cop. - 213
Icare	pag. 306
Il Rostro	» 301
Odetti	» 203-296
Marelli	» 303
Ninni e Roluti	» 302
Nova	» 209
Paravicini	» 298
Philips	4° Copertina
Radio Scientifica	pag. 299
R. N. R.	» 211
R. S. T.	» 214
Sep	» 296
Telettra	» 306
Vara	» 304
Vertola	» 296

## ERRATA CORRIGE

### Fascicolo II

Il titolo completo del grafico nella tavola fuori testo è: "ABACO PER DETERMINARE LO SPESSORE DEI QUARZI TAGLIO X...

### Fascicolo III

A pag. 264, colonna 2a, rigo 10o, leggesi:

$$1/1 + \omega^2 C^2 R_s R_B$$

A pag. 266 le colonne 3a e 4a della voce "Cristalli ad alta tensione inversa,, vanno ordinate come segue:

WED172925 cristallo di controllo	1N34 diode
E3 15 mV	V <sub>r</sub> 10 V
R <sub>B</sub> 0,06 (-50 V)	I <sub>f</sub> 5 mA (+1 V)
0,25 (-5 V)	R <sub>B</sub> 0,025 (-50 V)
I <sub>F</sub> 5 mA	0,2 (-10 V)
R <sub>30</sub> 2	V <sub>B</sub> 50 V

## I manoscritti dei seguenti autori sono stati presentati alla redazione:

Galani	27 - 8 - 1946
Lombardini	9 - 10 - 1946
Lentini	20 - 8 - 1947
Migneco	15 - 7 - 1946
Motto	2 - 8 - 1947
Sinclair	15 - 9 - 1946
Stawski	8 - 7 - 1947
Trachman	10 - 9 - 1946

A termini di legge è riservata la proprietà degli articoli fotografie e disegni. Gli articoli firmati non impegnano la Direzione.

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo Terzo

Stampato presso l'ISTITUTO GRAFICO AGNELLI Milano  
Via Statuto num. 17 - Telefono num. 67.189

Zinchi della ZINCOGRAFIA ITALIANA  
Via Hajeck 20 - Telefono 50.292 - Milano

Concessionaria per la distribuzione in Italia:  
S. T. E. - Corso Sempione n. 6 - Milano

Autorizzazione P. W. B. N. 196

# S·E·P

DR. ING. S. FERRARI

STRUMENTI ELETTRICI DI PRECISIONE

*Strumenti di misura per bassa ed alta frequenza \* Cristalli di quarzo per dilettanti e di precisione \* Termocoppie in aria e nel vuoto \* Riparazioni di qualunque tipo di strumenti di misura.*

MILANO - VIA PASQUIROLO 11 - TEL. 12.278

## Laboratorio

Costruzione Trasformatori

## VERTOLA AURELIO

Trasformatori di modulazione - Impedenze a nido d'ape per trasmissione - Trasformatori AF e BF e alimentazione - Entrata e uscita PP classe A e B - Impedenze a ferro - Trasformatori AF - Cervelli e Gruppi - Trasformatori MF - Avvolgimenti a nido d'ape - Trasformatori trifasi - Riavvolgimenti

**MILANO**

VIALE CIRENE N. 11 - TELEF. 54.798



**PRESA A - T N. RA/131**

**PRESA FONO N. RA/132**

**PRESA RETE N. RA/133**

Serie di tre prese contraddistinte rispettivamente con le diciture:

**A-T** (antenna terra), **FONO RETE**

Realizzate in bachelite stampata con due boccole elastiche in bronzo fosforoso, argentate.

Solo tre fori necessitano per il montaggio nei telai (chassis) di cui uno per il fissaggio a mezzo vite incorporata. Particolarmente adatte per piccoli apparecchi date le loro minime dimensioni d'ingombro.

MILANO - VIA LEPANTO 1 - TEL. 691.198

# ING. S. BELOTTI & C. - S. A.

Telegr. { INGBELOTTI  
MILANO

MILANO  
PIAZZA TRENTO 8

Telefoni { 52.051  
52.052  
52.053  
52.020

## GENOVA

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

## ROMA

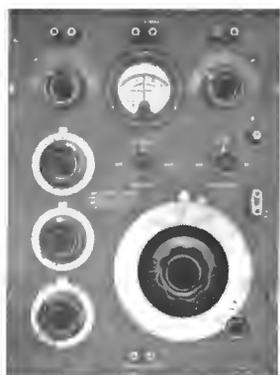
Via del Tritone, 201  
Telef. 61.709

## NAPOLI

Via F. Crispi, 91  
Telef. 17.366

Apparecchi

## GENERAL RADIO



della

**General Radio  
Company**

Strumenti

## WESTON

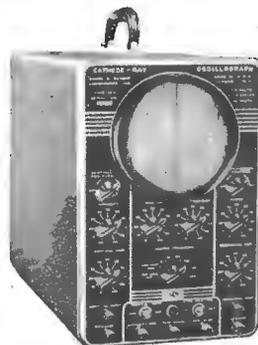


della

**Weston Electrical  
Instrument Corp.**

Oscillografi

## ALLEN Du MONT



della

**Allen B.  
Du Mont Inc.**

## LABORATORIO

PER LA RIPARAZIONE E LA RITARATURA

DI

## STRUMENTI DI MISURA

WESTON E DELLE ALTRE PRIMARIE MARCHE

# A e S S e

MILANO - Via Rugabella, 9

Telefono 18-276



Q - METRO Tipo MA 96

### Xamax - Zurigo

Interruttori e commutatori a scatto per apparecchiature

### Cerberus G.m.b.H. - Bad Ragaz

Impianti di segnalazioni degli incendi

### Metrohm A. G. - Herisan

Condensatori variabili campione  
Condensatori a decadi  
Ponti RCL  
Ponti per elettrolitici  
Ponti per misure di capacità  
Q - metri  
Voltmetri a valvola  
Raddrizzatori stabilizzati al 0,005 %  
Campioni secondari di frequenza  
Oscillatori RC di grande precisione  
Oscillatore campione per AF da 98 KHz a 32 MHz  
Oscillografi di grande precisione  
Misuratori d'uscita  
Teraohmmetri fino a 10 teraohm (per alimentazione dalla rete)  
Potenziometri a valvole  
Potenziometri di precisione  
Commutatori di precisione

## MACCHINE BOBINATRICI PER INDUSTRIA ELETTRICA

### Semplici:

per medi e grossi avvolgimenti.

### Automatiche:

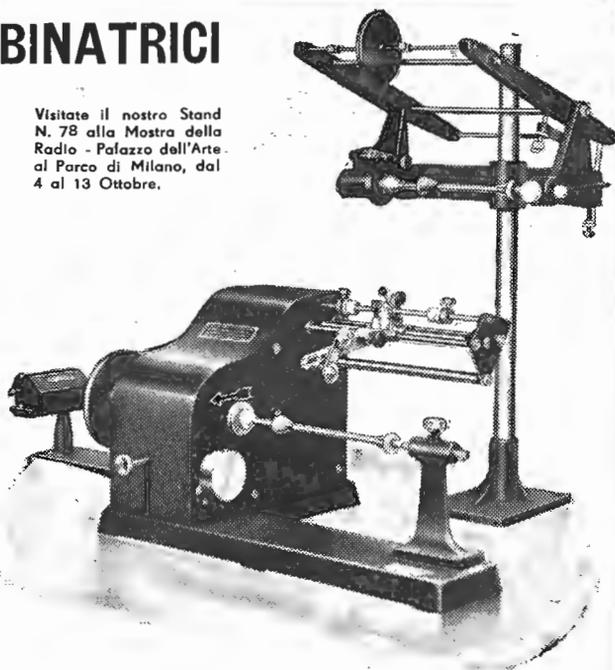
per bobine a spire parallele o a nido d'ape.

### Dispositivi automatici:

di metti carta - di metti cotone a spire incrociate.

**CONTAGIRI** BREVETTI  
E COSTRUZIONI NAZIONALI

Visitate il nostro Stand N. 78 alla Mostra della Radio - Palazzo dell'Arte - al Parco di Milano, dal 4 al 13 Ottobre.



ING. R. PARAVICINI - MILANO VIA SACCHI, 3 - TELEFONO 13-426

# RSCM

## COSTRUZIONI

### RADIO

Officina Costruzioni Radio  
Via Canaletto, 14 - MILANO

**Concessionaria esclusiva per la vendita**

*Società Commerciale i. n. c.*

## RADIO SCIENTIFICA

MILANO

VIA ASELLI, 26 - TELEFONO 292.385

**Tutto il materiale  
per radiomeccanici**

Scatole montaggio - Scale parlanti - Telai  
Gruppi A. F. - Medie Frequenze - Tra-  
sformatori d'alimentazione - Trasforma-  
tori d'uscita - Altoparlanti - Condensa-  
tori elettrolitici, a carta, a mica - Condensa-  
tori variabili - Resistenze - Minuterie  
metalliche - Zoccoli per valvole - Valvole  
Manopole - Schermi - Squadrette - Mobili  
per radio - Fonotavolini - ecc.

**PREZZI IMBATTIBILI**

**Radiomeccanici:** *interpellateci  
prima di fare i vostri acquisti -  
troverete da noi merce ottima a  
prezzi minimi.*

SOCIETÀ IN ACCOMANDITA SEMPLICE

# artelma

**ARTICOLI ELETTROINDUSTRIALI  
DI M. ANNOVAZZI**

FILI rame smaltato da 0,02 a mm. 2 - FILI rame  
smalto seta e smalto cotone - FILI rame rosso  
coperti seta, cotone e carta - FILI rame stagnato  
FILI «Litz» a 1 seta e 2 sete - CORDONI ali-  
mentazione a 2 - 3 - 4 - 5 e 6 capi - FILI Pus-bak  
CAVETTI griglia schermo, microfoni e pick-  
up - CALZE rame stagnato, piatte e tonde  
CORDINE flessibilissime speciali per collega-  
menti bobine mobili A. P., antivibranti, in si-  
milargento, nude e coperte - FILI di collega-  
mento, per uscita trasformatori, in rame stagna-  
to sez. 0,25, isolati in gomma a 6 colori - CA-  
VETTI sterlingati - TUBETTI sterlingati in seta e  
cotone - TUBETTI sintetici - MATERIALI isolanti

*milano*

VIA PIER CAPPONI 4 - TELEF. 41-480

# A.P.I.

APPLICAZIONI PIEZOELETTRICHE ITALIANE

Cristalli di quarzo di  
precisione e per O. M.  
Campioni di frequenza  
Quarzi per ultrasuoni  
e per applicazioni varie  
Microfoni Piezoelettrici

MILANO

VIA GAETANO DONIZZETTI N. 45



QUANTO OCCORRE PER LA RADIO

Bonetto

**GENERAL RADIO**

MILANO - VIA BIANCA DI SAVOIA 2 - TELEF. 578'835

P. 5

ELETRONICA

Commissionaria di vendita della **S. A. FIVRE** e **S. A. SALEA**

Valvole termoioniche, lampade per illuminazione, radioprodotti AROS, fili smaltati, lega per saldare, paraf staccate.

**RR3** *il ricevitore più economico*



La I.C.A.R.E. presenterà alla  
Mostra della Radio il nuovo  
ricevitore a 4 valvole **RR4**  
Visitateci allo Stand N. 66

**I.C.A.R.E.**

ING. CORRIERI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRICHE  
MILANO - VIA MAIOCCHI 3 - TELEFONO 270.192

*edizioni* **IL ROSTRO**

VIA SENATO 24 - MILANO



Presso la nostra amministrazione  
e presso le migliori librerie sono  
in vendita le seguenti monogra-  
fie di radiotecnica:

MONOGRAFIA N. 2

N. Callegari

**TRASFORMATORI DI ALI-  
MENTAZIONE E DI USCITA  
PER RADIORICEVITORI**  
Progetto e Costruzione  
(3ª ristampa) **prezzo L. 150**

MONOGRAFIA N. 7 (novità)

G. Coppa

**LA DISTORSIONE NEI  
RADIORICEVITORI**  
**prezzo L. 160**

**FILO AUTOSALDANTE A FLUSSO RAPIDO  
IN LEGA DI STAGNO**



specialmente adatto per industrie Radioelettriche, Strumenti  
elettrici di misura, Elettromeccaniche, Lampade elettriche,  
Valvole termoioniche - Confezioni per Radiorivenditori, Radio-  
riparatori, Elettricisti d' Auto, Meccanici.

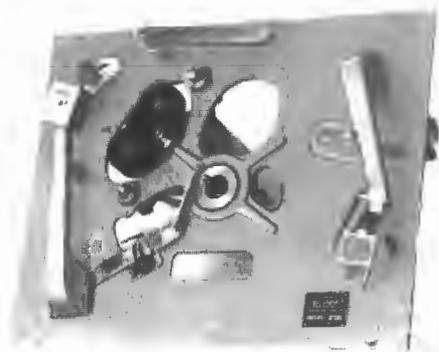
Fabbricante **ENERGO** - Milano Via P. Martini 10 Tel. 287.166

Concessionaria per la rivendita:

**Ditta G. GELOSO** - Milano Viale Brenta 29 - Telef. 54.183

Produzione della Società

# NINNI & ROLUTI



nuovi  
modelli  
per  
incisione



**Fonoincisori automatici di precisione a due velocità**  
**Complessi fonografici a due velocità**  
**Puntine speciali per incisione e per riproduzione**  
**Dischi vergini per incisione italiani ed esteri**  
**Amplificatori speciali per incisione, etc., etc.**

## TORINO

CORSO NOVARA N. 3 - TELEFONO N. 21.511

**MAGNETI  
MARELLI**



**...la voce di ogni  
strumento con  
gli impianti di  
diffusione sonora  
magneti marelli**

**FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI  
MILANO**

**ARTE** DELLA **RADIO**

**ARTE** DELLA **RADIO**

**ARTE** DELLA **RADIO**



*modelli originali, estetica dei prodotti, pubblicità in tutte le sue forme, mettendovi a disposizione gli specialisti e l'attrezzatura più adatti, in modo da assicurare la rapida e perfetta attuazione di ogni Vostra iniziativa*

MILANO - GALLERIA DEL CORSO 4 - TEL. 76.145

**V. A. R. A. RADIO S. R. L.**

TORINO - CORSO CASALE 137 - TEL. (prov.) 682.415

*produzione 1948:*

**MOD. 607** Supereterodina 5 valvole - 5  
gamme d'onda - tipo lusso.

**MOD. 608** Supereterodina 5 valvole  
2 gamme d'onda  
Riproduzione perfetta.

*Fabbricazione in grande serie di minuterie metalliche tornite e tranciate per radiofonia e telefonia ed affini*

Soc.

*F.lli*

An.

**Gamba**

S e d e : **MILANO** - Via G. Dezza n. 47

Uffici : Telefono n. 44.330

Magazzino : Telefono n. 44.321

Stabilim. : **MILANO** - Via G. Dezza n. 47

BREMBILLA (Bergamo)

Tel. S. Pellegrino 55 int. 17

# *14<sup>a</sup> Mostra Nazionale*

DELLA RADIO



# SIEMENS

# RADIO

## SERIE 1947 - 1948

- SIEMENS 526: Un gioiello.
- SIEMENS 547: Apparecchio di stile.
- SIEMENS 552: Radiofonografo economico di qualità.
- SIEMENS 648: Apparecchio di classe.
- SIEMENS 653: Radiofonografo di gran lusso.
- SIEMENS 8108: Vero strumento musicale.
- SIEMENS 8113: Radiofonografo da gran concerto.

**SIEMENS SOCIETÀ PER AZIONI**

**29 VIA FABIO FILZI - MILANO - VIA FABIO FILZI 29**

UFFICI IN FIRENZE - GENOVA - PADOVA - ROMA - TORINO - TRIESTE

LA SOCIETÀ PER AZIONI

# TELETTRA *Milano - Via Marconi, 3 - Telef. 584.176*

LABORATORI DI TELEFONIA ELETTRONICA E RADIO

**Comunica** che oltre alle ben note ed apprezzate  
Apparecchiature per telefonia a frequenza vettrice  
Apparecchiature per telefonia ad onde convogliate  
a modulazione di ampiezza e di frequenza

Apparecchiature per telemisure e telecomandi  
Apparecchiature Super Audio per telescriventi  
è in grado di offrire alla Spett. Clientela

Stabilizzatori statici di tensione da 100-250-500 Watt

Generatori di segnali campioni

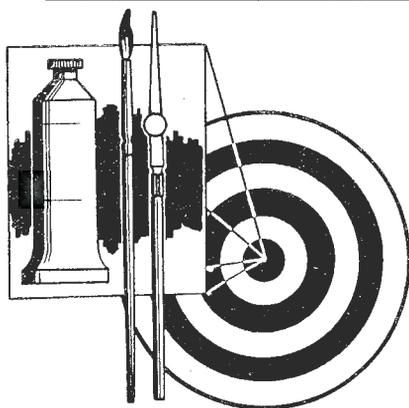
Voltmetri elettronici amplificatori - Voltmetri selettivi

Valtmetri logaritmici - Analizzatori d'onda

ed altri apparecchi speciali nel campo della  
TELEFONIA AD ALTA FREQUENZA

**TELETTRA** è sinonimo  
di ALTA CLASSE

PREVENTIVI E ILLUSTRATIVI A RICHIESTA



*Centrate giusto  
per le vostre  
occorrenze in*

## STUDIO ARTISTICO PUBBLICITARIO

BOZZETTI, CARTELLI, PIEGHE-  
VOLI, FOTOMONTAGGI, ARTE  
GRAFICA, EDIZIONI, STAND,  
FIERE E NEGOZI.

rivolgetevi a:

**Studio A P**  
MILANO - VIA SENATO 24



General  
radio

QUANTO OCCORRE PER LA RADIO

Bonetto

**GENERAL RADIO**

MILANO - VIA BIANCA DI SAVOIA 2 - TELEF. 578'835

P. 5

ELETRONIC

**Commissionaria di vendita della S. A. FIVRE e S. A. SALEA**  
Valvole termoioniche, lampade per illuminazione, radioprodotti AROS, fili smaltati, lega per saldare, parti staccate

**Industriali!** applicate l'elettronica all'industria



**Generatore Elettronico  
ES 301 1 Kw**



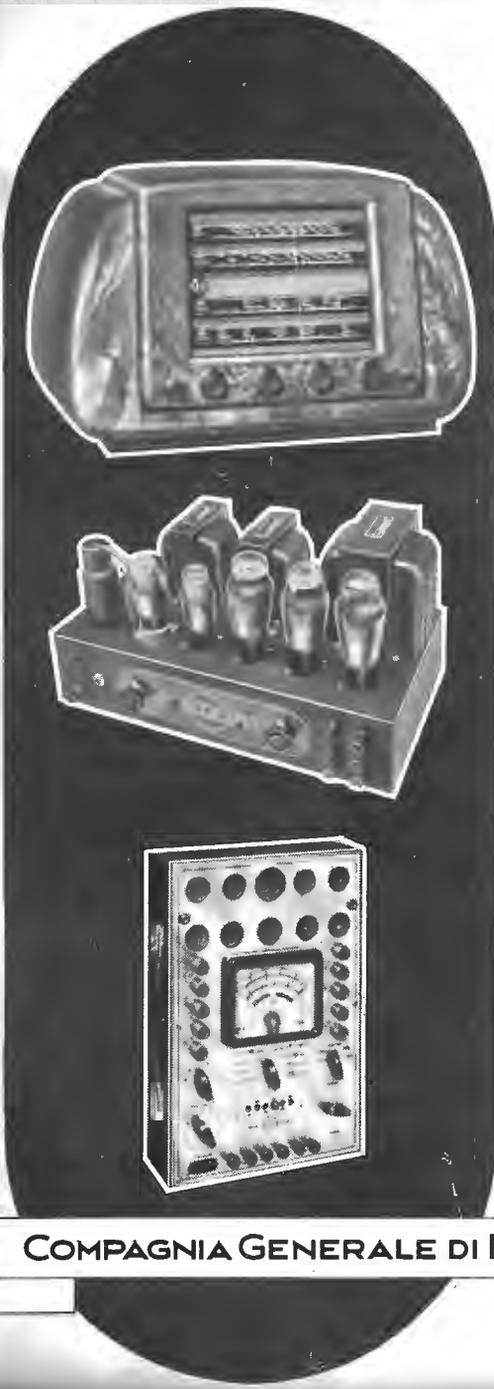
**Generatore Elettronico  
ES 302 2 Kw**



**Metalloscopio a Ultrasuoni  
tipo MI rus 3**

APPLICAZIONI ELETTRONICHE  
**RADIO NON RADIO**  
Milano - Via N. d'Apulia 7, tel. 287-385





RADIORICEVITORI  
AMPLIFICAZIONE  
STRUMENTI di MISURA  
*per radiotecnica*



Apparecchi radio soprammobile e radiofonografi. Materiale di amplificazione per impianti fissi e volanti (amplificatori, microfoni, altoparlanti). Strumenti di misura da laboratorio e portatili per tutte le applicazioni di radiotecnica.

COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITÀ - MILANO

La

RST

MILANO • VIA UNIONE 7 • TELEF. 13.595

*a nome anche delle sue Rappresentate esclusive, ringrazia cordialmente gli amici che hanno voluto visitarne l'esposizione alla 14° Mostra della Radio, in particolare ringrazia quanti - rendendosi pieno conto delle difficoltà di vario ordine che devono venir risolte nella produzione di strumenti di precisione - hanno durante i mesi scorsi atteso che potessero venir evasi i loro ordini, coglie infine l'occasione per riassumere la situazione attuale per quanto riguarda le possibilità di consegna:*

## **Champion :**

---

dato il crescente successo di questi radioricevitori, dobbiamo riservarci dichiarazioni di carattere generale e pregarVi di volerci interpellare di volta in volta.

## **I. C. E. :**

---

gli strumenti di misura di alta precisione vengono regolarmente consegnati in 20 giorni. Di **Tester universali Mod. 600** esiste una limitata possibilità di consegna pronta.

## **Metrad :**

---

nessuna disponibilità immediata di **Generatori di Segnali Campione Mod. 105 S** che hanno incontrato un'accoglienza, francamente, superiore ad ogni previsione. Accettiamo prenotazioni per consegna a 90 giorni

## **Mial :**

---

**Modulatori Elettronici di frequenza Mod. 642 :** esiste una limitata possibilità di consegna pronta.

**Oscillatore modulato supercompatto Mod. 145 :** pronta consegna.

**Oscillatore di alta e bassa frequenza Mod. 1146 :** accettiamo prenotazioni per la seconda serie, consegna a 20 giorni.

**Ponte Universale R.C.L. miniaturizzato Mod. 1246 :** la prima serie è completamente esaurita. Accettiamo ora prenotazioni per consegna a 30 giorni.

**Voltmetri elettronici 944** ed amplificatori a larga banda 1145: esiste una limitata possibilità di consegna pronta.

**Altri strumenti MIAL :** spiacenti, ma non abbiamo alcuna disponibilità, ne possiamo attualmente impegnarci.

**Condensatori in mica metallizzata :** consegne regolari, sino a saturazione del programma di produzione.

## **Case estere :**

---

nessuna disponibilità immediata. Preghiamo quanti avessero interesse a questi prodotti di volerci singolarmente interpellare.

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA TELECOMUNICAZIONI E SCIENZE AFFINI  
DIRETTA DA ADRIANO PASCUCCI



IN QUESTO NUMERO:

	pag.
Notiziario	314
EDITORIALE - Significato di un congresso	317
SINCLAIR - Misure a frequenze elevate	319
TERRA - Circuiti elettrici a regime sinusoidale e non permanente	335
DI ROBERTO - Le prescrizioni di fornitura nell'industria radioelettrica	345
PARENTI - Metalloscopi elettronici	353
ELECTRON - Introduzione al microscopio elettronico	367
RUBRICA DEI RADIANTI	
MOTTO - L'antenna a fascio orientabile per 20 e 10 m di IIR M	373
Lettere al direttore	383
Collaboratori	389
Libri	390
Rivista delle Riviste	391

REDAZIONE GRAFICA DI ORESTE PELLEGRINI

VOLUME II N. 4

EDITRICE "IL ROSTRO"

DIREZIONE AMMINISTRAZIONE - VIA SENATO 24 - MILANO - TELEF. 72.908

PUBBLICITÀ: ALFONSO GIOVENE - VIA SENATO 24

Una copia L. 300 - Abbonamento per il periodo Luglio-Dicembre - (6 num.) L. 1600

## Ripresa delle lezioni all'Istituto Radiotecnico di Milano

Martedì 14 ottobre si riapriranno le tre Sezioni dell'Istituto Radiotecnico di Milano.

La Sezione Professionale (tre semestri consecutivi) è serale, accelerata ed essenzialmente sperimentale. Crea tecnici per la radio, l'elettrotecnica, la telefonia, la tecnica del vuoto e operatori telegrafisti e radio.

La Sezione Periti (5 anni) è diurna e crea Periti Industriali Radiotecnici.

La Sezione Superiore, biennale, nella quale viene data la massima importanza alle esercitazioni di laboratorio, è serale e porta al conseguimento del titolo di Progettista Radiotecnico, oppure Progettista Elettrotecnico, oppure Progettista in Telefonia.

Per ogni schiarimento rivolgersi alla Segreteria dell'Istituto, Milano, via Circo, 4, telefono 82-561.

## Una antenna verticale di 750 metri

Si ha notizia che durante la guerra era stata studiata e sperimentata, in Germania, un'antenna supportata da un elicottero frenato (nel senso cioè di essere collegato a terra mediante cavi) ed azionato elettricamente tramite cavi e generatori sistemati al suolo.

Questo sistema fu sperimentato con successo ottenendo voli di circa mezz'ora ad una altezza di 750 metri e di oltre due ore a 500 metri.

Tutto il complesso era sistemato su quattro camion che provvedevano al trasporto dell'elicottero e della relativa piattaforma di lancio, nonché del sistema di cavi e dei generatori.

La velocità di salita dell'elicottero era tale da poter raggiungere una quota di 600 metri in circa 7 minuti. Il motore dell'elicottero, della potenza di circa 200 cavalli era alimentato a 2000 volt.

Gli stessi cavi di ancoraggio servivano per l'alimentazione del motore e per portare l'energia a radiofrequenza.

Incidentalmente ricordiamo di aver udito, nel 1933, proporre da P. L. Bargellini, allora studente, l'impiego probabilmente per scopi diversi (irradiazione di segnali televisivi) di una antenna supportata da un sistema di palloni frenati.

## Congresso della Società Italiana di Fisica

Ricorrendo quest'anno il cinquantenario della fondazione della Società Italiana di Fisica, si terrà a Como nei giorni 5, 6, 7 ed 8 novembre il congresso della Società secondo questo programma di massi-

ma: celebrazione del cinquantenario della Società, comunicazioni scientifiche dei Soci, rassegne scientifico - tecniche, questioni interne della Società.

Maggiori informazioni potranno richiedersi alla Società stessa, via Saldini, 50, Milano.

## Novità nell'industria - Tecnici italiani all'estero

Il giorno 11 settembre è partito, per un transitorio rimpatrio, alla volta dell'Argentina il nostro affezionato collaboratore Dr. Ing. Mario Castellani. Nell'attesa di sue notizie prima, di rivederlo fra noi poi, vadano all'Ing. Castellani gli

auguri ed i saluti di tutta la redazione di T. E.

L'ing. Marino della Rocca, noto specialista della tecnica della piezoelettricità ha lasciato l'Italia per assumere la direzione di alcuni reparti di un importante gruppo industriale del campo radio in Spagna.

## Un movimento dissidente in seno alla A.R.I.

Per iniziativa di alcuni OM milanesi si è costituito un Comitato dissidente nei confronti della Associazione Radiotecnica Italiana, secondo quanto comunica una circolare emanata dal Comitato Direttivo (via Pasquirolo, 17 Milano) di quel Movimento Dissidente, in data 9 agosto.

Sono state successivamente

tenute delle riunioni che hanno attualmente portato alla nomina a reggente di Sezione del Dr. Ing. Renzo Pasquotti.

Il comitato direttivo è costituito, provvisoriamente, dai seguenti membri:

Dr. R. Pera (11 AB), F. Crespi (11 SM), R. Levi (11 AC), D. Maestroni (11 MN), R. Sellari (11 TV).

## Elezioni per il consiglio della A.R.I. per il biennio 1948-49

Secondo quanto annunciato nel Bollettino Integrativo N. 1 della Associazione Radiotecnica Italiana e successivamente confermatoci dal presidente Ing. Montù le elezioni del Consiglio attualmente in carica e scadente il 31 dicembre ver-

anno indette nella prima quindicina di novembre. E' stato deciso di non proporre alcuna lista affinché la scelta dei Soci sia la più libera possibile.

Sembra che le elezioni avranno luogo mediante referendum personale a scheda.

## 1° Congresso dei Radianti a Pisa

A Pisa, nell'aula magna dell'Università, nei giorni 7 ed 8 settembre si è tenuto il 1° Congresso Nazionale del Gruppo Radianti del Radio Club d'Italia e di tutti i radianti italiani.

Organizzato in modo degno di plauso della locale delegazione provinciale del R.C.I., curato sin nei minimi particolari per quanto concerne servizio informazioni, sistemazione in alberghi, segreteria, propria stazione radiotrasmittente, questo 1° Congresso dei Radianti ha visto accorrere una abbastanza numerosa schiera di OM di tutta Italia.

Erano inoltre presenti il Magg. Haas del Signal Corp e rappresentanti dei ministeri militari oltre alle locali autorità.

Alle ore dieci del 7 hanno ufficialmente inizio i lavori del Congresso con le dichiarazioni del presidente del RCI, Comm. Capolino (13 BBC) che porge il benvenuto ai convenuti ed il ringraziamento suo e della presidenza del Gruppo radianti. Prende la parola il Rag. Giannessi (11 GG) delegato provinciale di Pisa che espone gli scopi del congresso la cui finalità è di ottenere una unione ed un affratellamento degli OM italiani.

Il presidente del Gruppo Ra-

dianti Signor Pietro Spriano (11 KTA) espone esaurientemente ai convenuti le attività svolte dal Gruppo dalla sua costituzione ad oggi facendo inoltre una cronistoria dei rapporti con l'Associazione Radiotecnica Italiana e delle divergenze esistenti tra le due associazioni radiantistiche.

Sul tema della libertà delle radiocomunicazioni parla, molto applaudito, il Prof. dr. Oscar Buglia Gianfigli (11 WRX), che dopo aver molto eloquentemente rievocato la storia piuttosto travagliata del radiantismo in Italia fa il punto della attuale inconcepibile situazione in cui vengono a trovarsi i nostri OM auspicando infine dal Ministero quella legislazione radiantistica che dia ai dilettanti italiani la sicurezza di continuare nella piena legalità, che si sono ampiamente meritata, la loro tanto proficua attività di sperimentatori.

Riprende nuovamente la parola il Sig. Pietro Spriano illustrando gli scopi del costituendo Corpo di Emergenza che sarà al servizio della Nazione per servizi di pronto soccorso in caso di calamità e dovunque vite umane siano in pericolo.

Il Cap. Nino Filippini (11 CW)

partecipa ai convenuti la costituzione e le finalità del Corpo Meteorologico che è destinato a riunire un buon numero di studiosi della meteorologia in rapporto alle radiocomunicazioni e a colmare quindi una lacuna piuttosto grave in Italia.

Il MGB Sig. Gianni Bizzoccoli parla della nuova Organizzazione **Listener** la quale intende preparare i futuri OM, attraverso un periodo determinato di ascolto alla pratica radiantistica.

Nel pomeriggio vengono ampiamente discussi e quindi approvati diversi articoli del nuovo statuto del Gruppo radianti. I consiglieri dimissionari vengono rieletti ad interim sino a concessione da parte del Ministero delle licenze definitive; viene quindi indirizzato da par-

te del presidente del RCI e dei consiglieri del Gruppo Radianti un invito ai molti soci dell'ARI presenti perchè vogliano rendersi interpreti in seno alla loro associazione dei sentimenti di amicizia che uniscono gli OM del RCI a quelli dell'ARI, facendo rilevare quanto sia augurabile l'unione di tutti i radianti in un'unica grande famiglia, che ne possa tutelare gli interessi e il prestigio sia in Italia che all'Estero.

Concludendo, possiamo dire che questo 1° congresso nazionale dei Radianti ha avuto pieno successo e facciamo voti che altri ne seguano sempre nella medesima atmosfera di entusiasmo e di cordialità e segnino le tappe della rinascita e dello sviluppo sempre maggiore del radiantismo in Italia.

(il TE)

## Aumenti nei prezzi del materiale radio americano

Ecco, secondo Bev Dudley e come riportato da Electronics, l'andamento dei prezzi, fra 1942 e 1947, per alcuni tipici prodotti del materiale radioelettronico statunitense:

	1942	1947	Rapporto (%)
Ricev. portatile 5 valv., 3 gamme	15,95	37,95	238
Ricev. 6 valv., c.a., c.c., da tavolo	14,25	34,95	245
Ricev. tipo professionale . . . . .	259,50	353,85	136
Ricev. tipo professionale . . . . .	279	323,25	116
Valvola 6V6 . . . . .	0,54	0,75	139
Valvola 80 . . . . .	0,32	0,56	175
Valvola 2A3 . . . . .	1,13	1,33	118
Valvola 6SK7 . . . . .	0,54	0,68	126
Valvola 801 A . . . . .	3,45	3,00	87
Valvola 807 . . . . .	3,50	2,30	66
Oscillatore di prova . . . . .	29,35	48,02	164
Oscillatore B.F. . . . .	63,10	114,66	182
Generatore di segnali . . . . .	35,10	62,87	179
Capacimetro . . . . .	24,40	34,08	139
Indicatore di livello . . . . .	23,52	25,87	110
Microfono . . . . .	24,99	30,25	121
Microfono . . . . .	14,70	16,08	109
Dinamico da 12 pollici . . . . .	10,14	19,40	191
Condensatori variabili . . . . .	2,40	3,75	156
Condensatori 4 $\mu$ F - 1000 V . . . . .	3,67	5,58	152
Trasform. univ. pilota . . . . .	2,21	5,10	231
Quadrante a demoltiplica . . . . .	1,65	1,80	109
Cristallo . . . . .	7,75	8,75	113
Cassetta lomiera . . . . .	3,80	5,59	147

I prezzi segnati sono in dollari. Se qualcuno vuol divertirsi (?) a fare lo stesso esame per i prezzi italiani il raffronto sarà interessante.

# SIGNIFICATO DI UN CONGRESSO

(per via radio del nostro direttore)

Uscendo dalla scala della Protomoteca in Campidoglio i congressisti si trovarono improvvisamente davanti al terso scenario di Roma. Il prof. Mouromtseff disse « nice » guardando giù verso la gran scalinata e piazza Venezia, il dott. Zworjkin aperse al sorriso il volto severo. Tutti gli stranieri, che sono venuti a rappresentare undici nazioni, sentirono nell'aria la magia di Roma come nella sala, dai begli arazzi e dai candidi busti ne avevano avvertito l'umanistico e secolare prestigio.

La cerimonia inaugurale del Congresso Internazionale per il cinquantenario della scoperta marconiana della radio si era appena chiusa, dopo il discorso di S. E. Collonetti, presidente del Consiglio Nazionale delle Ricerche, che appunto sul tema « Scienza e tecnica nel pensiero e nell'opera di Guglielmo Marconi » aveva parlato.

Prima aveva presa la parola il commissario straordinario al Comune e S. E. Umberto Merlin, ministro delle Poste e Telecomunicazioni. Il prof. Collonetti rievocando la figura e le opere di Marconi aveva, molto opportunamente generalizzato la figura, la personalità e le necessità dello scienziato, del ricercatore, del tecnico in generale. A tali parole, che assai dovrebbero essere meditate da chi si cionvia dell'opera del ricercatore e del tecnico, ripensavo stamane alla prima seduta tecnica che si svolgeva, come si svolgeranno tutte le altre durante questa settimana, nelle accoglienti aule del palazzo del Consiglio Nazionale delle Ricerche. Un buon numero di eminenti personalità del mondo scientifico internazionale, specialiste nel campo delle telecomunicazioni ed elettronica, erano a convegno in attesa dell'inizio del lavoro e discutevano con cordiale simpatia.

Per noi, dopo tanto tempo di astensione da simili raduni del pensiero internazionale, era pressochè commovente poterle vedere riunite. Il dott. Strutt in grigio e cravatta a farfalla mattone, prima di iniziare i lavori con la sua magistrale comunicazione su « Report on the present limits of v.h.f., u.h.f. and s.h.f. reception » discuteva coi professori

Tank e Fisher del Politecnico di Zurigo. Il prof. Norinder dell'Università di Upsala era già salito al terzo piano dove si svolgevano i lavori della sez. A dedicata alle onde elettromagnetiche. Il prof. Mourontseff invece assumeva la presidenza della sez. B (oscillazioni elettriche e acustiche) che iniziava i suoi lavori con un certo ritardo.

Non è questa la sede adatta per una semplice cronaca, alla quale apposta dedicheremo alla fine dei lavori abbondante spazio. I pochi nomi citati fra molte eminenti personalità straniere ai quali dovrei aggiungere quelli di tutti i nostri più chiari rappresentanti, vogliono solo servire a lumeggiare il significato del Congresso. La scienza e la tecnica internazionale, ma senza confini di nazionalità o di idea, che si riunisce per celebrare sì un nome, ma anche e soprattutto per dimostrare la vitale collaborazione che anima uomini accunati in una medesima disciplina scientifica.

Ad altri uomini il compito di amministrare saggiamente ed al fine di un comune benessere l'immenso potere di questa collaborazione.

Bisogna, a mio avviso, vedere molto più in là di quello che può costituire un sia pure importantissimo congresso di uomini di scienza. Sarebbe bello pensare che nel quadro di tutto il nostro faticoso lavoro di riedificazione materiale e spirituale, si volesse tenere ben presente quale enorme beneficio e quale tangibile contributo l'Italia potrebbe acquistare e portare partecipando e organizzando il più possibili simili raduni.

E non sarebbe male che lo stimolo a una tale collaborazione internazionale venisse promosso da quei tecnici che il genio marconiano ha destinato a servire e ad esercitare uno dei più mirabili strumenti di unione e di intesa che la storia ricordi.

A. P.

Roma, 29 settembre 1947.

## PARTE II.

*Continuazione dello studio sui voltmetri cui segue uno sugli oscillatori, sui generatori di segnali campioni e misuratori di lunghezza d'onda. Viene discusso lo sviluppo del Circuito Butterfly.*

La prima parte di questo articolo, apparsa nel numero di settembre, si chiudeva con una discussione sui voltmetri a cristallo; si continua qui l'argomento voltmetri.

Un voltmetro che ha una precisione notevolmente maggiore dei due discussi è il bolometro a linee distribuite. Il bolometro che è essenzialmente un dispositivo per la misura della potenza, è stato per molti anni usato come campione di tensione alle basse frequenze, ma la sua recente adozione su larga scala nel campo delle alte frequenze è stata accentuata dalla sua relativa indipendenza dall'errore di frequenza, quando usato in unione con una linea coassiale di caratteristiche note. Il bolometro consiste semplicemente in una resistenza il cui valore è funzione della potenza che viene ivi dissipata.

Realizzato comunemente mediante un corto e diritto filo di piccolo diametro, la potenza dissipata — quando una tensione ad A.F. viene applicata ai suoi capi — risulta determinata per mezzo di un ponte di Wheatstone dal risultante cambiamento del valore della resistenza.

A frequenze relativamente basse è facile ottenere da un filo, ad esempio un sottile filo di platino per elemento fusibile da 10 mA, che esso presenti una impedenza ad A.F. praticamente uguale alla sua resistenza in c.c. R.

La tensione ad A.F.  $V$ , misurata la potenza di dissipazione  $P$ , può essere facilmente ricavata dalla relazione  $V = \sqrt{PR}$  (1).

Coll'aumentare della frequenza, un bolometro usato in questo modo presenta un errore di frequenza, perchè l'induttanza del filo introduce una componente reattiva che non rende più valida la relazione sopra menzionata fra  $V$  e  $P$ . Per elementi usati nei piccoli fusibili, questo errore comincia a diventare apprezzabile a frequenze dell'ordine di Hz. Se il medesimo elemento viene

usato in unione con una sezione adattatrice di impedenza e un indicatore di onde stazionarie, si può ottenere una estensione nel campo delle frequenze.

La fig. 1 mostra uno schizzo di un bolometro e di una combinazione di linee, che è stato usato intensamente per determinare livelli di tensione a frequenze per le quali, i voltmetri a diodo e cristallo introducevano errori apprezzabili. In questa disposizione è sufficiente solo che la distribuzione delle perdite sia sostanzialmente uguale alla distribuzione in c.c.

Il ponte di Wheatstone viene da prima equilibrato senza che vi sia applicata una tensione ad A.F. e con una potenza in c.c. dissipata nell'elemento bolometrico in eccesso rispetto alla potenza ad A.F. che deve essere misurata. Si applica in seguito la tensione di entrata di A.F. e la sezione adattatrice viene regolata dimodochè nella linea distribuita siano presenti delle onde stazionarie.

La potenza in c.c. dissipata nel bolometro, viene ora ridotta, diminuendo la tensione del ponte, fintanto che il ponte si trova di nuovo equilibrato.

La potenza ad A.F. dissipata nel bolometro, risulta uguale alla riduzione di potenza in c.c. Poichè il valore della resistenza del bolometro cambia durante questo procedimento, risulta necessario ritoccare l'adattamento della linea, generalmente però di molto meno che non per la prima volta.

È facile ottenere una misura della potenza in A.F. in funzione del cambiamento di potenza in c.c.

Per convertire questa potenza di A.F. in tensione di A.F. è necessario ammettere un'altra limitazione, che cioè le perdite della linea e della sezione adattatrice siano trascurabili in confronto della potenza dissipata nel bolometro. Questa condizione è facil-

mente realizzata in pratica col risultato sostanziale che la potenza inviata nella linea è uguale a quella dissipata nel bolometro.

Poichè la potenza della linea è uguale a  $V^2/Z_0$ , la tensione di linea può essere d'altra parte determinata dalla conoscenza dall'impedenza caratteristica e dal cambiamento di potenza in c.c. Sempre nella fig. 1 è visibile la relazione fra la c.c. del ponte e la tensione A.F. Effettivamente l'uso del bolometro in unione a linee nel campo delle A.F. differisce dall'uso di questo solo nel campo delle basse frequenze per il fatto che per convertire una potenza nota in una tensione nota viene usata l'impedenza caratteristica della linea invece della resistenza a c.c. del bolometro.

La figura 2 mostra una disposizione tipica

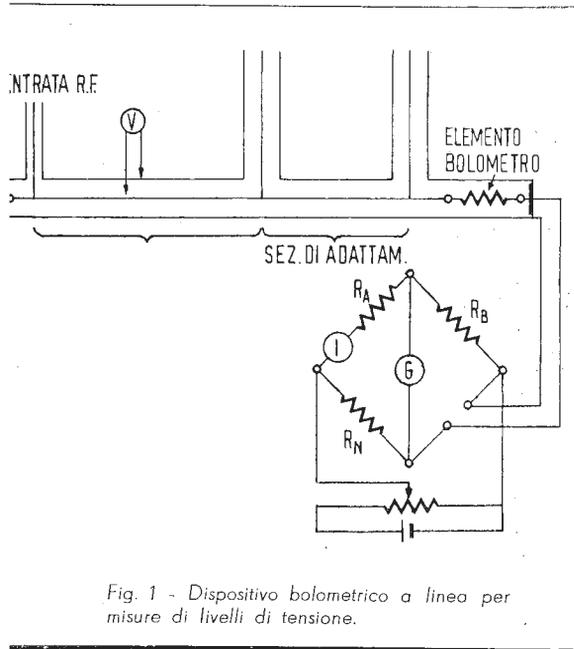


Fig. 1 - Dispositivo bolometrico a linea per misure di livelli di tensione.

di un bolometro a linee, per determinare la tensione di uscita di un generatore di segnali campioni. In questo uso la linea presenta, verso il generatore di segnale campioni un carico resistivo uguale alla sua impedenza caratteristica e la relazione tra la potenza indicata di uscita del generatore e la tensione terminale misurata, deve essere interpretata secondo il tipo di circuito e d'impedenza di uscita.

La tensione necessaria per questa disposizione viene prelevata dal generatore segnali campioni e applicata direttamente all'entrata della linea a costanti distribuite.

Quando la combinazione bolometro linea è usata per campionare un voltmetro, il voltmetro è connesso direttamente alla fine della

linea e la tensione in esame viene alimentata da un fianco con una connessione effettuata in un punto in cui il terminale alto potenziale del voltmetro fa contatto con il centro del conduttore interno della linea.

Da questa breve discussione si possono ricavare le caratteristiche precipue del bolometro:

1) esso è un dispositivo a bassa impedenza, l'elemento stesso supera raramente le poche centinaia di ohm e l'impedenza caratteristica della linea è dell'ordine dei 50 ohm;

2) quando usato solo esso ha degli errori di risonanza di circa il medesimo ordine delle termocoppie ed anche dei voltmetri a diodo e cristallo;

3) quando usato con una linea a costanti distribuite i suoi errori con la frequenza, sono trascurabili a frequenze relativamente maggiori di quelle a cui altri voltmetri diventano inutilizzabili;

4) poichè si richiede una rete di adattamento per opportunamente chiudere la linea, risulta necessario una regolazione per ogni data frequenza.

Questo strumento d'altra parte rappresenta un genere diverso di voltmetri da quelli comunemente usati, alle basse frequenze. Esso in generale non può essere connesso in un circuito senza sostanzialmente modificarne le condizioni e non può essere usato in un ampio campo di frequenze senza dei riaggiustamenti. Esso ha, d'altra parte, il grande vantaggio di non presentare errore al cambiare del livello della tensione; in molte applicazioni esso è di gran lunga superiore ai diodi o ai cristalli, e molto lavoro è stato fatto per superare queste limitazioni. Alla luce di queste informazioni sembra assai probabile che esso rappresenti il più promettente dispositivo per misure di tensioni nel campo delle più alte frequenze. I prossimi strumenti da prendere in considerazione sono gli oscillatori ed i generatori di segnali campioni.

Il circuito di principio di un oscillatore ideale è visibile in fig. 3a. In questa semplice disposizione le impedenze connesse tra griglia, placca e catodo sono tutte supposte pure reattanze e le condizioni per le oscillazioni sono prontamente determinate con  $X_1 + X_2 + X_3 = 0$  e  $X_1 = X_3/\mu$ .

Dalla seconda equazione si può vedere come il segno della reattanza  $X_1$ ,  $X_3$  debba essere uguale. Dalla prima si può osservare che l'operazione necessita al ventre della sintonia una risonanza serie e che il segno della reattanza  $X_2$  deve essere opposto a quelle di  $X_1$ ,  $X_3$ . Un qualunque oscillatore il cui funzionamento è basato sulle caratteristiche comuni dei tubi a griglia negativa, può, con opportune modificazioni del suo circuito, dimostrare come sia valida questa rappresentazione, di cui forse i circuiti Colpitts e Hartley sono la più lampante illustrazione.

Nel circuito Colpitts, le reattanze  $X_1$ ,  $X_3$  sono capacitive e la reattanza  $X_2$  induttiva; nell'Hartley  $X_1$ ,  $X_3$  sono induttive ed  $X_2$  capacitativa. Si è avuto occasione di constatare come alle basse frequenze il circuito Colpitts è, da ogni punto di vista, assai superiore come rendimento al circuito Hartley.

È molto interessante esaminare cosa accade in questo circuito quando la frequenza viene continuamente aumentata. Le capacità che formano le reattanze  $X_1$ ,  $X_3$  sono variabili e le frequenze più alte, per ogni data induttanza, si otterranno allorché esse avranno un valore minimo. Se esse sono addirittura tolte, il circuito continuerà ad oscillare ad una frequenza ancora più alta, essendo la capacità griglia-catodo e placca-catodo a determinare le reattanze  $X_1$ ,  $X_3$ . Se l'induttanza che determina la reattanza  $X_2$  è ora sostituita da un circuito risonante parallelo, la frequenza potrà essere variata su un ampio campo e si otterrà un oscillatore molto soddisfacente. I vari oscillatori che devono essere discussi, fanno tutti uso di questo circuito base. Il circuito equivalente così considerato è stato fatto sopra delle pure reattanze.

Se vengono ora prese in considerazione le perdite del circuito accordato connesso tra griglia-placca l'equazioni vengono alquanto a modificarsi come indicato in fig. 3b. Innanzitutto l'oscillazione avviene a una frequenza intorno al ventre della risonanza serie. Allorché il tubo deve sviluppare della potenza per compensare le perdite del circuito e mantenere innescate le oscillazioni, è necessario introdurre il parametro  $G_m$ . La relazione indicata in fig. 3b è perfettamente valida per ogni circuito. Nel caso specifico del circuito esaminato può essere così scritta; se la capacità  $C_3$  è uguale a  $nC_1$ , la espressione diventa

$$G_m = \frac{(1+n)^2}{n} G_2 \quad [2]$$

dove  $G_2$  è la conduttanza parallela del circuito accordato. Per il caso normale in cui due capacità sono approssimativamente uguali, questo significa che la transconduttanza deve essere sufficiente a determinare un guadagno unitario, allorché si lavori su un carico resistivo a  $1/4$  dell'impedenza presentata dal circuito accordato. Quando la frequenza aumenta gradatamente le induttanze residue dei terminali del tubo cominciano a influenzare il rendimento. Una fra le più importanti di queste induttanze, come potevasi aspettare dall'esperienza cogli amplificatori è quella del terminale catodico. Nella fig. 3c questa è stata rappresentata dalla reattanza  $X_4$ . Quando questa viene inclusa nelle analisi con capacità esterne al tubo assunte per alimentare la reattanza  $X_1$ ,  $X_3$  è visibile come la frequenza di risonanza viene leggermente a spostarsi e che un termine negativo viene a introdursi nel denominatore dell'espressione della transconduttanza. Questo termine nega-

tivo, che aumenta con il quadrato della frequenza se la reattanza sorge da una induttanza residua, rende necessario che il tubo abbia una transconduttanza media più alta di quella che sarebbe necessaria, e quando la frequenza viene a crescere, infine, l'oscillazione cessa del tutto.

Un notevole aumento nel limite della frequenza più alta può ottenersi disponendo sul catodo un'opportuna incuttanza. Questo a prima vista potrebbe sembrare un peggioramento nelle condizioni di lavoro, poiché rende più alto il valore di  $X_4$ , ma presumibilmente è un vantaggio perché sposta la corrente di placca che in caso contrario, scorrerebbe attraverso la capacità esterna alla massa del circuito isolante e quindi attraverso l'indut-



Fig. 2 - Disposizione tipico di un bolometro a linee nella determinazione della tensione di uscita di un generatore di segnali campione.

tanza catodica all'armatura della capacità interelettrodica placca-catodo, che include un terminale avente un'incuttanza molto piccola. In queste condizioni il circuito equivalente diviene uguale a quello visibile in fig. 3b e le reattanze  $X_1$ ,  $X_3$  sono costituite dalle capacità interelettrodiche. Un'ulteriore causa di disturbo può sorgere a motivo delle risonanze nei percorsi esterni griglia-catodo, placca-catodo. Se il circuito accordato fra griglia e placca, presenta verso massa delle capacità paragonabili alla capacità del circuito risonante, e se le induttanze terminali del tubo sono paragonabili, esisterà una frequenza per la quale le riluttanze esterne  $X_1$ ,  $X_3$  non sono più a lungo capacitive e si ha la cessazione delle oscillazioni. Sotto dette condizioni l'uso

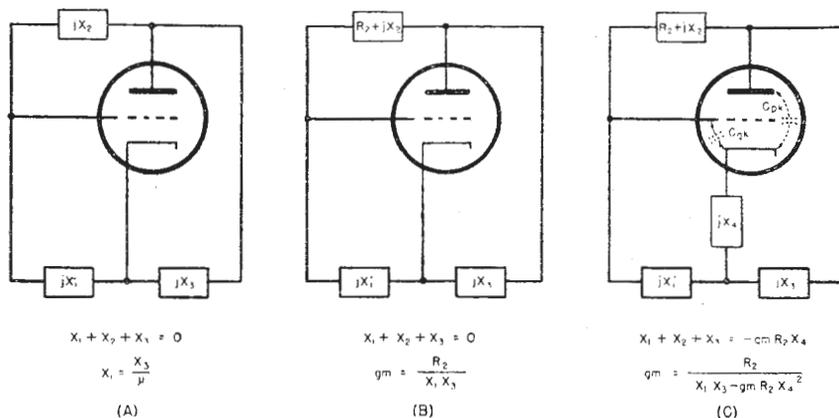


Fig. 3 - Circuiti equivalenti dell'oscillatore a triodi. In C la reattanza e la induttanza catodica è rappresentata con  $jX_4$ ;  $C_{pk}$  e  $C_{pk}$  rappresentano le capacità interelettrodiche.

di un'induttanza catodica che isola i percorsi esterni è vantaggiosa, poiché il tubo oscillerà con le capacità interelettrodiche che costituiscono le reattanze  $X_1$ ,  $X_3$ . Per il circuito Colpitts modificato, già descritto, è desiderabile avere un circuito risonante di piccole dimensioni fisiche, di modo che le capacità esterne siano ridotte al minimo e che anche posseggano un'ampia gamma di risonanza.

La necessità di un simile circuito accordato, ha condotto allo sviluppo di numerosi complessi noti sotto il nome di circuito a farfalla (Butterfly) (1). Nelle basse frequenze questa necessità ha portato a delle combinazioni induttanze-condensatori. Nelle alte frequenze, pertanto, s'incontra maggiore difficoltà per realizzare convenientemente dei circuiti risonanti e si richiedono sostanziali modificazioni. Nel discutere lo sviluppo dei circuiti a farfalla che portano una superficiale rassomiglianza con i condensatori variabili ad aria del tipo di bassa frequenza, è utile esaminare i fattori che rendono non soddisfacente l'uso nel campo dell'A.F. dei convenzionali circuiti risonanti induttanza-capacità.

I due più importanti sono:

1) come prima menzionato il condensatore variabile presenta una certa induttanza residua. Allorquando la frequenza aumenta

per il diminuire dell'induttanza della bobina, l'induttanza residua diviene più grande in confronto con l'induttanza esterna finché, allorquando l'induttanza esterna si è ridotta ad una semplice striscia di collegamento fra i terminali del condensatore, si può considerare compresa al limite tutta l'induttanza del circuito accordato. I terminali del condensatore sono generalmente i soli punti convenienti su cui possono effettuarsi le connessioni e l'impedenza che è presente in risonanza per questi punti, diviene molto piccola poiché le connessioni vengono effettuate ai capi di una piccola parte dell'induttanza totale.

2) Il condensatore presenta inoltre una perdita ohmica nella sua struttura metallica. Alle basse frequenze questa perdita è generalmente trascurabile rispetto alle perdite nel dielettrico e alle perdite ohmiche nella bobina. Quando la frequenza va aumentando le perdite nel circuito accordato vanno aumentando e vanno localizzandosi nella massa del condensatore, finché finalmente quando i terminali sono collegati direttamente il  $Q$  del circuito risulta essenzialmente determinato dal condensatore. Condensatori variabili, progettati per lavorare nel campo delle basse frequenze, non si comportano soddisfacentemente da questo punto di vista; inoltre gli accorgimenti richiesti onde minimiz-

Fig. 4 - Circuito a variazione contemporanea di L e di C impiegato in un ondometro.



zare le perdite ohmiche tendono a ridurre il rapporto capacità massima-capacità minima e perciò limitano l'utilità del condensatore alle più basse frequenze per cui era progettato.

I circuiti a farfalla sono progettati sul modello meccanico più adatto per i condensatori ad aria. Le differenze nella loro costruzione dipendono dallo sforzo fatto onde evitare le due difficoltà descritte. Le principali differenziazioni che li distinguono dai condensatori variabili ad aria sono che l'elemento induttivo del circuito risonante parallelo coincide integralmente con l'elemento capacitativo e che due terminali sono accessibili e sostengono il massimo della totale induttanza del circuito. I circuiti differiscono fra di loro principalmente nei metodi coi quali sono ottenuti ampi campi di accordo.

La disposizione originale è visibile nella fig. 4. Consiste in un normale condensatore variabile con un'unica spirale di nastro d'argento montata coassialmente all'albero. Un'estremità del nastro è connessa direttamente allo statore; un contatto strisciante montato all'estremità del rotore supporta il nastro e chiude il circuito. Allorquando le piastre del condensatore sono completamente disinserite l'intero anello risulta connesso nel circuito. Quando le armature del condensatore sono fuori della maglia sono una piccola porzione e risulta sostenuta. L'induttan-

za pertanto va variando insieme alla capacità e il campo di accordo è considerevolmente maggiore di quello che si può ottenere soltanto con una variazione capacitativa.

Nell'ondometro indicato p. es. si è ottenuto un rapporto di 8 a 1 per un campo da 50 a 400 MHz.

In questa semplice disposizione l'induttanza residua del condensatore non ha importanza in quanto l'ondometro è accoppiato induttivamente sia alla sorgente del segnale, sia alla lampada indicatrice. Inoltre, il fatto che la corrente scorre tra il rotore e la massa dello statore da una estremità è relativamente importante in quanto in un ondometro non di alta precisione non è necessario avere un alto Q.

Vi è un altro circuito che è stato progettato per mantenere più basse le perdite nella struttura metallica. In questa realizzazione la striscia che rappresenta l'induttanza è montata in modo da costituire il supporto delle armature dello statore e un contatto multiplo slittante è montato su una sbarra che fa contatto con i conduttori terminali di tutte le piastre del rotore. In tal modo è possibile che esista un singolo percorso di corrente per ogni armatura con una conseguente riduzione nelle perdite e un miglioramento del Q.

L'induttanza del circuito varia da 0,0078 a



Fig. 5 - Impiego di un circuito a variazione contemporanea di  $L$  e di  $C$  in un oscillatore in unione od un tubo Lighthouse 2C44.

0,059  $\mu\text{H}$ , la capacità da 7,4 a 118 pF, e la frequenza di risonanza da 60 a 660 MHz.

Le piastre del rotore sono sagomate in modo da dare approssimativamente una variazione logaritmica di frequenza al variare dell'angolo di rotazione.

La fig. 5 mostra un medesimo circuito adattato come oscillatore con un tubo General Electric a tipo 2C44 « Lighthouse ».

Poichè i punti tra cui è presente il massimo valore d'impedenza si trovano direttamente ai capi dell'elemento capacitativo, l'anodo è connesso direttamente all'armatura frontale dello statore e la griglia è connessa capacitativamente alla piastra frontale del rotore.

Mantenendo corte e dritte queste connessioni si è notata la possibilità di ottenere un ottimo rendimento in un campo di frequenze da 60 a 600 MHz.

In questa realizzazione l'estremità libera che costituisce l'induttanza è connessa al rotore; ciò ha lo scopo di evitare che la lunga parte non usata possa risonare alle più alte frequenze e determini delle perdite di entità eccessiva attraverso l'accoppiamento col circuito risonante.

Circuiti del tipo illustrato hanno trovato molte pratiche applicazioni allorché necessiti un ampio campo di variazione. I contatti striscianti, inoltre, non sono vantaggiosi per quella applicazione per cui si richiedono

bassi disturbi, lunga durata e una elevata precisione di frequenza, poichè sono note le difficoltà di realizzare buoni contatti striscianti per A.F. Differenti progetti, nei quali i contatti striscianti sono stati eliminati, sono stati quindi sviluppati per questi usi particolarmente critici.

La prima variante di questo tipo è visibile in fig. 6. In questo complesso un rotore solido costituisce con le piastre dello statore, un condensatore con degli intervalli in serie ed una spira di corto circuito nel campo magnetico. Quando il rotore è completamente inserito, la capacità raggiunge un suo valore massimo e l'induttanza è sostanzialmente quella costituita dalla striscia semicircolare sulla quale sono montate le armature dello statore. Quando il rotore è completamente disinserito, la capacità raggiunge il suo valore minimo, l'induttanza è ridotta causa la schermatura effettuata dal rotore, che ora interdice quasi tutto lo spazio che prima era attraversato dal campo magnetico. Avviene quindi una variazione similare sia nella capacità sia nell'induttanza e una estensione nel campo corrispondente a quella ottenuta con i complessi striscianti. Il semplice complesso indicato ha un campo di frequenze da 400 a 1200 MHz allorché viene usato come ondometro.

Una interessante, immediata, nuova applica-

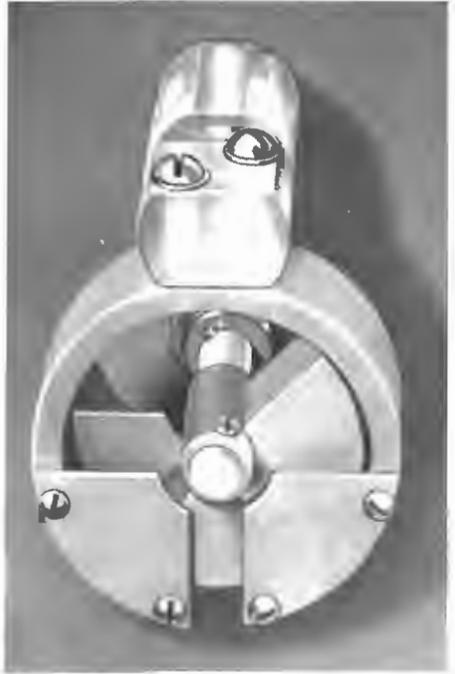


Fig. 6 - Elemento per la variazione di L e di C del tipo «semi-butterfly». Campo di frequenza:  $400 \div 1200$  MHz.

zione di questo progetto è quella di sostituire il rotore solido e le due piastre dello statore con una combinazione rotore-statore intervallati aventi diverse piastre, ed in tal senso si sono realizzate interessanti variazioni. La fig. 8 mostra un complesso di un oscillatore che copre un campo di frequenze da 100 a 500 MHz; con un tubo Western Electric tipo 316 A.

In questo complesso ogni singola sezione dello statore copre un angolo di  $240^\circ$ . Alle più basse frequenze il rotore si adatta completamente dentro le due sezioni dello statore e si ottiene il massimo valore della capacità. Alle più alte frequenze il rotore riempie lo spazio attraverso il quale passa il campo magnetico e assume una posizione angolare per la quale la capacità è ridotta ad un minimo.

L'angolo attraverso il quale il rotore gira andando dalla posizione bassa a quella alta è solo  $120^\circ$  rispetto ai  $180^\circ$  del complesso precedentemente descritto ma si ottiene una migliore distribuzione delle frequenze ed una più efficiente utilizzazione dello spazio sempre rispetto al complesso precedentemente descritto. In esso infatti la capacità e l'induttanza variavano simultaneamente nei primi  $90^\circ$  di rotazione e in seguito andava variando solo l'induttanza. Nella presente realizzazione si varia simultaneamente sia l'induttanza sia la capacità per tutti i  $120^\circ$  di rotazione.

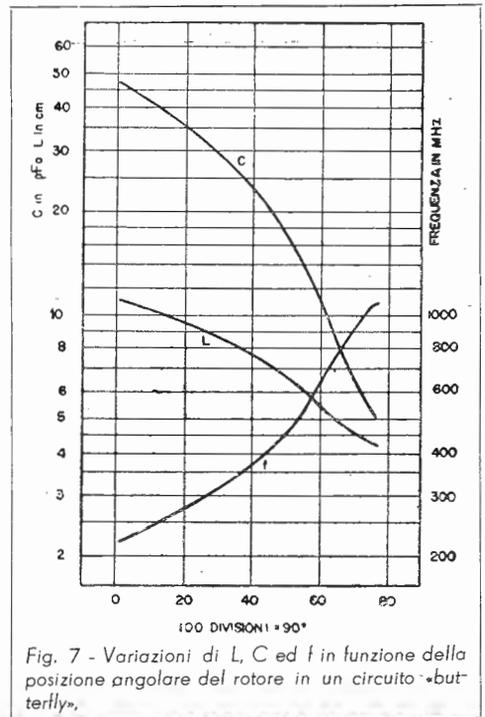


Fig. 7 - Variazioni di L, C ed f in funzione della posizione angolare del rotore in un circuito «butterfly».



Fig. 8 - Vista frontale di un generatore di segnali campione sperimentale per 50-1000 MHz.

Questi circuiti rappresentano un miglioramento rispetto ai circuiti similari usanti dei contatti striscianti, sia dal punto di vista della precisione della taratura sia per l'assenza di disturbi. Essi presentano degli svantaggi che portarono allo sviluppo di ulteriori varianti. Il principale svantaggio è la variazione della capacità verso massa. Quando il rotore è completamente inserito il circuito è bilanciato rispetto a massa; non appena lo si ruota la condizione di equilibrio non esiste più e il massimo sbilanciamento si ha quanto ci si va avvicinando alle più alte frequenze. Il circuito è ordinariamente connesso tra la griglia e l'anodo del tubo oscillatore e lavora all'incirca in condizioni di bilanciamento rispetto alla massa. Le variazioni di capacità provocano cambiamenti nelle tensioni relative dello statore rispetto alla massa e nella tensione del rotore rispetto alla massa. La variazione delle tensioni dello statore rispetto alla massa determinano una corrispondente variazione nelle condizioni di reazione e la variazione nelle tensioni del rotore rispetto alla massa richiedono delle cure nell'isolamento dell'albero del rotore onde ridurre eccessive perdite e risonanze nell'albero del rotore stesso. Un progetto è stato sviluppato onde eliminare le variazioni della capacità rispetto alla massa. Questo circuito è essenzialmente una variazione bilanciata di quello ora descritto e il nome « farfalla » è stato coniato appunto per indicare la forma delle sue piastre. Il rotore in questo circuito « farfalla » è disposto simmetricamente fra le due sezioni dello statore per tutte le disposizioni. Le tensioni relative verso massa non sono quindi influenzate dalla posizione del rotore allorché il circuito è in funzione in un sistema bilanciato e il rotore si trova a potenziale di massa. Un ulteriore riduzione a

90° dell'angolo, corrispondente alla posizione bassa e alta frequenza è quello che si « paga » per migliorare il grado di bilanciamento. Questo particolare complesso quando usato con un triodo Western Electric tipo 703-A « Doorknob » copre il campo di frequenze da 220 a 1100 MHz. Le variazioni corrispondenti di capacità e d'induttanza, come visibili in fig. 7, sono di  $5 \div 47$  pF e  $4,2 \div 11$  cm ( $1 \mu\text{H} = 10^9$  cm).

Incidentalmente è molto interessante il paragonare di questa variazione d'induttanza di circa 3 : 1 con quella 7 : 1 del complesso a contatti striscianti descritto precedentemente. Il Q per tutto il campo d'accordo varia da circa 650 per le basse frequenze a 300 per le alte frequenze. Questa variazione del Q, quando combinata con una contemporanea variazione del rapporto L/C, determina in risonanza un'impedenza di circa 9000 ohm che si mantiene praticamente costante su tutto il campo di frequenze.

Un'ampia varietà di tubi a griglia negativa è stata usata con i circuiti a « farfalla »; tipi più rappresentativi sono visibili in fig. 9. Una lista completa include i tipi: General Electric 446-A (2C39), 464-A (2C44), Western Electric tipi 316-A, 368-A, 703-A, Tung Sol tipi 6AK5, e RCA tipi 955, 958, 6F4, 9002, 6AG5, 6C4, 6J6, 6J4.

Tutti questi tipi lavorano molto bene in circuiti « farfalla » eccetto i tipi Light-house che sono generalmente considerati i più vantaggiosi per l'impiego alle alte frequenze. Si è trovato in generale che i tubi Light-house lavorano molto bene a frequenze di solo 30 o 40% della loro frequenza di risonanza nel mentre gli altri operano con risultati soddisfacenti a frequenze superiori al 65-85%.

Questa sfortunato comportamento è determinato dalla bassissima capacità placca-catodo



Fig. 9 - Alcuni tipi di tubi elettronici adatti per l'impiego con circuiti «farfalla».

dei tubi Light-house. Il tubo Light-house era progettato per l'uso in unione a circuiti accordati a linee coassiali sia fra la griglia e la placca sia fra griglia e catodo e in questo circuito la reazione attraverso la capacità placca-catodo viene generalmente maggiorata da un accoppiamento capacitativo fra le linee coassiali. Nella realizzazione con un unico circuito accordato nel quale lavorano i circuiti «farfalla», simili capacità di reazione esterna non sembrano lavorare molto bene e non è possibile un migliore rendimento alle alte frequenze. Sia perchè la frequenza di risonanza dei percorsi esterni non può essere portata sufficientemente in alto, sia perchè la reattanza induttiva del catodo è troppo grande, l'aggiunta di una capacità esterna di reazione abbassa considerevolmente il limite di frequenza che può essere raggiunto.

Onde sfruttare l'eccellente rendimento del tubo Light-house alle «alte frequenze», è stato sviluppata una variante del circuito «farfalla» che ha preso il nome di «farfalla-coassiale». Questo circuito visibile in sezione in fig. 10 è una combinazione dei circuiti accordati fra griglia e placca e un circuito di reazione variabile che può essere considerato come equivalente a un circuito accordato fra griglia e catodo.

La fotografia di fig. 10 dà la visione di una sezione dalla disposizione meccanica che è stata realizzata onde conglobare i vantaggi di unica manopola di accordo, pur conservando un rendimento superiore. Il principale elemento d'accordo consiste in una linea coassiale corto circuitata fra griglia e placca a cui manca la parte del conduttore esterno. Ruotanti entro questa linea sono due girelle che determinano una variazione nell'impedenza caratteristica. La frequenza naturale di risonanza varia perchè la linea è chiusa nella

sua estremità sulla capacità griglia placca e la risonanza di quarto d'onda, varia con l'impedenza caratteristica.

La capacità di reazione è localizzata tra la punta di metallo che è accoppiata capacitativamente alla griglia, e dei prolungamenti regolabili che sono montati nella custodia esterna. La punta è fissata meccanicamente nella struttura che nel ruotare sostiene le girelle della linea coassiale. Il campo di frequenza dell'oscillatore a «farfalla coassiale» così progettato è considerevolmente minore di quello ottenibile con altri circuiti descritti, ma viene mantenuto il vantaggio di eliminare contratti striscianti e il rendimento è superiore sia riguardo alla potenza di uscita, sia all'uniformità di oscillazioni sopra tutto il campo di accordo. Il complesso illustrato copre un campo di frequenze da 800 a 1200 MHz e un'altra realizzazione è stata progettata per coprire un campo da 800 a 1500 MHz.

Il problema di progettare un circuito che possa al massimo sfruttare i tubi Lighthouse, risulta aggravato dalla difficoltà di mantenere corti i terminali di entrata che erano stati particolarmente progettati per adattarsi a linee coassiali. Il medesimo problema, in grado minore o maggiore, esiste per tutti i tubi ed una gran parte delle considerazioni impiegate nei progetti di circuiti «farfalla» è stata utilizzata nel sagomare le parti meccaniche per meglio adattarsi ai tubi disponibili.

In fig. 12 è visibile un circuito alquanto differente progettato per lavorare con il triodo ghianda tipo 6F4. In questo tubo due terminali di placca sono sostenuti (dal bulbo) uno adiacente all'altro, ed i due terminali di griglia sono disposti distanziati 180° uno dall'altro. Il tubo è montato in un cilindro con una fenditura, con i due terminali di placca che escono da una lato della fenditura ed i

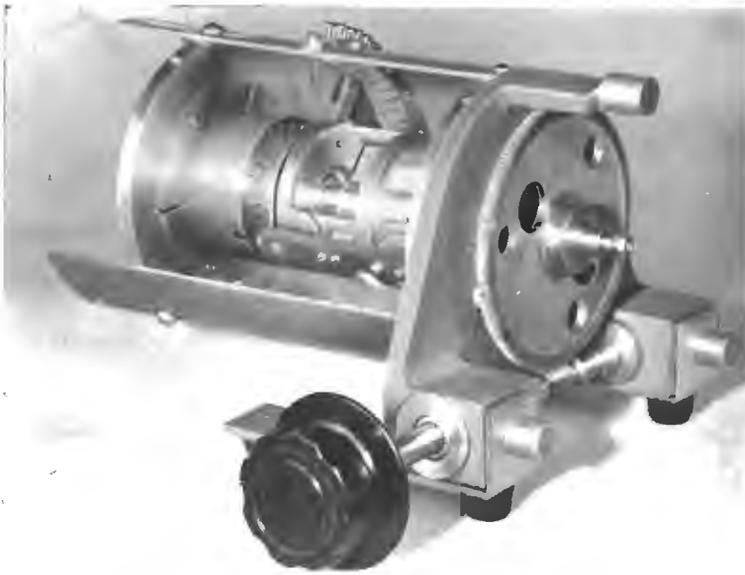
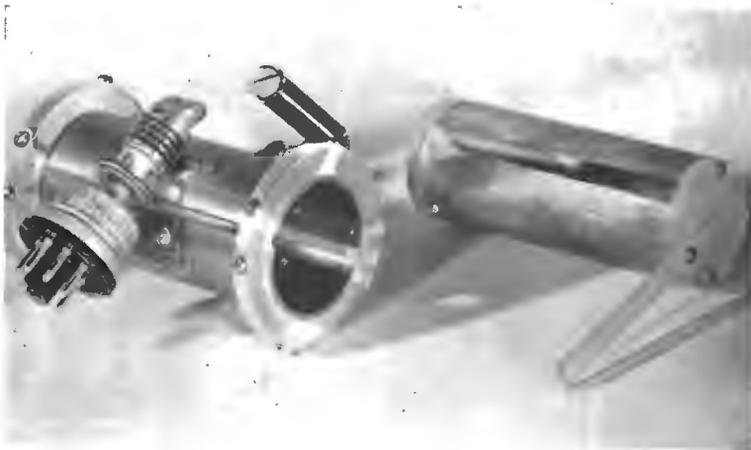


Fig. 10 - Vista interna di un circuito a «farfalla» coassiale.

Fig. 11 - Variante al circuito a «farfalla» cilindrico.



due terminali di griglia dall'altra parte. Un secondo cilindro di diametro minore, viene fatto scivolare dentro il primo cilindro e montato in modo tale che esso vi possa ruotare dentro. Allorquando la linea ruota sopra il cilindro interno contribuisce relativamente poco alla capacità attraverso l'apertura e la frequenza risulta principalmente comandata dall'induttanza del cilindro e dalle capacità elettroiche del tubo; allorquando il cilindro interno è ruotato di  $180^\circ$ , la massima capacità si ha attraverso la fenditura e la frequenza risulta ridotta.

La strana sagomatura del cilindro, visibile nella fotografia è giustificata dalla necessità di evitare il tubo, dove l'involucro di vetro si attacca fuori del cilindro esterno e da considerazioni di sagomatura introdotte onde ottenere una desiderata distribuzione di frequenza sulla manopola. Questo oscillatore, probabilmente utilizza al massimo le capacità del tubo più degli altri circuiti descritti e permette una eccellente realizzazione di costruzione molto semplice per campi di circa 2 : 1 per frequenze fino a 1000 MHz.

Quella illustrata copre un campo da 500 a 1000 MHz. Una variante del circuito cilindrico che è molto utile per coprire un più alto campo di frequenze, è visibile in fig. 11. In questa realizzazione una seconda fenditura viene aggiunta ad entrambi i cilindri dello statore e del rotore in posizione opposta alla sagomatura ai cui capi è connesso il tubo. Se questa seconda sagomatura nello statore è cortocircuitata, il complesso ha un rendimen-

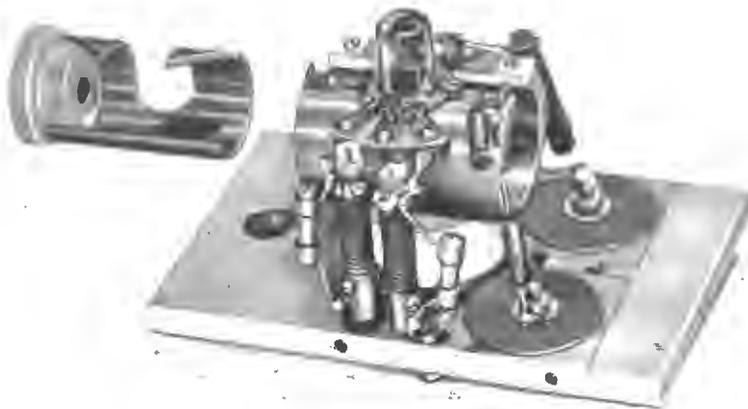
to praticamente uguale a quello descritto; se un avvolgimento è connesso ai capi della fenditura, dall'altra parte, il complesso funziona esattamente come un condensatore a spazi d'aria in serie. Con cinque differenti bobine il complesso in parola copre un campo di frequenze da 10 a 500 MHz con dei rapporti di circa 2,5 : 1. Gli oscillatori conglobanti i vari circuiti discussi sono risultati convenienti, semplici e relativamente facili a realizzarsi. Essi sono quindi eccellenti per l'uso in generatori di segnali campioni per un campo di frequenze da 100 a 1000 MHz.

Una volta disponibile una sorgente soddisfacente di segnali, il problema da prendere in considerazione è il sistema tipico di uscita che si dovrebbe utilizzare. Causa l'induttanza residua e la capacità delle resistenze il comune attenuatore resistivo non dà risultati soddisfacenti alle alte frequenze.

Da accurati progetti un equilibramento dei parametri residui nei bracci serie parallelo può essere ottenuto in modo tale da mantenere i rapporti di attenuazione sufficientemente costanti in un campo di frequenza, fino a poche centinaia di MHz, ma l'impedenza di uscita diventa reattiva e il rendimento risultante non è più soddisfacente.

L'uso di un attenuatore a mutua induttanza, alcune volte riferito ad una guida d'onda operante sotto il taglio, offre una soluzione alquanto migliore, poichè la forma della sua curva di attenuazione rimane costante per tutte le frequenze per le quali il diametro

Fig 12 - Circuito coassiale «farfalla» per valvola 6F4. Campo di frequenza 500 ÷ 1000 MHz.



del tubo è piccolo rispetto alla lunghezza d'onda. Questo tipo di attenuatore è stato quindi adottato come elemento fondamentale per il circuito di uscita che deve essere descritto.

Premettiamo qualche cenno riguardo l'importanza della impedenza di uscita. Alle basse frequenze si usa ormai correntemente corrodere il generatore di segnali campioni di un'uscita a bassa impedenza, generalmente dell'ordine da 1 a 10 ohm. Questo valore è comunemente molto piccolo rispetto l'impedenza del circuito che deve essere misurato talchè risulta lecito assumere che il generatore sia una sorgente ad impedenza zero. Mantenendo molto corti i terminali che portano al circuito in esame si può sempre supporre che la tensione esistente all'uscita del generatore appaia all'entrata del circuito. Alle alte frequenze, d'altra parte, l'induttanza dei collegamenti, non importa se corti, è verosimilmente così grande da determinare una differenza tra la tensione di uscita del generatore e quella di entrata nel circuito.

Quando l'impedenza di entrata è reattiva, in particolare, l'operazione di risonanza risulta noiosa e la presenza di una componente reattiva di notevole entità in un sistema a bassa resistenza di uscita è particolarmente indesiderabile. È diventata ormai comune nel campo della pratica delle alte frequenze scartare l'idea di una impedenza di uscita molto piccola e spostare l'intero sistema dal generatore al carico in una resistenza di valore sufficientemente alta in modo da poter usare

un collegamento di adattamento a linea coassiale al posto dei terminali. Sembra ormai essere accettato come valore standardizzato per una tale resistenza quello di 50 ohm. Il metodo più conveniente per ottenere il campo magnetico per realizzare un attenuatore a mutua induttanza è di disporre la estremità aperta del tubo di attenuazione nel campo magnetico dell'oscillatore. Questo metodo di prelevamento non rende necessario l'accordo del circuito, ma nel medesimo tempo risulta molto difficile la misura della « tensione di entrata ». Contrariamente ai sistemi usualmente utilizzati per l'uscita alle basse frequenze, d'altra parte, la stessa tensione d'uscita nel campo delle alte frequenze è misurata onde determinare un livello assoluto.

La tensione di uscita, in un qualunque punto dopo l'attenuatore, può essere vantaggiosamente misurata direttamente ai terminali di uscita, di modo che l'effetto di una qualsivoglia risonanza nel cavo di connessione può essere eliminata. Questo permette, dato che la tensione d'uscita è letta direttamente, l'equivalenza a un sistema d'uscita di impedenza zero. L'adattamento al cavo di 50 ohm può allora avvenire attraverso una resistenza in serie di 50 ohm. Un generatore sperimentale per il campo di frequenza da 50 a 1000 MHz è visibile in fig. 13.

Questo generatore ha due circuiti a « farfalla » che coprono il campo da 50 a 250 MHz e da 250 a 1000 MHz, a ciascuno dei quali è accoppiato un attenuatore del tipo a mutua induttanza. La tensione di uscita è indotta

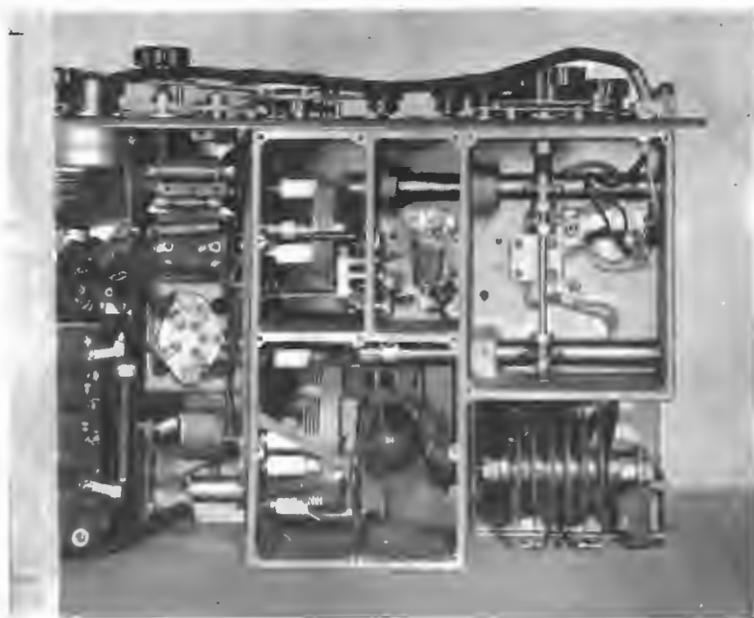
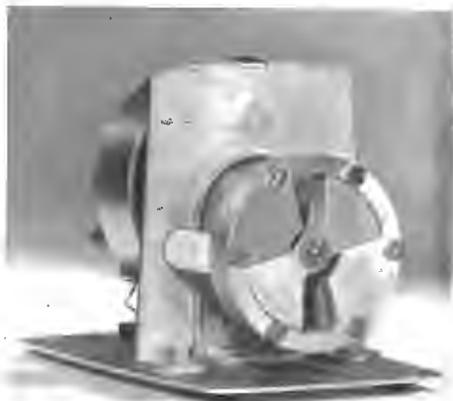


Fig. 13 - Aspetto interno di un generatore di segnali sperimentale per frequenze da 50 a 1000 MHz.

Fig. 14 - Circuito a «farfalla» usato in un frequenzimetro eterodina.



Fig. 15 - Interno di un ondametro ad assorbimento con circuito a «farfalla» per frequenze da 200 a 1250 MHz.



nelle bobine dell'attenuatore ed alimenta attraverso i cavi coassiali il commutatore di A.F. mediante il quale viene scelta l'uscita appropriata al campo di frequenze utilizzato. Dall'interruttore la tensione viene allora immessa, attraverso un lungo cavo coassiale ad una «testa» di uscita ove il cavo termina in un opportuno adattatore. Ai capi dei terminali di uscita è connesso un voltmetro a cristallo, l'uscita in c.c. del quale viene riportata indietro ad alimentare un amplificatore in c.c. pilotante uno strumento sul pannello.

Usando il carico esso viene dapprima connesso ai terminali della «testa» di uscita attraverso una resistenza in serie da 50 ohm che compie le funzioni di adattatrice e la manopola viene ruotata finché lo strumento indichi una tensione campionata. L'indicatore della manopola dell'attenuatore, che è regolabile, viene ora disposta ad un livello di tensione corrispondente alla tensione letta e l'attenuatore è ora campionato per ogni lettura susseguente.

È notorio che questo sistema di uscita, mentre risulta pratico e dà dei risultati accurati, è lontano dall'ideale e richiede alcuni perfe-

zionamenti. Una obiezione potrebbe essere quella che la calibrazione dell'attenuatore deve essere fatta a un livello di tensione relativamente elevato e con il carico connesso, e che, se il carico non è lineare, la calibrazione non è corretta per livelli più bassi ai quali sono eseguite le prove attuali. Secondariamente se vi è una tensione apprezzabile ai terminali del pezzo in esame, ad esempio da un oscillatore locale di un ricevitore supereterodina, la tensione sarà letta sul voltmetro del generatore. Il ricevitore deve essere quindi disinserito durante la calibrazione, il che può influire sul valore dell'impedenza d'entrata e pertanto annullare l'accuratezza della calibrazione. Un metodo per prevenire questi inconvenienti è provvedere una resistenza in serie da 50 ohm od un attenuatore da 50 ohm 20 dB che isolerà il generatore dal carico e ridurrà gli effetti delle variazioni dell'impedenza del carico in un rapporto di

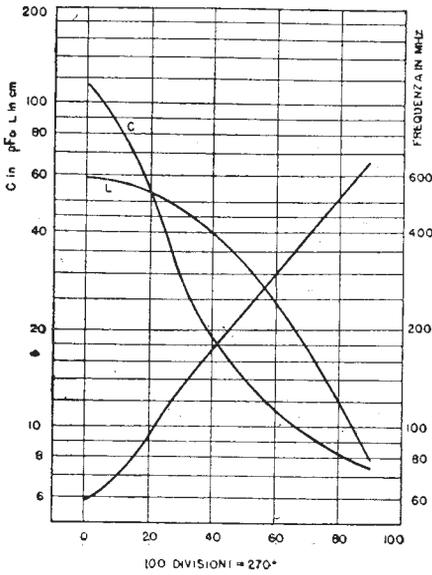


Fig. 16 - Variazioni di  $L$ ,  $C$  e  $f$  di risonanza in funzione della posizione del rotore del circuito di accordo del tipo a contatto strisciante.

10. Una terza obiezione è che l'attenuatore deve essere ricalibrato ogni volta che si cambia la frequenza, così che si impiega un tempo considerevole allorché si devono tracciare delle curve di selettività. Questa obiezione deve essere prevenuta nel futuro col predisporre un interruttore nel circuito del voltmetro che permetterà di controllare di per se stesse le oscillazioni, di modo che la regolazione del livello dell'oscillatore può essere effettuata allorché si ricalibra l'attenuatore. In aggiunta ai vantaggi della compattezza, semplicità e convenienza dell'oscillatore a « farfalla » si è riscontrato che essi hanno un'alta stabilità e un basso coefficiente di temperatura. Essi hanno pertanto trovata applicazione in frequenzimetri a eterodina come pure in generatori. La fig. 14 mostra una « farfalla » usata in un frequenzimetro che copre il campo da 100 a 200 MHz con un triodo ghianda 958. Le placche, come visibile, sono sagomate per dare una variazione logaritmica di frequenza in funzione dell'angolo. La striscia attraverso le piastre dello statore costituisce un condensatore padding che riduce il campo.

Lo strumento in cui esso lavora — con alimentazione a batteria — ha una stabilità di

frequenza superiore al 0,1%. Usando un mescolatore a cristallo, vengono generate delle opportune armoniche per permettere praticamente delle misure di frequenza fino a 2000 MHz.

Un ondametro ad assorbimento usante un circuito a farfalla è visibile in fig. 15. Questo circuito usa un cristallo rivelatore ed uno strumento e copre un campo di frequenze da 200 a 1250 MHz con una precisione del  $\pm 2\%$ . La fig. 16 dà una visione dello strumento nella sua custodia; è possibile tenerlo in una mano mentre si effettuano le ricerche.

Per misure d'impedenza la linea coassiale rappresenta apparentemente lo strumento più conveniente. Come detto nella prima parte di questo articolo, la linea coassiale può essere usata, quando cortocircuitata, aperta, o chiusa alla sua estremità su  $Z_0$ , come un elemento resistivo o reattivo. L'estensione del noto ponte di bassa frequenza o dei metodi di risonanza può quindi essere applicata sostituendo gli elementi a parametri concentrati con linee coassiali. In aggiunta la distribuzione di tensioni in una linea a costanti distribuite può essere usata onde fornire delle conoscenze che non possono trovare nessun'altra contro partita in circuiti con para-

Fig. 17 - Dettaglio del circuito «butterfly» nell'ondametro General Radio 1140-Z.



Fig. 18 - Oscillatore per o.u.c. General Radio tipo 887A.

metri concentrati. I due metodi generalmente usati oggi sono:

1) un'estensione del metodo di risonanza a bassa frequenza in cui una curva di risonanza è tracciata in funzione della lunghezza della linea o della frequenza;

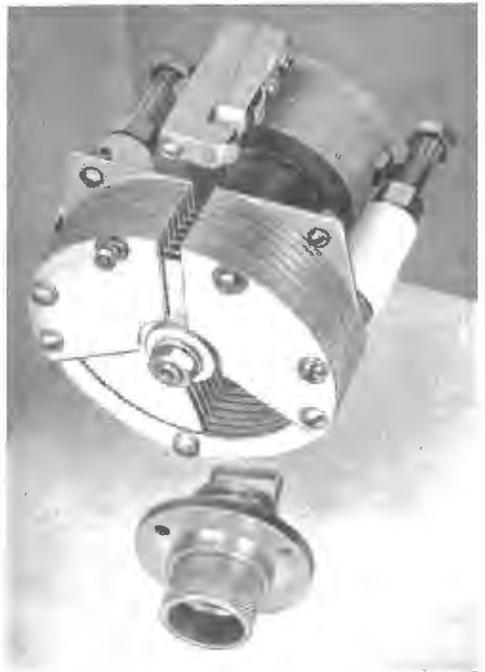
2) metodo di distribuzione di tensione usato con linee a costanti distribuite. Vi sono molti metodi che possono essere compresi nella prima classe, ma nessuno di essi ha raggiunto una grande diffusione. Il secondo metodo invece è ampiamente usato e viene qui di seguito brevemente descritto.

Quando una linea di trasmissione di impedenza caratteristica  $Z_0$  e lunghezza  $l$  termina su una qualsivoglia impedenza  $Z_r$ , l'impedenza  $Z_s$  dal lato di trasmissione risulta determinata dall'espressione

$$\frac{Z_s}{Z_0} = \frac{Z_r/Z_0 + j \tan 2\pi l/\lambda}{1 + j (Z_r/Z_0) \tan 2\pi l/\lambda} \quad [3]$$

Se la lunghezza  $l$  viene variata si può dimostrare che il luogo di questa espressione è un cerchio avente il suo centro sull'asse della resistenza. I valori massimi e minimi dell'impedenza dall'estremo della trasmissione saranno puramente resistivi.

Sotto queste condizioni il rapporto fra il



massimo e il minimo della tensione,  $\rho$ , è dato da:

$$\rho = \frac{V(\max) \cdot R_s(\max)}{R_s(\min)/Z_0} \cdot \frac{R_s(\min) + Z_0}{1 + R_s(\max)/Z_0} \cdot \frac{R_s(\min)}{R_s(\max)} = \frac{R_s(\max)}{R_s(\min)} \quad [4]$$

Ogni valore del rapporto di onde stazionarie,  $\rho$  determina inoltre un rapporto di massima impedenza dal lato di trasmissione e conseguentemente un unico cerchio nel piano  $R \div X$ . Si può dimostrare che i punti di massima e minima tensione si alternano sulla linea con delle lunghezze che differiscono di un quarto di lunghezza d'onda. In ogni dato circolo di rapporto di onde stazionarie, una scala può essere ora marcata per indicare l'impedenza che si ha ad ogni data lunghezza, misurata dal punto di minima tensione. La distanza dal carico terminale al primo minimo di tensione ed il rapporto di onde stazionarie sono ora bastanti per determinare l'impedenza terminale, giacché la misura di onde stazionarie determina il circolo, e la lunghezza misurata la posizione del circolo. Una conveniente carta per ricavare le impedenze da questi dati è stata pubblicata (2) ed è disponibile in un regolo circolare. Una buona quantità di simili speciali apparecchiature è stata realizzata durante la guerra, ma non è stato fatto ancora nessun tentativo per produrre in scala commerciale equipaggiamenti di misura. Il lavoro sta procedendo tuttavia nel progetto di una linea distribuita di precisione con i relativi elementi di connessione, sezioni adattatrici, unità bolometriche e altri apparati collegati e si spera che una versione commerciale di questi utili strumenti possa essere disponibile per l'uso generale. ●



Fig. 19 - Ondametro General Radio 1130-Z visto di fronte.

T.E. ringrazia insieme al Dr. Sinclair, Mr. H. S. Renne di Radio-Electronic Engineering, e la Soc. Belotti di Milano che hanno consentito la pubblicazione del presente articolo.

## BIBLIOGRAFIA

(Si veda anche nella prima parte dell'articolo su « T.E. », n. 3, vol. II).

- (1) E. KARPLUS: *Wide-Range Tuned Circuits and Oscillators for High Frequencies*. - Proc. I.R.E., Vol. 33, p. 426, Luglio 1945.
- (2) P. H. SMITH: *Electronics*. Vol. 17, p. 130, Gennaio 1944.



*In questo articolo viene esaminato il comportamento di alcuni circuiti elettrici fondamentali, quando sono ad essi applicate tensioni o correnti unitarie, cioè rappresentabili mediante la funzione  $1(t)$  di Heaviside. Questo studio, che viene effettuato valendosi dei risultati ottenuti in precedenza, nei due articoli: «Circuiti elettrici a regime alternativo sinusoidale permanente», e dei metodi del calcolo operatorio in questo articolo brevemente riassunti, permette di ricavare le espressioni esplicite delle funzioni caratteristiche dei circuiti esaminati, che verranno poi impiegate per completare lo studio del loro comportamento.*

*I simboli usati in questo articolo sono in massima parte gli stessi che vennero impiegati nei due precedenti.*

## 2.1 GENERALITÀ SUI CIRCUITI A REGIME NON SINUSOIDALE E NON PERMANENTE.

I circuiti impiegati nella tecnica delle radio comunicazioni sono soltanto in rari casi sede di fenomeni elettrici a carattere rigorosamente alternativo sinusoidale e permanente, come quelli di cui ci siamo occupati nell'articolo precedente (1), e che sono i soli che possono essere studiati facendo uso del metodo originario di Steinmetz-Kennely.

La trasmissione di un qualunque segnale, sia esso la parola o la successione di punti e di linee del codice Morse, o il susseguirsi di impulsi che si manifesta nelle trasmissioni televisive, è sempre ben lungi dall'essere rappresentabile da una semplice funzione alternativa sinusoidale e permanente.

Malgrado ciò queste funzioni sono così importanti nello studio dei fenomeni elettrici, per due ragioni: la prima è che in genere la trasmissione dei segnali si effettua modulando (in ampiezza, frequenza o fase) una portante alternativa sinusoidale e permanente col segnale da trasmettere, e facendo in modo che tale modulazione risulti almeno mediamente lenta, cioè che la frequenza della armonica di ordine più elevato presente nel segnale con ampiezza non trascurabile sia alquanto minore della frequenza portante. In questo modo le variazioni della ampiezza, frequenza o fase della portante, dovute alla modulazione, avvengono in un tempo lungo

rispetto al periodo della portante, e i circuiti sottoposti a tensioni o correnti di tale genere si possono studiare alla frequenza della portante, supposta sinusoidale e permanente, salvo tener conto della modulazione mediante bande laterali, la cui frequenza differisce di abbastanza poco da quella portante.

È da notare che la trasmissione del segnale è affidata alle bande laterali; e si comprende come la giusta o errata valutazione della ampiezza di queste conduca a risultati teorici in accordo, o contrari all'esperienza.

Tipico a questo proposito è il fallimento del tentativo, fatto verso il 1920, di trasmettere la fonia con modulazione di frequenza a banda strettissima, dovuto al fatto che non si era giustamente valutata l'ampiezza delle bande laterali necessarie a trasmettere la gamma acustica mediante portanti modulate in frequenza.

La seconda ragione cui è da attribuire l'importanza del regime sinusoidale permanente risiede nel fatto che, per i noti sviluppi in serie o in integrale di Fourier, la funzione che rappresenta analiticamente un fenomeno periodico qualunque può essere considerata come il risultato della somma di infinite funzioni sinusoidali (armoniche) di frequenze diverse, ognuna multipla intera di quella del fenomeno in esame; mentre la funzione che rappresenta un fenomeno aperiodico, anche discontinuo, può essere ancora ottenuta dalla somma (o meglio dall'integrale) di infinite componenti sinusoidali di ampiezza infinitesima, e di frequenza variabile con continuità.

È dunque possibile conoscere il comportamento di un circuito in regime qualunque,

(1) Parte I. Vedi T.E., N. 1/1947, pag. 15-24 e N. 2/1947, pag. 149-157.

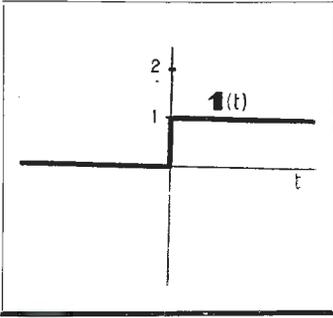


Fig. 1 - Funzione di Heaviside.

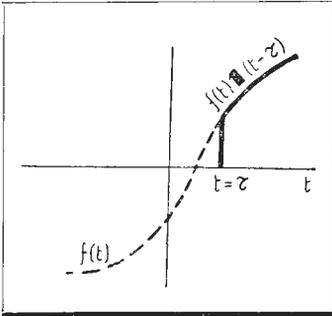


Fig. 2 - Funzione  $f(t) \cdot 1(t-\tau)$

periodico o no, purchè sia noto, per ogni frequenza da zero a infinito, il suo comportamento a regime permanente alternativo e sinusoidale, e purchè si conosca lo sviluppo di Fourier delle funzioni che rappresentano le grandezze ad esso applicate.

L'applicazione del metodo di Steinmetz-Kennely a problemi di questo genere richiede questo procedimento di massima:

1) determinare la curva di risposta (in modulo e fase) del circuito in esame, per tutte le frequenze da 0 a  $\infty$ , e in regime sinusoidale permanente.

2) Sviluppare in serie o in integrale di Fourier la funzione che rappresenta la grandezza elettrica applicata al circuito.

3) Determinare ampiezza e fase della tensione di uscita corrispondente ad ognuna delle componenti armoniche trovate, e supposte applicate una alla volta all'ingresso del circuito con ampiezza proporzionale ai coefficienti dello sviluppo di Fourier.

4) Sommare vettorialmente i contributi che ognuna di esse porta alla tensione totale di uscita.

Il metodo, come si vede, è indiretto, piuttosto lungo, e richiede spesso calcoli complessi.

Lo studio *diretto* dei circuiti a regime qualunque è peraltro possibile, come è noto, scrivendo e integrando, con le dovute condizioni ai limiti, le equazioni differenziali dei circuiti stessi; oppure in maniera equivalente, ma più semplice, usando un metodo fondato sull'uso del calcolo operatorio (o simbolico), che trae la propria origine dalla natura stessa di tali equazioni differenziali.

Lo scopo di questa parte del presente lavoro è di illustrare tale metodo, presentando un certo numero di applicazioni ai circuiti fondamentali che hanno formato l'oggetto dell'articolo precedente.

Questo studio non ha carattere di novità, poichè molte e pregevoli sono le opere sull'argomento; ma è parso utile farne egualmente una esposizione semplice e con immediati riferimenti pratici, al fine di familiarizzare i tecnici con un metodo di calcolo che può essere loro di valido aiuto nello studio di quei circuiti (a modulazione di frequenza, per televisione ecc.) in cui la semplice analisi a regime sinusoidale permanente può non essere sufficiente a chiarirne tutte le particolarità di funzionamento.

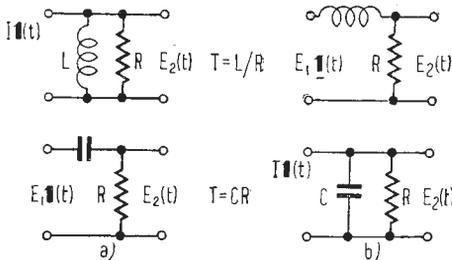


Fig. 3 - Circuiti elementari RC, RL serie e parallelo.

## 2.2. PRINCIPI DEL CALCOLO OPERATORIO.

La maniera più immediata, anche se non molto rigorosa e generale, che permette di rendersi conto del significato del calcolo operatorio, e che fornisce le principali regole per il suo impiego, consiste nel generalizzare nella forma seguente gli enunciati a) e b) riportati al paragrafo 2 dell'articolo precedente (vedi «T.E.», n. 1-1947, pag. 17).

a') se una qualunque grandezza elettrica (funzione del tempo) è applicata a un circuito a costanti concentrate (2), lineari ed indipendenti dal tempo, e se nei calcoli relativi a tale circuito entrano la derivata o l'integrale della funzione data, queste operazioni possono essere formalmente rappresentate mediante moltiplicazione o divisione della funzione data per un particolare operatore, che denotiamo col simbolo  $p$  (3), ponendo quindi

$$\left[ \frac{df(t)}{dt} = pf(t); \int_0^t f(t) dt = \frac{1}{p} f(t) \right] \quad [2.1]$$

b') l'operatore  $p$  gode di tutte le proprietà formali delle grandezze algebriche ordinarie, cioè si ha ad esempio

$$p \cdot p = p^2 = d^2/dt^2; \quad p \cdot p^{-1} = p \cdot 1/p = 1; \\ ap + bp + \dots = p(a+b+\dots)$$

Le precedenti affermazioni costituiscono a prima vista una generalizzazione assai ardita della proprietà dell'operatore  $j\omega$ . Senza entrare in dettagli ci limitiamo qui ad affermare che la loro validità dipende dalla forma stessa delle equazioni differenziali che regolano i fenomeni elettrici nei circuiti in questione, e può essere provata con tutto il rigore con vari metodi, fondati sull'uso della trasformata di Laplace e dell'integrale di Fourier. La bibliografia riportata alla fine del lavoro, può servire di guida al lettore desideroso di approfondire l'argomento.

L'utilità dei metodi operatorii deriva dal fatto che, come risulta da a'), non è necessario fare ipotesi restrittive sulla natura delle funzioni rappresentanti le grandezze applicate. Il metodo vale per funzioni qualsiasi della variabile  $t$ , purchè esse siano esprimibili analiticamente, e purchè siano soddisfatte alcune condizioni puramente matematiche relative alla forma analitica di tali funzioni: condizioni sempre verificate in tutti i casi pratici.

Il metodo permette in particolare lo studio di fenomeni non periodici, e transitori (brusche applicazioni di tensioni o correnti comunque variabili, transitori dovuti a variazioni di regime) e, con qualche modificazione, anche quello di fenomeni periodici non sinusoidali (tensioni o correnti applicate rettangolari, a dente di sega, comunque modulate mediante grandezze periodiche).

Anzi che svolgere la teoria dell'operatore  $p$  risolveremo un certo numero di casi pratici di particolare interesse, e dalla loro trattazione risulterà chiara la via da seguire per

(2) Naturalmente è possibile applicare il metodo operatorio anche allo studio di circuiti a costanti distribuite, ma questo studio esce dai limiti del presente lavoro.

(3) Altri autori usano rappresentare questo operatore coi simboli  $D$  o  $\Delta$ . La notazione  $p$  è la più diffusa presso gli autori inglesi e americani.

lo studio di altri circuiti. Il procedimento di massima è, in ogni modo, il seguente:

— Si scrivono le equazioni del circuito in esame, supponendo funzionante a regime alternativo sinusoidale e permanente, e si sostituisce l'operatore  $p$  all'operatore  $j\omega$ , prima di effettuare qualunque semplificazione relativa a quest'ultimo: questo perchè certe proprietà dell'operatore  $j$  differiscono da quelle dell'operatore  $p$ : basta pensare che

$$j \cdot j = -1, \text{ mentre } p \cdot p = p^2 = d^2/dt^2.$$

— Effettuata la sostituzione si opera su  $p$  come se si trattasse di una ordinaria quantità algebrica, risolvendo le equazioni del circuito in modo da ottenere le espressioni che danno, in funzione di  $C, R, L, M, p$ , le tensioni o le correnti che interessa conoscere.

In genere si troveranno tali correnti o tensioni espresse nella forma

$$[2.2] \quad I = e \cdot 1/Z(p) = e Y(p) \\ E = i \cdot 1/Y(p) = i Z(p)$$

che corrispondono alle formule [1.3], e nelle quali  $Z(p)$  e  $Y(p)$ , che equivalgono alla impedenza e alla ammettenza  $\bar{Z}(\omega)$   $\bar{Y}(\omega)$ , vengono dette impedenza e ammettenza generalizzate.

— L'espressione analitica della tensione  $e$ , o corrente  $i$  che figurano a secondo membro delle [2.2] sono note in funzione del tempo  $t$ : dunque il problema che ci siamo posti sarà da considerare risolto non appena, interpretando l'azione degli operatori  $Z(p)$  o  $Y(p)$  sulle funzioni date  $e(t)$  o  $i(t)$  si saprà ricavare l'espressione analitica delle funzioni incognite  $I(t)$ ,  $E(t)$ .

L'interpretazione di un generico operatore  $f(p)$  mediante operazioni note (somma, prodotto, derivata, integrale ecc.) su funzioni note (seno, coseno, esponenziale ecc.) è il punto più difficile e più importante del calcolo: esistono peraltro tavole e raccolte abbastanza estese di formule di valutazione, per le quali si rimanda alla bibliografia.

## 2.3 DETERMINAZIONE DELLE FUNZIONI CARATTERISTICHE RELATIVE AD ALCUNI CIRCUITI FONDAMENTALI.

Prima di affrontare i problemi relativi al funzionamento dei circuiti a regime qualunque è conveniente studiare un caso particolare estremamente notevole, quello in cui le tensioni o correnti applicate sono rappresentabili mediante la funzione unitaria di Heaviside, che indicheremo col simbolo  $\mathbf{1}(t)$ .

Questa funzione (vedi fig. 1) è nulla per  $t < 0$ , vale 1 per  $t > 0$ , presenta in  $t = 0$  una discontinuità finita di 1<sup>a</sup> specie e rappresenta il più semplice tipo di perturbazione applicabile ad un circuito: la tensione o corrente continua unitaria bruscamente applicata al tempo  $t = 0$ . Se l'istante di applicazione non è  $t = 0$ , ma  $t = \tau$ , la grandezza applicata si

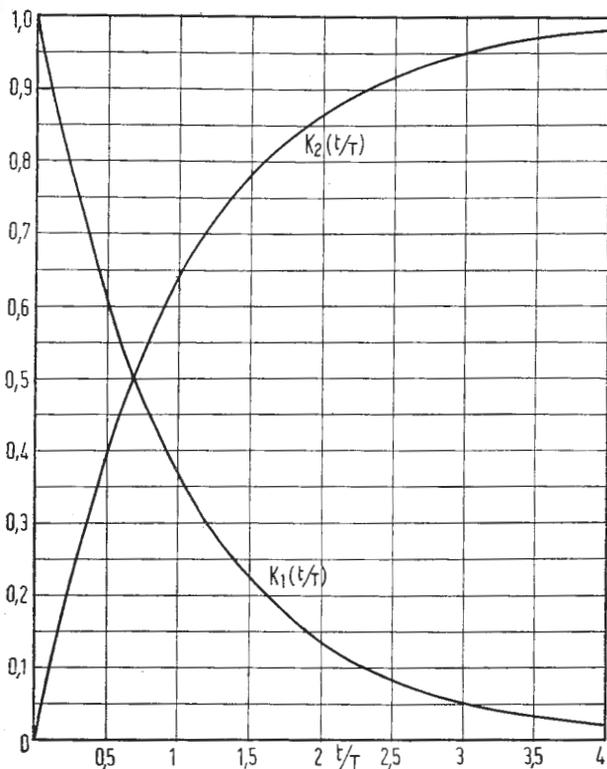


Fig. 4 - Funzioni caratteristiche per i circuiti elementari RC, RL serie e parallelo.

rappresenta con la funzione  $\mathbf{1}(t - \tau)$ , nulla per  $t < \tau$ , eguale a 1 per  $t > \tau$  e discontinua per  $t = \tau$ .

Il prodotto  $f(t) \cdot \mathbf{1}(t - \tau)$  rappresenta allora la grandezza generica  $f(t)$  bruscamente applicata al circuito all'istante  $t = \tau$  (vedi fig. 2).

Lo studio dei circuiti sottoposti all'azione di grandezze come la  $\mathbf{1}(t)$  permette di individuare le particolarità essenziali del loro funzionamento in regime transitorio, e, facendo conoscere la cosiddetta funzione caratteristica di ognuno di essi, fornisce l'elemento essenziale per il loro studio nel caso più generale di grandezze applicate di qualunque forma.

In questo paragrafo vengono ricavate le funzioni caratteristiche dei circuiti già esaminati nel precedente articolo. Tali funzioni caratteristiche potranno poi essere impiegate nello studio generale dei circuiti proposti.

Nell'articolo introduttivo, comparso nel n. 1 e 2, 1947 di «T.E.» sono state calcolate le tensioni di uscita, in funzione di  $\omega$  per alcuni circuiti, supposti alimentati a tensione o corrente alternativa e sinusoidale di ampiezza costante e di frequenza variabile.

Tutti i calcoli sono stati fatti avendo cura di evitare operazioni su  $j\omega$ , illecite ai fini della sua successiva sostituzione con l'operatore

$p$ : dunque i risultati allora trovati si prestano alla immediata sostituzione di  $p$  a  $j\omega$ , e della corrente o tensione  $\mathbf{1}(t)$  alle tensioni  $\bar{E}$ , o alle correnti  $\bar{I}$  di alimentazione.

Cominciamo col riprendere in esame i circuiti elementari RC, RL rappresentati in fig. 3. Le tensioni o correnti di alimentazione siano rappresentate dalle funzioni  $E_1 \mathbf{1}(t)$ ,  $I \mathbf{1}(t)$  con  $E_1$  ed  $I$  costanti.

Le formule relative al comportamento di questi circuiti in regime sinusoidale permanente sono le [1.7], [1.8]. Tra queste ci interessano le due seguenti

$$\begin{aligned} \bar{E}_2/\bar{E}_1 &= 1/(1+j\omega T) \text{ per i circuiti a)} \\ \bar{E}_2/\bar{E}_1 &= 1/(1+1/j\omega T) \text{ per i circuiti b)} \end{aligned}$$

nelle quali ricordiamo che si è posto, per i circuiti alimentati a corrente costante,  $\bar{E}_1 = \bar{I}R$ .

Sostituendo  $p$  a  $j\omega$ , e ponendo ancora  $E_1 = IR$  per questi circuiti (4) si ottengono le due equazioni operazionali

(4) Mentre nel caso precedente  $\bar{E}_1$  ed  $\bar{I}$  erano grandezze vettoriali, in questo caso  $E_1$  ed  $I$ , non soprallineati, rappresentano valori costanti ed arbitrari di tensione e corrente.

$$[2.3a] \quad E_2(t)/E_1 = 1/(1+pT) \mathbf{1}(t)$$

$$[2.3b] \quad E_2(t)/E_1 = 1/(1+pT) \mathbf{1}(t)$$

Le due funzioni a secondo membro, moltiplicate per il valore costante  $E_1$  rappresentano la tensione di uscita corrispondente alla tensione  $E_1$  o alla corrente  $I = E_1/R$  brusca applicate all'ingresso al tempo  $t = 0$ . Se si fa  $E_1 = 1$ , o il che è lo stesso, se si considerano le due funzioni

$$K_1(t) = 1/(1+pT) \mathbf{1}(t) \quad [2.4a]$$

$$K_2(t) = 1/(1+pT) \mathbf{1}(t) \quad [2.4b]$$

si ottiene l'espressione operativa della funzione caratteristica dei circuiti dati (5).

I calcoli necessari alla valutazione dei due operatori in questione sono riportati in Appendice A (6).

Tali calcoli conducono alle seguenti espressioni esplicite per le funzioni caratteristiche  $K_1$  e  $K_2$ :

$$K_1(t) = e^{-t/T} \mathbf{1}(t) \quad [2.7a]$$

$$K_2(t) = (1 - e^{-t/T}) \mathbf{1}(t) \quad [2.7b]$$

Queste due formule ben note sono di notevole importanza, sia perchè esse riguardano circuiti molto diffusi, sia perchè, come si vedrà in seguito, ad esse è legata la valutazione di molti altri operatori più complessi. Le funzioni caratteristiche  $K_1$  e  $K_2$  sono rappresentate graficamente in figura 4, in funzione del rapporto  $t/T$ : come si vede bene (e come del resto era chiaro fin da principio) si tratta delle nostre curve di carica e scarica (o di chiusura e di apertura) relative ai circuiti CR, LR. Cerchiamo ora le funzioni caratteristiche del circuito di accoppiamento RC, e dei circuiti LCR in serie e in parallelo, che hanno tutti, a regime alternativo sinusoidale permanente una curva di risposta rappresentabile mediante la funzione

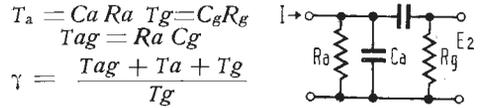
$$\bar{A}_0/\bar{A} = \gamma [1 + Q_0(j\omega/\omega_0 + \omega_0/j\omega)] \quad [2.8]$$

dove il rapporto  $\bar{A}_0/\bar{A}$  vale  $\bar{I}R/\bar{E}_2$  per il circuito RC, e il circuito LCR in parallelo, e  $\bar{I}_0/\bar{I}$  per il circuito LCR in serie. Il significato dei simboli è riportato per comodità a fianco dei circuiti in figura 5.

Osserviamo che la [2.8] dà l'inverso della attenuazione che è espressa dal rapporto

(5) Notiamo che, a rigore, la funzione caratteristica si riferisce all'operatore  $f(p)$ , non al circuito che ha condotto a quell'operatore. Abbiamo di proposito usato una locuzione non rigorosa per la maggiore chiarezza di terminologia che ci è parso ne derivasse.

(6) Abbiamo sistematicamente riportato in appendice gli sviluppi più strettamente analitici di questo lavoro per non appesantirne una prima lettura: il lettore ricordi però che la parte matematica di cui sopra è assai importante; poichè solo da essa si può vedere come si giunge alla pratica applicazione del metodo operatorio.



$$T_a = Ca Ra \quad T_g = C_g R_g$$

$$Tag = Ra Cg$$

$$\gamma = \frac{Tag + Ta + Tg}{Tg}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{Ta Tg}$$

$$Q = \frac{\sqrt{Ta Tg}}{Tag + Ta + Tg}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad Q_0 = \frac{Rp}{\omega_0 L}$$

$$\gamma = 1$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad Q_0 = \frac{\omega_0 L}{Rs}$$

$$\gamma = 1$$

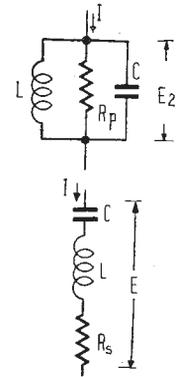


Fig. 5 - Circuiti CR di accoppiamento, e LCR serie e parallelo, e formule relative.

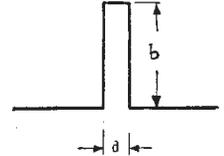


Fig. 6 - Funzione impulsiva.

$\bar{E}_2/\bar{I}R$  o  $\bar{I}/\bar{I}_0$ : ciò è indifferente in regime alternativo sinusoidale quando essa è espressa in decibel, poichè invertendo tale rapporto il suo logaritmo (e quindi il numero di decibel) cambia solo di segno. Questa proprietà non è più valida quando si sostituisce a  $j\omega$  l'operatore  $p$ : sostituendo quindi  $p$  a  $j\omega$  nella inversa della [2.8] avremo:

$$A/A_0 = \frac{1}{\gamma} \frac{1}{1 + Q_0 p/\omega_0 + Q_0 \omega_0/p} = \frac{1}{\gamma} \frac{1}{Q_0 q^2 + q + Q_0}$$

dove si è posto  $p/\omega_0 \equiv q$ . Se si prende  $A_0 \equiv \mathbf{1}(t)$  si ricava dalla formula precedente l'espressione operativa della funzione caratteristica  $K_3(t)$  dei circuiti di fig. 2.5.

$$K_3(t) = \frac{1}{\gamma} \frac{q}{Q_0 q^2 + q + Q_0} \mathbf{1}(t) \quad [2.9]$$

L'operatore che figura a secondo membro della [2.9] appartiene alla classe di quelli del tipo

$$f(p) \equiv \frac{M(p)}{N(p)} \mathbf{1}(t) \quad [2.10]$$

dove  $M$  ed  $N$  sono polinomi in  $p$ . La valutazione degli operatori appartenenti a questa classe si effettua con un procedimento generale, che si può trovare ampiamente descritto nei trattati di calcolo operatorio citati nella bibliografia.

Nell'appendice B abbiamo però riportato, per comodità del lettore, le considerazioni principali che conducono al Teorema dello sviluppo di Heaviside, che permette di valutare la [2.10] quando l'equazione algebrica  $N(p) = 0$  ha tutte le radici distinte e diverse da zero.

Questo teorema è espresso dalla formula:

[2.15]

$$\frac{M(p)}{N(p)} \mathbf{1}(t) = \left[ \frac{M(\alpha_0)}{N(\alpha_0)} + \sum_n \frac{M(\alpha_n)}{\alpha_n N'(\alpha_n)} e^{\alpha_n t} \right] \mathbf{1}(t)$$

valida nell'ipotesi fatta sopra circa le radici  $\alpha$ , e in più (nella forma qui scritta) se il grado di  $M(p)$  è minore o eguale di quello di  $N(p)$ . Ricordiamo che  $M(0)$  e  $N(0)$  sono i valori di  $M$  e di  $N$  per  $p = 0$ ;  $M'(\alpha_n)$  e  $N'(\alpha_n)$  i valori di  $M(p)$  e della derivata prima di  $N$  per  $p = \alpha_n$ . Con la [2.15] possiamo facilmente valutare la [2.9]. Risolvendo infatti la  $N(q) = 0$  e ricordando che  $q \equiv p/\omega_0$  si ricava:

$$[2.16] \quad \alpha_1 = -\omega_0/(2Q_0) \cdot (1 + \sqrt{1 - 4Q_0^2});$$

$$\alpha_2 = -\omega_0/(2Q_0) \cdot (1 - \sqrt{1 - 4Q_0^2}).$$

Si ottiene inoltre con facili calcoli:

$$\frac{M(\alpha_0)}{N(\alpha_0)} = 0; \quad M(\alpha_i) = \omega_0 \alpha_i;$$

$$N'(\alpha_i) = 2Q_0 \alpha_i + \omega_0$$

e quindi, tenuto conto di [2.15] si ottiene per la [2.9] l'espressione:

$$[2.17] \quad K_3(t) = \frac{1}{\gamma} \frac{e^{\omega_0 t/(2Q_0)}}{2Q_0 \sqrt{1/(4Q_0^2) - 1}} \cdot \left[ e^{\omega_0 t \sqrt{1/(4Q_0^2) - 1}} - e^{-\omega_0 t \sqrt{1/(4Q_0^2) - 1}} \right] \mathbf{1}(t)$$

Distinguiamo ora tre casi:

1° Caso:  $Q_0 \leq 1/2$ .

Sviluppando in serie il radicale che figura nella [2.17] e arrestandosi al secondo termine, si ottiene facilmente:

$$[2.18] \quad K_3'(t) = \frac{1}{\gamma} (e^{-\omega_0 Q_0 t} - e^{-\omega_0 t/Q_0}) \mathbf{1}(t)$$

La forma esatta della funzione  $K_3'(t)$  può peraltro ottenersi, senza ricorrere allo sviluppo in serie del radicale, ricordando la definizione della funzione iperbolica  $\sinh \varphi$ .

Si ha infatti:

$$\sinh \varphi = \frac{e^\varphi - e^{-\varphi}}{2}$$

e ponendo  $\omega_0' = \omega_0 \sqrt{1/(4Q_0^2) - 1}$ ;  $Q_0' = Q_0 \sqrt{1/(4Q_0^2) - 1}$  si vede immediatamente che la [2.17] può essere scritta nella forma

$$[2.18] \quad K_3'(t) = \frac{2}{\gamma} \left[ \frac{e^{-\omega_0' t/(2Q_0')}}{2Q_0'} - \sinh \omega_0' t \right] \mathbf{1}(t)$$

2° Caso:  $Q_0 > 1/2$ .

Ricordando la formula di Eulero:

$$e^{i\varphi} = \cos \varphi + i \sin \varphi$$

si ottiene, posto

$$\omega_0' = \omega_0 \sqrt{1 - 1/(4Q_0^2)} \quad \text{e} \quad Q_0' = Q_0 \sqrt{1 - 1/(4Q_0^2)}$$

$$[2.19] \quad K_3''(t) = 2/\gamma \left[ \frac{e^{-\omega_0' t/(2Q_0')}}{2Q_0'} \sin \omega_0' t \right] \mathbf{1}(t)$$

3° Caso:  $Q_0 = 1/2$ .

Osserviamo che la [2.17] può scriversi:

$$K_3'''(t) = \frac{1}{\gamma} \left[ \frac{e^{-\omega_0 t/(2Q_0)}}{Q_0} \cdot \lim_{Q_0 \rightarrow 1/2} \frac{\sin \omega_0 t \sqrt{1/(4Q_0^2) - 1}}{\omega_0 t \sqrt{1/(4Q_0^2) - 1}} \right] \mathbf{1}(t)$$

dove  $Q_0$  tende a  $1/2$  partendo da valori maggiori di  $1/2$ . Ma  $\lim_{x \rightarrow 0} (\sin x)/x = 1$  quindi

$$[2.20] \quad K_3'''(t) = \left( \frac{2}{\gamma} \omega_0 t e^{-\omega_0 t} \right) \mathbf{1}(t)$$

Le formole [2.18], [2.19], [2.20] rappresentano le funzioni caratteristiche relative ai circuiti di fig. 5.

In particolare la [2.19] vale solo per circuiti LCR (i soli per cui è possibile la condizione  $Q_0 > 1/2$ ), mentre le [2.18] e [2.20] valgono per il circuito di accoppiamento RC ( $Q_0 \leq 1/2$ ) e per il circuito LCR con resistenza in parallelo. I circuiti LCR con resistenza in serie a  $L$  o a  $C$  rientrano nel caso trattato solo quando  $Q_0 \gg 1$ , cioè quando è possibile la trasformazione della resistenza in serie in una equivalente in parallelo.

La fig. 7 riporta l'andamento della funzione  $K_3'(t)$  per i valori di  $Q$  0,1 e 0,2, nonché la  $K_3''(t)$  per  $Q = 5$ , e la  $K_3'''(t)$  ( $Q = 0,5$ ).

E veniamo ora alla funzione caratteristica del filtro di banda. Con i simboli riportati in fig. 8 e posto  $q = p/\omega_0$  si ricava, con semplici passaggi algebrici, partendo dalla [1.28] (vedi parte prima) la seguente espressione implicita per la funzione caratteristica  $K_4(t)$ .

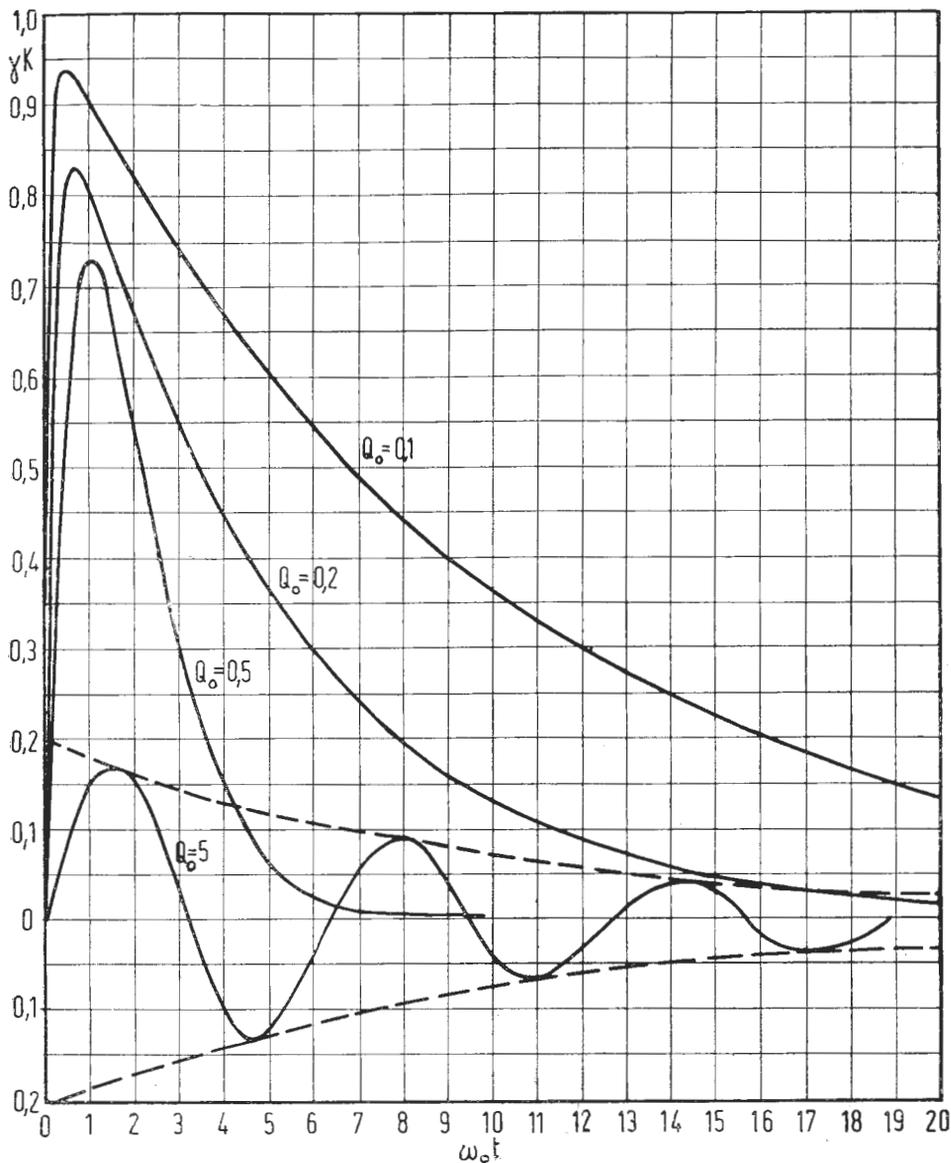


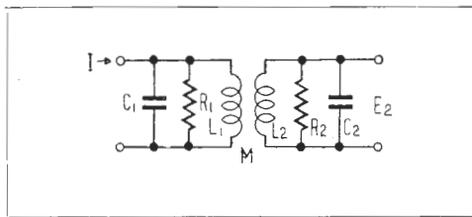
Fig. 7 - Funzioni caratteristiche dei circuiti CR di accoppiamento, e LCR serie e parallelo.

$$Q = \frac{2 Q_1 Q_2}{Q_1 + Q_2}; Z_{12} = \frac{\sqrt{K^2 Q_1 Q_2}}{1 + K^2 Q_1 Q_2} \sqrt{R_1 R_2}$$

$$K^2_{crit} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{Q_1^2} + \frac{1}{Q_2^2} \right) \ll 1$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2}$$

Fig. 8 - Filtro di banda e formule relative.



$$[2.21] \quad K_4(t) = \frac{\frac{2}{Q^2} q \mathbf{1}(t)}{1 + \frac{2}{Q} q + 2q^2 \left(1 + \frac{1}{2Q_1 Q_2}\right) + \frac{2}{Q} q^3 Q^4}$$

La valutazione di questa espressione, svolta in Appendice C, porta alla seguente espressione esplicita della  $K_4(t)$ :

tale che sia  $IZ_{12} = \mathbf{1}(t)$  (cioè tale da produrre una tensione unitaria ai capi della impedenza mutua in risonanza  $Z_{12}$ ).

Nel caso in cui sia  $r = 1$  (cioè  $Q_1 = Q_2 = Q$ ) si ricava invece

$$[2.30] \quad K_4'(t) = \left[ -\frac{2}{Q} e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} \frac{\omega_0 t}{2Q} \cos \omega_0 t \right] \mathbf{1}(t)$$

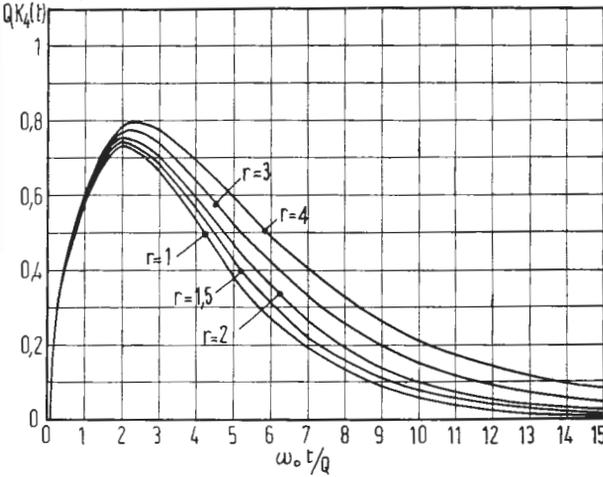


Fig. 9 - Funzione caratteristica per il filtro di banda.

$$[2.26] \quad K_4(t) = \left[ \frac{1}{Q} \frac{1+r}{1-r} \left( e^{-r/(1+r) \omega_0 t / Q} - e^{-1/(1+r) \omega_0 t / Q} \right) \cos \omega_0 t \right] \mathbf{1}(t)$$

valida per  $Q_1, Q_2 \gg 1$  e per  $r = Q_1/Q_2 \gg 1$

Ricordiamo che la funzione caratteristica  $K_4$  rappresenta la tensione di uscita  $E_2$ , quando all'ingresso è applicata una corrente  $I$

Nella figura 9 si è riportato, per vari valori del parametro  $r$ , l'andamento della funzione  $QK_4(t) = QK_4(t)/\cos \omega_0 t$ , che rappresenta l'involuppo della funzione caratteristica  $K_4(t)$  moltiplicato per  $Q$ .

Abbiamo dunque determinato le funzioni caratteristiche dei circuiti che formano l'oggetto del nostro esame: nei paragrafi successivi utilizzeremo tali funzioni per studiare alcune particolarità del funzionamento dei circuiti stessi a regime non periodico, oppure periodico non sinusoidale.

## APPENDICE A

Valutazione degli operatori:

$$K_1(t) = \frac{1}{1+1/pT} \mathbf{1}(t) \quad K_2(t) = \frac{1}{1+pT} \mathbf{1}(t)$$

Cominciamo da  $K_1$ , osservando che, poiché l'operatore  $p$  gode delle proprietà delle grandezze algebriche è lecito sviluppare la

espressione  $\mathbf{1}(t)/(1+1/pT)$  in serie binomiale (1):

(1) Questo procedimento va usato con cautela, poiché la serie ottenuta è una serie di operatori, la cui eventuale convergenza si può stabilire solo quando essa è applicata ad una determinata funzione.

Nel nostro caso questa funzione è la  $\mathbf{1}(t)$  e si verifica che il procedimento conduce ad una serie convergente per ogni valore di  $t$ .

$$[2.5] \quad \mathbf{1}(t) \frac{1}{1+1/pT} = \mathbf{1}(t) \cdot (1+1/pT)^{-1} =$$

$$= \left(1 - \frac{1}{pT} + \frac{1}{p^2T^2} - \frac{1}{p^3T^3} + \dots\right) \mathbf{1}(t)$$

La valutazione della data equazione operazionale è dunque ricondotta a quella dell'equazione più semplice

$$\frac{1}{T^n} (1/p)^n \mathbf{1}(t).$$

Ricordando le [2.1] osserviamo ora che si ha:

$$1/p \mathbf{1}(t) = \int_0^t \mathbf{1}(t) dt = \mathbf{1}(t) \cdot t;$$

$$1/p^2 \mathbf{1}(t) = 1/p [1/p \mathbf{1}(t)] = \int_0^t \mathbf{1}(t) t dt = (t^2/2) \mathbf{1}(t)$$

e, in generale

$$[2.6] \quad \frac{1}{p^n} \mathbf{1}(t) = \frac{t^n}{n!} \mathbf{1}(t)$$

Sostituendo la [2.5] nella [2.4] si ha allora

$$\frac{1}{1+1/pT} \mathbf{1}(t) =$$

$$= \left[1 - \frac{t}{T} + \frac{t^2}{2!T^2} - \frac{t^3}{3!T^3} + \dots\right] \mathbf{1}(t)$$

e quindi per il noto sviluppo

$$e^{-t/T} = 1 - t/T + t^2/(2!T^2) - t^3/(3!T^3) + \dots$$

che converge per  $-\infty \leq t/T \leq +\infty$ , si ha

$$[2.7a] \quad K_1(t) = \frac{1}{1+1/pT} \mathbf{1}(t) = e^{-t/T} \mathbf{1}(t)$$

Poichè si può scrivere

$$\frac{1}{1+pT} \mathbf{1}(t) = \frac{1}{pT} \frac{1}{1+1/pT} \mathbf{1}(t)$$

si ricava anche, tenuto conto della [2.6] e della [2.1]

$$\frac{1}{1+pT} \mathbf{1}(t) = \frac{1}{T} \int_0^t e^{-t/T} \mathbf{1}(t) dt \quad \text{cioè}$$

$$[2.7b] \quad K_2(t) = \frac{1}{1+pT} \mathbf{1}(t) = (1 - e^{-t/T}) \mathbf{1}(t)$$

## APPENDICE B

Valutazione dell'operatore  $\frac{N(p)}{M(p)} \mathbf{1}(t)$ , con  $M$  ed  $N$  polinomi in  $p$ .

*Teorema dello sviluppo.*

Per i nostri scopi è sufficiente ricordare che in algebra si insegna a decomporre un rapporto di polinomi nella somma di frazioni semplici: e precisamente, se il grado  $m$  di  $M(p)$  è maggiore di quello  $n$  di  $N(p)$ , si divide  $M$  per  $N$  ottenendo un quoziente  $Q(p)$  di grado  $m-n$ , e un resto  $R(p)$  di grado minore di  $n$ , e al massimo eguale ad  $n-1$ . Si ha cioè:

$$\frac{M(p)}{N(p)} = Q(p) + \frac{R(p)}{N(p)}$$

Nei circuiti elettrici a costanti concentrare realizzati nella pratica, e per i quali si cercano le tensioni date le correnti o viceversa, si dimostra che il grado di  $Q$  non può essere superiore al primo: si ha dunque al massimo  $Q(p) = a \cdot p = a d/dt$ . Nella massima parte dei casi si ha però  $Q(p) = \text{costante}$ .

La frazione propria  $R(p)/N(p)$  può poi essere espressa come somma di frazioni semplici: e precisamente se le radici (reali o complesse) dell'equazione  $N(p) = 0$  sono  $\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_n; \beta_2 \dots \beta_s$ , le prime semplici, le

seconde multiple di ordine  $r$  (variabile da una radice all'altra) si dimostra che si può scrivere:

$$[2.11] \quad \frac{R(p)}{N(p)} = \sum_n \frac{A_n}{p - \alpha_n} + \sum_s \left[ \frac{B_r}{(p - \beta_s)^r} + \frac{B_{r-1}}{(p - \beta_s)^{r-1}} + \dots + \frac{B}{p - \beta_s} \right]$$

I coefficienti  $A$  e  $B$  sono reali per radici reali e complessi per radici complesse, e si determinano riducendo i due membri di questa eguaglianza allo stesso denominatore, ed eguagliando nel numeratore i coefficienti delle stesse potenze di  $p$ .

Si ottengono così tante equazioni nelle  $A$  e nelle  $B$  quante occorrono per determinarle tutte.

Con questo procedimento l'operatore  $M(p)/N(p)$  è stato ridotto alla somma di operatori del tipo

$$[2.12] \quad p^n; \frac{A}{p-a}; \frac{B_r}{(p-\beta)^r}$$

Consideriamo il caso in cui questi operatori sono applicati alla funzione  $\mathbf{1}(t)$ : il primo di essi, nel caso pratico di  $n=1$  vale allora

$$[2.13] \quad p \mathbf{1}(t) = \frac{d}{dt} \mathbf{1}(t) = F(t)$$

dove  $F(t)$  è la cosiddetta funzione impulsiva: essa rappresenta il limite cui tende la funzione di figura 6 facendo tendere  $a$  a zero, e  $b$  a infinito. Fisicamente essa rappresenta un guizzo di corrente o di tensione di durata infinitesima  $a$  e di ampiezza  $b$  assai grande.

Il secondo degli operatori [2.11] applicato alla  $\mathbf{1}(t)$  vale, per la 2.7:

$$[2.14] \quad \frac{A}{p-\alpha} \mathbf{1}(t) = \frac{A}{\alpha} (1 - e^{-\alpha t}) \mathbf{1}(t)$$

Il terzo si valuta a partire da questo con

un procedimento che verrà indicato in seguito (vedi per es. Appendice C e § 2.5).

Torniamo ora alla [2.11]: nel caso in cui tutte le radici che vi figurano sono distinte e diverse da zero si dimostra che si ha:

$$[2.15] \quad \frac{R(p)}{N(p)} \mathbf{1}(t) = \left[ \frac{M(0)}{N(0)} + \sum_n \frac{M(\alpha_n)}{\alpha_n N'(\alpha_n)} e^{\alpha_n t} \right] \mathbf{1}(t)$$

dove  $M(0)$  e  $N(0)$  sono i valori di  $M$  e di  $N$  per  $p=0$ ;  $M(\alpha_n)$  e  $N'(\alpha_n)$  i valori di  $M$ , e della derivata prima di  $N$  per  $p=\alpha_n$ . Questa formula esprime il celebre teorema dello sviluppo di Heaviside, e, benchè sia meno generale della [2.11] è più comoda per gli usi pratici.

## APPENDICE C

Calcolo della funzione caratteristica per il filtro di banda di figura 8.

Dalla formula [1.28] della parte prima (vedi T.E. N. 2/1947) si giunge facilmente, sostituendo  $q$  a  $j(\omega/\omega_0)$ , alla seguente espressione operazionale che dà la tensione di uscita  $E_2$  in funzione della corrente costante, bruscamente applicata  $\mathbf{1}(t)$ :

$$[2.21] \quad E_2 / IZ_{12} = \frac{2}{Q^2} \frac{q}{1 + \frac{2}{Q}q + 2q^2} \frac{1}{2Q_1 Q_2} \frac{2}{Q} \frac{q^2 + q^4}{(1 + \frac{1}{2Q_1}q) + \frac{2}{Q}q^2 + q^4} \mathbf{1}(t)$$

purchè si suppongano verificate le equazioni [1.30 a)] relative all'accoppiamento critico, nonchè la [1.35] relativa alla definizione di  $Z_{12}$ , e si trascuri  $k^2$  rispetto all'unità.

L'equazione  $N(q) = 0$  può essere scritta:

$$[2.22] \quad q^2 [1/q^2 + q^2 + 2/Q (q+1/q) + 2 + 2\alpha] = 0$$

dove  $\alpha = 1/(2Q_1 Q_2)$ . Se si pone:

$$[2.23] \quad q + 1/q = y$$

e quindi  $q^2 + 1/q^2 = y^2 - 2$  la [2.22] si trasforma in una equazione quadratica in  $y$ , avente le radici  $-1/Q_1$  e  $-1/Q_2$ . Sostituendo questi valori ad  $y$  nella [2.23] si ottengono infine le 4 radici della  $N(q) = 0$ :

$$[2.24] \quad \alpha_1 = -1/(2Q_1) + i; \quad \alpha_2 = -1/(2Q_1) - i; \\ \alpha_3 = -1/(2Q_2) + i; \quad \alpha_4 = -1/(2Q_2) - i$$

a meno di termini di ordine superiore nel coefficiente della parte immaginaria.

Applicando il teorema dello sviluppo si possono trascurare nel calcolo di

$$N'(\alpha_i) = 2/Q + 4\alpha_i [1 + 1/(2Q_1 Q_2)] + 6/Q \alpha_i^2 + 4\alpha_i^3$$

i termini che contengono a fattore potenze di  $1/Q$  superiori alla prima, poichè si è supposto  $Q \gg 1$ , e si ricava facilmente:

$$[2.25] \quad \frac{E_2}{IZ_{12}} = \frac{2}{Q^2} \cdot \left[ \sum_{\pm i} \frac{e^{-\omega t/2Q_1} \cdot e^{\pm i\omega t}}{4(1/Q_1 - 1/Q)} + \frac{e^{-\omega t/2Q_2} \cdot e^{\pm i\omega t}}{4(1/Q_2 - 1/Q)} \right] \mathbf{1}(t)$$

e quindi ricordando le  $Q_1 = \frac{Q}{1+r}$ ;

$$Q_2 = \frac{Q}{2} \frac{1+r}{r} \text{ e la formula di Eulero si ha:}$$

$$[2.26] \quad \frac{E_2}{IZ_{12}} = \left[ \frac{1}{Q} \frac{1-r}{1+r} \cdot (e^{-r/(1+r)\omega t/Q} - e^{-1/(1+r)\omega t/Q}) \cos \omega t \right] \mathbf{1}(t)$$

Nel caso in cui  $r=1$ , cioè ( $Q_1 = Q_2 = Q$ ) le 4 radici  $N(q) = 0$  si riducono alle due radici doppie  $-1/(2Q) + i$ ;  $-1/(2Q) - i$ .

In questo caso, tenuto conto della [2.11] si può scrivere la [2.21] nella forma:

$$[2.27] \quad \frac{E_2}{IZ_{12}} = \frac{2}{Q^2} \left[ \frac{A_1}{(q-\alpha_1)^2} + \frac{A_2}{q-\alpha_1} + \frac{B_1}{(q-\alpha_2)^2} + \frac{B_2}{q-\alpha_2} \right] \mathbf{1}(t)$$

Si trova facilmente  $A_1 = a_1/4$ ,  $B_1 = a_2/4$ ,  
 $A_2 = B_2 = 1/4$ .

Gli operatori tipo  $\frac{1}{q-a} \mathbf{1}(t)$  si valutano  
 con la [2.7 b]:

$$[2.28] \frac{\mathbf{1}(t)}{q-a} = -\frac{1}{a} (1 - e^{zt}) \mathbf{1}(t)$$

mentre quelli tipo  $\frac{a}{(q-a)^2} \mathbf{1}(t)$  si valutano

mediante l'integrale di Duhamel (vedi para-  
 grafo 2.5), considerando l'operatore  $\frac{a}{(q-a)^2}$

come il prodotto  $\frac{a}{q-a} \cdot \frac{1}{q-a}$  ed applicando

il primo operatore alla funzione che si ottiene  
 dal secondo, applicato alla  $\mathbf{1}(t)$ :

$$\frac{a}{q-a} \cdot \frac{1}{q-a} \mathbf{1}(t) =$$

$$= \frac{1}{a} \int_0^t \left[ 1 - e^{a(t-\tau)} \right] \frac{a}{a\tau} (1 - e^{a\tau}) d\tau$$

ottenendo infine:

$$[2.29] \frac{a}{(q-a)^2} \mathbf{1}(t) = \frac{e^{zt}}{a} (ta - 1) + 1/a$$

Dalle [2.27], [2.28], [2.29] si ottiene, ricor-  
 dando che  $q = p/\omega_0 = d/(d\omega_0 t)$ , cioè che  
 si deve sostituire alla variabile  $t$  la  $\omega_0 t$ , e  
 tenendo conto della formula di Eulero:

$$[2.30] \frac{E_2}{IZ_{12}} = \left[ -\frac{2}{Q} e^{-\omega_0 t/2Q} \frac{\omega_0 t}{2Q} \cos \omega_0 t \right] \mathbf{1}(t)$$

che è la funzione caratteristica per  $r = 1$ . ●

## BIBLIOGRAFIA

### I) TRATTATI DI CALCOLO OPERATORIO E DI ANALISI

- 1) A. GHIZZETTI: *Calcolo simbolico* - Bologna, 1943.
- 2) A. M. ANGELINI: *Calcolo operatorio e studio dei circuiti elettrici in regime transitorio* - Milano, 1935.
- 3) J. R. CARSON: *Electric Circuit Theory and the operational Calculus* - New York, 1929.
- 4) N. W. MC. LACHLAN: *Complex Variable and Operational Calculus* - New York, 1939.
- 5) F. HUMBERT: *Le Calcul Symbolique* - Paris, 1934.
- 6) K. W. WAGNER: *Operatorenrechnung nebst Anwendungen in Physik und Technik* - Leipzig, 1940.
- 7) H. ERTEL: *Elemente der Operatorenrechnung* - Berlin, 1940.
- 8) R. COURANT und D. HILBERT: *Methoden der mathematischen Physik* - Bd. I, II, Berlin, 1937.

### II) TAVOLE DI VALUTAZIONE DI OPERA- TORI E TAVOLE DI FUNZIONI

- 1) A. M. ANGELINI, *loc. cit.*
- 2) N. W. MC. LACHLAN e P. HUMBERT: *Formulaire pour le Calcul Symbolique* - (« Mém. des Sciences Mathem. », fasc. C, Paris, 1941).
- 3) G. A. CAMPBELL e R. H. FOSTER: *Fourier integrals for practical applications* - (« Bell Teleph. System », New York, 1931).
- 4) A. GHIZZETTI, *loc. cit.*
- 5) FRITZ EMDE: *Tafeln Elementarer Funktionen* - Leipzig, 1940.

(segue al prossimo numero)

# ISTITUTO GRAFICO **A**GNELLI

*Progetta e stampa: Edizioni di lusso, Riviste, Cataloghi, Pieghevoli, Listini, Astucci, Etichette, Bustine, Buste commerciali, Buste paga, Facchetti per stampati, Stampati commerciali di ogni tipo e per ogni uso in nero ed a colori in tipografia, litografia e rilievografia.*

MILANO - VIA STATUTO 17 - TELEFONO NUM. 67.189  
**C**ASA FONDATA NEL 1625



**Laboratorio  
costruzioni  
radio**

Riparazione - Costruzione - Modifica  
di qualsiasi apparecchiatura radio.  
Amplificatori - Radiorecettori - Pezzi  
staccati - Materiale e ricevitori per  
dilettanti - Strumenti di misura -  
Apparecchi professionali

**milano  
via camperio 14  
telefoni  
14.718 - 690.730**

**a** **LTOPARLANTI**

**ELETTRODINAMICI  
MAGNETODINAMICI  
AUTOECCITATI  
DI PICCOLA, MEDIA  
E GRANDE POTENZA**

**INDUSTRIALE RADIO DI M. LIBERO & C.**

VIA PRINCIPE TOMMASO 30 - TORINO



*T. E. ha già pubblicato alcuni articoli riflettenti, da un punto di vista tecnico, l'organizzazione di determinati settori di una fabbrica di materiale radioelettronico (n. 7, Vol. I e I e 2 Vol. II). Nel presente articolo vengono esposti in forma rigorosa alcuni criteri che presidono i metodi da adottarsi nelle prescrizioni di fornitura e nel loro controllo. Viene proposta la definizione di un "indice di merito", della fornitura.*

## 1. GENERALITA'.

Nel quadro delle industrie elettrotecniche, l'industria radio è senza dubbio quella che sente maggiormente la necessità di attingere i suoi rifornimenti da un gran numero di ausiliarie, che per lo più sono ad essa collaterali.

Da un punto di vista tutt'affatto generico, queste possono suddividersi in tre grandi classi, di cui fanno rispettivamente parte:

- le industrie specializzate in prodotti di uso prevalentemente radiotecnici (tubi elettronici, conduttori speciali, nuclei ferromagnetici per alta frequenza, ecc.);
- quelle attrezzate per produzioni comuni ad usi vari (conduttori variamente isolati, pezzi stampati in materiali isolanti, ecc.);
- quelle, infine, che all'industria radio forniscono solamente materiali da trasformare, cioè materiali (barre, lastre, profilati, ecc.) in tagli e sagome di dimensioni per lo più normalizzate, ma del tutto indipendenti sia dalle forme che assumeranno i pezzi finiti che dai metodi di lavorazione.

D'altra parte è noto che gli sviluppi e le esigenze sempre crescenti, — e talvolta del tutto particolari, — della industria radio, si traducono in corrispondenti necessità di disporre di materiali e di componenti perfettamente idonei alle esigenze in parola, intendendo di riferire queste ultime non solo alle caratteristiche « attuali » (cioè di immediata utilizzazione), ma anche alla conservazione di tali caratteristiche medie nel prosieguo del tempo e dell'uso: vale a dire anche dopo che gli apparati abbiano subite le inevitabili vicende cui andranno soggetti durante il periodo della loro vita attiva (variazioni termiche ed igroscopiche, effetti del trasporto, ecc.).

Una prescrizione di fornitura, quale che sia il materiale o il complesso a cui si riferisce, deve quindi essere la risultante non solo di una pura e semplice valutazione degli elementi essenziali per la loro utilizzazione immediata, ma anche di una opportuna previsione dei fatti e delle circostanze che incideranno sulle apparecchiature e sui suoi componenti durante il periodo della loro attività. D'altra parte, poiché la previsione, nel vero significato della parola, non è che una valutazione anticipata nel tempo, il nesso comune tra i due processi estimativi di cui sopra, è ovviamente stabilito dalla contemporanea valutazione dei parametri attuali e del campo delle loro possibili variazioni in conseguenza di particolari processi a decorso continuo o discontinuo, reversibili o no, che generalmente sono funzioni del tempo, delle condizioni di ambiente, e, infine di altre possibilità che vanno studiate caso per caso.

Circa i rapporti tra « causa » ed effetto », riteniamo utile fare alcune premesse a titolo di precisazione.

Se una determinata causa dà luogo ad un ben definito effetto, la contemporaneità di diverse cause agenti darà luogo, in generale, ad un effetto globale che sarà il risultante della coesistenza dei singoli effetti parziali, e di una componente additiva, o di interazione. Così, se su un determinato elemento una causa  $c_1$  agente da sola, produce un effetto  $e_1$ , ed una causa  $c_2$ , agente in assenza di  $c_1$ , produce un effetto  $e_2$ , la coesistenza delle cause  $c_1$  e  $c_2$  produrrà un effetto globale ( $e_1 + e_2 + e_x$ ), ove  $e_x$  è un effetto cumulativo di apporto, dovuto alla interazione degli effetti parziali. Questo apporto, in sostanza, è dovuto alla causa  $c_1$  agente sull'oggetto il cui stato « attuale » è caratterizzato dall'esistenza dell'effetto  $e_2$ , e alla causa  $c_2$ , agente contemporaneamente sullo stesso oggetto il cui stato è caratterizzato dalla

esistenza dell'effetto  $e_1$  (1). Tale effetto additivo, indicato in generale con  $e_x$ , può risultare, a causa di particolari compensazioni, anche nullo.

Avvertiamo, a scanso di equivoci, che i segni + non hanno qui alcun significato di addizione aritmetica, ma stanno solo a rappresentare una coesistenza di cause e, rispettivamente, di effetti. Così ad esempio,  $(e_1 + e_2)$  non rappresenta una somma di termini (somma impossibile ad eseguirsi per varie ragioni), bensì un effetto risultante dalla coesistenza dei componenti  $e_1$  ed  $e_2$ .

Supponiamo ora che su un complesso costituito da  $n$  elementi, agiscano contemporaneamente diverse cause.

Poichè basiamo il nostro ragionamento sul fatto che ad ogni causa parziale risponda un effetto parziale, e che ad ogni agente esterno che influisce sul sistema degli  $n$  elementi (o su parte di essi), corrisponda una unica causa agente su tutti gli elementi (o sulla corrispondente parte di essi), possiamo ritenere lecito che sugli  $n$  elementi in parola, indipendentemente dai vincoli imposti dalla loro interconnessione fisica ed ambientale, agiscano le cause ordinatamente raggruppate nel modo che segue:

$c_{11}, c_{12}, \dots, c_{1j}$  sull'elemento 1,  
cui corrisponde l'effetto  $(e_{11} + e_{12} + \dots + e_{1j} + e_{x1})$   
 $c_{21}, c_{22}, \dots, c_{2j}$  sull'elemento 2,  
cui corrisponde l'effetto  $(e_{21} + e_{22} + \dots + e_{2j} + e_x)$   
.....  
 $c_{n1}, c_{n2}, \dots, c_{ni}$  sull'elemento  $n$ ,  
cui corrisponde l'effetto  $(e_{n1} + e_{n2} + \dots + e_{ni} + e_{xn})$ .

(1) Questo ragionamento sarebbe in effetti troppo semplicista, se non precisassimo che quando su un oggetto agiscono diverse cause, ognuna di esse va considerata in rapporto al gioco di tutti i suoi elementi caratteristici. Per esempio, se una molla è sottoposta all'azione di un determinato carico, essa si comporta diversamente a seconda che il carico venga applicato staticamente o che agisca dinamicamente. E così l'applicazione di una tensione alternativa alla griglia di un tubo elettronico, produrrà una diversa variazione della componente alternativa anodica, a seconda che la tensione applicata in griglia abbia una frequenza lontana o prossima a quelle cui corrispondono periodi dello stesso ordine di grandezza del « tempo di transito » degli elettroni. Dicasi lo stesso, sempre a titolo di quegli esempi che di frequente si incontrano nella pratica, per le dissipazioni energetiche conseguenti al passaggio di correnti capacitive nei condensatori (componenti non in esatta quadratura); per l'applicazione di toni multipli alle membrane degli altoparlanti, per l'estrinsecazione di particolari transitori, ecc.

L'effetto totale  $E_T$  sul complesso sarà rappresentato da una risultante dovuta alla coesistenza degli effetti parziali (riportati qui sopra tra parentesi), e di un effetto  $E_t$  di interazione, che potremmo qualificare con la denominazione di « effetto di interazione totale », definibile analogamente a quanto si fece per l'effetto  $e_x$  a proposito della coesistenza, su un singolo elemento, delle cause agenti  $c_1$  e  $c_2$ .

Tutto ciò che fin qui si è detto, vale naturalmente nell'ambito in cui rimane legittimo il principio di sovrapposizione degli effetti; ove, in altre parole, si intende che nessuna delle sollecitazioni singole sia tale da alterare permanentemente le caratteristiche intrinseche ed i requisiti di prestazione dei materiali. Oltre questa frontiera, i fenomeni cambiano profondamente nella loro essenza, e si entra nel campo della vera e propria ricerca chimico-fisica. È noto infatti il diverso effetto prodotto da vibrazioni meccaniche di una certa ampiezza e frequenza impresse al filamento di una comune lampada ad incandescenza, a seconda che il filamento sia freddo o sia alla temperatura del suo normale funzionamento. Lo stesso dicasi di ciò che avviene nelle comuni prove di rigidità dielettrica. Se un materiale, in determinate condizioni, sopporta per un certo tempo l'applicazione di una determinata tensione, quest'ultima può divenire elemento decisamente distruttivo se sul materiale agiscono, — (o hanno agito), — elementi tali da alterare al di là di un certo limite le sue proprietà dielettriche (temperatura, umidità, sollecitazioni meccaniche, radiazioni ed effetti ionizzanti vari, ecc.).

Chiariti così brevemente i fondamentali rapporti di causa ad effetto, non possiamo però non rilevare che, seguendo alla lettera questi criteri, finiremmo la maggior parte delle volte per andare oltre lo scopo, per cui i quesiti sfocerebbero in zone di tale indeterminazione, da farci perdere di vista l'obiettivo principale, che sostanzialmente è quello di formulare valutazioni, per quanto complete, altrettanto opportune perchè possano ritenersi giustamente contenute nell'ambito delle applicazioni industriali. Il che, ovviamente, si riflette anche sulla predisposizione dei mezzi e sulla organizzazione delle prove. Di conseguenza, a queste ultime non va in nessun caso attribuita quella completezza rigorosa che spetta alla pura ricerca scientifica, fermo restando, però, che le prove di carattere industriale devono assolvere un compito quasi altrettanto grave, che è essenzialmente quello di accertare se i materiali posseggono e sono capaci di conservare quei requisiti generali e particolari il cui insieme servi di base nel prevederne l'impiego o nell'allargarne il campo della utilizzazione pratica.

## 2. PRESCRIZIONI E PROVE.

È opportuno precisare che in tesi del tutto generale, vigono nella pratica corrente tre diversi tipi di prescrizioni, e precisamente:

- le prescrizioni di fornitura,
- le norme integrative di controllo,
- le schede tecnologiche.

Le prescrizioni di fornitura contengono gruppi di voci atte a caratterizzare una determinata fornitura. Essi gruppi riguardano:

- a) la denominazione e il disegno,
- b) le caratteristiche,
- c) le norme di prova,
- d) la presentazione,
- e) le norme generali di fornitura.

Le norme integrative di controllo, viceversa, sono vere e proprie prescrizioni di uso interno, relative alla definizione e alla condotta dei controlli di accettazione. Le norme che governano tali controlli differiscono nella forma e nella sostanza dalle prescrizioni di fornitura, nel senso che non tutte le voci che compaiono nelle prescrizioni sono ripetute nelle norme integrative, ed inoltre queste ultime sono improntate a tolleranze « scalari » (1).

Le schede tecnologiche, infine, sono in sostanza delle vere e proprie prescrizioni, limitare però alle sole caratteristiche fisico-chimiche del materiale.

Tornando alle prescrizioni di fornitura, è opportuno rilevare che i dati contenuti in una prescrizione esauriente sono classificabili secondo i tipi riportati appresso. Tale elencazione non ha però un semplice scopo dimostrativo, bensì serve, caso per caso, tanto alla organizzazione e al raggruppamento delle prove normali di accettazione, quanto alla previsione dei mezzi più idonei ai rilievi di carattere eccezionale.

**Tipo 1.** - Parametri di rilievo immediato, in condizione aderente all'impiego normale dell'og-

(1) Le tolleranze scalari differiscono da quelle ammesse nelle prescrizioni di fornitura di quel tanto che tiene conto sia di possibili variazioni intervenute nel materiale durante il trasferimento dal Fornitore al Cliente (effetti del trasporto, assestamento del materiale, ecc.), sia delle diverse condizioni sperimentali e ambientali alle quali si riferiscono i due sistemi di misure (temperatura, umidità, ecc.), e sia alle differenze inevitabili, per quanto ammissibili, nei metodi e nelle apparecchiature usate nelle due sedi di prova.

getto (rilievi di tensioni, correnti, rendimenti, sovrarelevazioni di temperatura, caratteristiche meccaniche, ecc.).

**Tipo 2.** - Parametri il cui rilievo è subordinato a particolari condizioni di collaudo (sovraccarico, sovratensione, ecc.).

**Tipo 3.** - Parametri di rilievo conseguente a procedimenti di invecchiamento accelerato (per esempio, variazioni di rigidità dielettrica o di angoli di perdita in funzione di determinati cicli termici ed igroscopici, fenomeni susseguenti ad effetti di cristallizzazione in funzione di carichi ripetuti su materiali elastici, ecc.).

**Tipo 4.** - Parametri relativi al decorso di fenomeni di invecchiamento spontaneo (per es.: comportamento dei catodi dei tubi elettronici in funzione del tempo di attività; logoramento di boccole, perni, ecc. in funzione dell'uso, ecc.).

Per generalizzare, possiamo includere nella classifica precedente un quinto tipo, costituito da quei parametri il cui rilievo è possibile solo mediante prove distruttive, come ad esempio nella determinazione della tensione di perforazione degli isolanti. Tali prove sono però del tutto eccezionali, e possono avere anche lo scopo di effettuare particolari accertamenti relativi sia alla costituzione interna di determinate parti, che a fenomeni interni, per lo più a lungo decorso, non reperibili in modo diverso (ossidazioni, effetti elettrolitici, effetti contemporanei di piega e di prolungati riscaldamento sugli smalti isolanti, ecc.).

Corrispondentemente, una prescrizione di fornitura dovrà indicare, per un determinato elemento o complesso, tutti quei dati che occorrono a definire inequivocabilmente le caratteristiche attuali, e la loro conservazione entro limiti prefissati.

Ecco alcuni punti di maggiore rilievo sui quali, a seconda dei casi, va redatta una specifica di fornitura:

1. La denominazione, l'uso e la costituzione dell'oggetto.
2. Il riferimento al disegno d'assieme e ai disegni quotati dei componenti l'oggetto stesso.
3. Il riferimento alle curve di taratura (se vi sono).
4. Le particolarità meccaniche e funzionali.
5. I parametri elettrici, o elettromeccanici, e le loro tolleranze.
6. I parametri magnetici e le loro tolleranze.

7. Le principali caratteristiche fisiche.
8. La composizione chimica.
9. La composizione chimica tollerata per le eventuali impurità.
10. I fattori di perdita dopo cicli ripetibili di invecchiamento accelerato.
11. I fattori di perdita alle condizioni normali di impiego.
12. Le modalità relative alle prove normali di accettazione.
13. Le modalità relative a prove di sovraccarico, o di sovratensione, o di sovrariscaldamento, ecc.
14. Le variazioni di parametri caratteristici in funzione del tempo: in condizione normale d'impiego (invecchiamento normale), o in particolari condizioni sperimentali (invecchiamento accelerato). Modalità delle prove.
15. Le variazioni dei parametri interessati alla sopportazione di predeterminati tormenti meccanici, o in conseguenza di permanenza a tempo determinato in particolari condizioni ambientali o sperimentali. Modalità delle prove.
16. La risposta a prove di scuotimento o di traballatura.
17. La definizione dei limiti entro cui devono essere contenute alcune particolarità a carattere negativo (es.: rumorosità di resistori variabili, microfonicità di valvole o di condensatori variabili, ecc.). Modalità di prova.
18. La colorazione, la stampa e le diciture.
19. La finitura.
20. La marcatura:
21. L'imballo.
22. Le modalità relative alla presentazione dei campioni e al rilascio del bene.
23. Le modalità relative alla sostituzione degli scarti, o, in opzione, all'accredito di essi.
24. Ogni altra caratteristica intrinseca, o di prestazione, o di finitura, riguardante particolari elementi o complessi, in rapporto a determinate esigenze di impiego, di prova, di conservazione, o di estetica.

Riteniamo che l'elenco precedente sia abbastanza completo, nè vi è luogo, per brevità, ad ulteriori commenti circa le voci singole. L'elenco stesso, come si scorge chiaramente, contiene

voci che, caso per caso, hanno una importanza principale, ed altre, la cui importanza, ai fini tecnici, è, diremo, subordinata. Per esempio, nel caso di una vernice per bobine di alta frequenza, le voci principali sono quelle contraddistinte con i numeri 7, 8, 9, 10, 11, 12, 14 e subordinate sono invece quelle di cui ai numeri 18, 22, 23. Nel caso di scale nominative in cristallo per radioricevitori, diventano principali le voci 1, 2, 3, 18, 19, 21, e subordinate le voci 20, 22, 23, 24.

Chi ha pratica di costruzioni radioelettriche, che si parli dei comuni radioricevitori domestici, o che si tratti di trasmettitori comunque complessi, ben conosce quali conseguenze portano nel delicato settore delle prescrizioni tecniche, dimenticanze o ingiustificate sottovalutazioni. Ciò va inteso nel senso che ogni voce, ogni caratteristica ed ogni tolleranza ha non solo un significato assoluto, ma anche, assai spesso, una importanza relativa rispetto ai coefficienti di prestazione di altri elementi costituenti il prodotto finito, e si proietta nel tempo in rapporto alla conservazione, o meno, dei coefficienti globali di prestazione dell'apparato, tramite un diretto rapporto coi limiti entro cui varieranno inevitabilmente i coefficienti specifici e le caratteristiche dei componenti singoli. Esempi dettagliati, ed assai eloquenti, si trovano nei lavori dello scrivente, che riguardano argomenti tecnici particolareggiati (\*).

Di importanza basilare nello studio dei vari fattori di invecchiamento risiede il fatto che le variazioni nel tempo dei vari parametri che interessano molti componenti di apparati radio, possono avvenire in due modi diversi, e cioè, nel tempo, o sempre in un senso (aumento o diminuzione) o in entrambi i sensi (aumento e diminuzione). E' quindi il caso di esaminare i vari fenomeni in rapporto a ben determinati intervalli di tempo, considerandone il loro decorso e il loro divenire sempre partendo da un valore prefissato della variabile indipendente. Per cui, riprendendo una nostra vecchia proposta, ci torna utile definire « caratteristica di tempo » di un determinato elemento la funzione che lega la variazione percentuale  $\Delta x\%$  di un parametro di valore iniziale  $x$  (valore considerato nel tempo  $t=0$ , oppure  $t=T$ , se  $T$  è il tempo di messa in regime del fenomeno o il tempo di formazione dell'elemento), al tempo generico  $t$ :

$$\Delta x\% = f(t) \quad (1)$$

Evidentemente la « velocità di variazione » sarà espressa da:

$$v = \frac{\partial [\Delta x\%]}{\partial t} \quad (2)$$

(\*) Nuovo Cimento; giugno 1935 - Atti A.E.I. 1936 e 1938 - R. I.; maggio 1941 - Bollettino di Informazioni C.G.E.; aprile 1945.

Le funzioni  $f(t)$  precedentemente definite vanno, nei singoli casi pratici, studiate entro determinati intervalli di variazione di altre variabili, che sono in effetti le condizioni di ambiente e di prova capaci di incidere sullo svolgersi del fenomeno in esame: per cui la rappresentazione grafica della funzione  $f(t)$ , cioè la rappresentazione nel piano cartesiano della caratteristica di tempo, si riduce ad una o più famiglie di curve contenute in strisce i cui limiti sono definiti dalla variabilità assegnata nelle condizioni di prescrizione e di prova.

Riteniamo assai probatorio che nella scelta dei metodi di prova per l'invecchiamento accelerato si debba dare la preferenza a quelli per i quali, in un determinato intervallo di tempo  $t'$  si abbia una certa uguaglianza della velocità di variazione definita dalla (2) con quella  $v'$  definita dalla variazione  $\Delta 'x\%$  avvenuta nel tempo  $t'$ , essendo, beninteso,  $t > t'$ .

Parallelamente alla definizione della caratteristica di tempo, potremo estendere nel tempo il concetto di « tolleranza », cioè definire la « tolleranza a tempo », intendendola come l'intervallo entro cui, dopo un periodo di uso in determinate condizioni, deve essere contenuta la variazione della tolleranza iniziale: cioè, in sostanza, un nuovo valore che si sostituisca a questo ultimo. Si viene così in possesso anche di un nuovo elemento di giudizio circa la bontà di un procedimento di prova d'invecchiamento accelerato, ritenendo in partenza che la prova sia tanto più ragionevole, quanto più la tolleranza a tempo, ora definita, si approssimi ai limiti della variazione effettivamente riscontrata in base alle prove di cui parliamo.

Questi criteri, del resto assai ovvi, forniscono utili elementi di discriminazione nella scelta dei mezzi di prova, e di conseguenza costituiscono una sicura guida nel porre le condizioni nella impostazione delle prescrizioni di fornitura.

Un esempio molto chiaro è fornito dall'esame delle caratteristiche principali di un isolante, e precisamente: l'isolamento di massa, la resistenza superficiale e la dissipazione di energia alle diverse frequenze di lavoro. E' ben noto che l'umidità e le impurità superficiali e di massa influiscono sui predetti parametri attuali e sulle caratteristiche di tempo degli isolanti. Per migliorare le qualità di tali materiali, e per renderle più stabili, sono in uso speciali trattamenti di impregnazione e di finitura superficiale. La riuscita di tali operazioni dipende dalle condizioni nelle quali esse vengono compiute, dalla qualità del materiale da trattare, di quello di impregnazione, oltre che dalla durata del trattamento. Tra le diverse sostanze di possibile uso per l'impregnazione e tra i diversi metodi di trattamento, la scelta va quasi sempre riferita

in rapporto alla conservazione, nel tempo, delle caratteristiche iniziali dell'isolante. Ciò può essere prescritto ed accertato mediante prove sperimentali, che però vanno predisposte cum grano salis, allo scopo di evitare l'insorgenza di fenomeni secondari capaci di capovolgere addirittura gli elementi di giudizio, agendo principalmente sulla velocità di estrinsecazione dei fenomeni stessi. Basti pensare alla diversità esistente tra i valori riscontrati nelle prove di resistenza superficiale, a seconda che, dopo il trattamento, il materiale venga lasciato essiccare in ambiente a temperatura normale, o riscaldato.

Le prove in ambiente di vapore sono molto delicate ad eseguirsi e talvolta difficili ad interpretarsi, perchè a seconda della differenza di temperatura tra l'oggetto e la corrente di vapore, può determinarsi una idratazione superficiale dell'isolante, e una raccolta in superficie dei detriti e del pulviscolo atmosferico convogliati dalla corrente ascensionale del vapore: il tutto, a scapito della resistenza superficiale dell'isolante.

Di diversa natura, per quanto anch'essi molto sensibili in rapporto alla variabilità delle condizioni sperimentali, sono i fenomeni che hanno luogo negli isolanti stratificati, perchè il loro manifestarsi può essere ulteriormente complicato dalla presenza di occlusioni gassose contenute nei materiali o nel collante. In questo caso, inoltre, queste sacche possono dar luogo, nelle prove di perforazione, a zone più o meno fortemente ionizzate, il cui cedimento influisce in maniera notevole sul valore della tensione di scarica.

Si potrebbero citare, se fosse necessario, notevolissimi altri esempi in cui risulta indispensabile che i dati, che talvolta appesantiscono non sempre utilmente le prescrizioni di fornitura, fossero magari meno numerosi, ma di volta in volta opportunamente corredati da tutti quei riferimenti necessari (su parte dei quali, purtroppo, spesso si sorvola), cui devono armonizzarsi le prove di accettazione, ed inoltre che queste, da parte loro, fossero predisposte in base a criteri opportuni di valutazione, i quali, a loro volta, devono essere informati alla esatta conoscenza dei fenomeni principali e secondari a cui determinati agenti, o l'esagerata incidenza di parte di essi, possono dar luogo, ciascuno per suo conto, o con quegli effetti di interazione ai quali abbiamo accennato in precedenza.

In sostanza, una prescrizione di fornitura non va mai intesa, nel nostro delicatissimo campo, (come in nessun altro, del resto), come un insieme di oneri qualitativi (taluno del tutto inutile) imposti dall'Acquirente al Fornitore, bensì come punto di partenza per un utile incontro tra

le esigenze di chi le detta e l'onestà di chi le accetta. Il tutto, naturalmente, raccolto nel quadro di una temperanza vigile e bene accetta alla pratica quotidiana.

### 3. DUE UTILI CHIARIMENTI

Oltre i vari aspetti del problema che sono stati fin qui accennati, la pratica di ogni giorno denuncia ancora due punti che abbisognano di una qualche precisazione.

E precisamente:

1. l'impostazione della prescrizione tecnica, la condotta delle prove e l'interpretazione dei risultati relativi a quei parametri (per lo più negativi), che non ammettono, a base del loro vaglio, grandezze riferibili ad una ben definita unità di misura;
2. il modo di superare le incertezze (e le contestazioni) che derivano dalla variabile interpretazione di una formula il cui uso si riscontra con una incredibile frequenza nelle prescrizioni di fornitura, e il cui tenore è, pressapoco, il seguente: «... il lotto verrà senz'altro rifiutato, se gli scarti alle prove di accettazione risulteranno una aliquota importante del lotto stesso ...».

Circa la prima questione, riteniamo non vi sia altra via che quella di rimettersi completamente a prove comparative, tenendo come termine di paragone elementi capaci di definire i limiti massimo e minimo per l'accettazione.

Esempio tipico è costituito dalla valutazione della microfonicità dei condensatori variabili di ricezione. Non esiste alcuna unità di misura per la microfonicità, e, d'altra parte, le prove comparative non hanno alcun senso, se non sono riferite a condizioni sperimentali consimili. Riferiamoci per esempio a uno dei due metodi che proponemmo in altra sede, oggi diffusamente adottati. Alla base di essi è posto lo stabilirsi di una reazione elettroacustica, tramite opportuni accoppiamenti di ordine meccanico, tra il riproduttore acustico e il condensatore in esame. In un tale complesso di misura, vi sono diversi elementi che controllano l'insorgere dell'urlo microfonico: tra questi, principalmente, vanno ricordati l'ammarraggio del condensatore alla piastra di appoggio, la caratteristica di resa (watt erogati per millivolt applicati) dell'amplificatore, la sua massima potenza di uscita, la resa dell'altoparlante, la sua posizione rispetto alla pia-

stra di sostegno del variabile, ecc. In questi casi si può dire che i risultati delle misure sono unicamente relativi all'apparecchio con cui si eseguono, oltre che alla qualità del pezzo in esame. Per riprodurre tali prove in tempi e in luoghi diversi, con diversi complessi di prova, non c'è che da riferirsi a « campioni » dai quali, nel cambiare l'apparecchio di prova, si possono ricavare dati e limiti di accettazione.

Le modalità relative al rilascio dei campioni e i limiti di cui sopra, riferiti, ripetiamo, a ben determinate condizioni di prova, devono dunque essere espressamente chiariti nelle prescrizioni di fornitura (vedi voci 22 e 24), se con sicurezza si vogliono evitare facili equivoci e sicure contestazioni.

Circa il secondo quesito (scarto dell'intero lotto in funzione degli scarti alle prove di accettazione), notiamo che sotto una apparenza ingannevolmente laplissiana, la formula più sopra citata contiene invece delle vere e proprie premesse di controversie. Le diciture « importante » o « apprezzabile », o consimili, non hanno, in questi casi, che significati discrezionali, e pertanto sono da bandire. Occorre invece precisare, a parer nostro, quanti e quali scarti determinano il rifiuto del lotto, sia nel caso di controllo totale, sia in caso di controllo percentuale della fornitura.

Dobbiamo però convenire che estendere questa precisazione a tutti i casi pratici, non è cosa facile, anche perchè speciali circostanze potrebbero di volta in volta consigliare temperamenti tali da costituire, in un secondo tempo, dannosi precedenti.

Ed allora, per ottemperare alle esigenze imposte dalla realtà, proponiamo la definizione di un vero e proprio indice di merito della fornitura, cui, per controverso, corrisponda un indice di demerito, che sulla accettabilità o meno dei vari lotti influisca nel modo che qui di seguito è spiegato.

Supponiamo che di una determinata fornitura venga sottoposto al controllo di entrata una percentuale  $x$  delle unità costituenti ciascun lotto. Attribuiamo dei coefficienti  $k_1, k_2, k_3, \dots$  alle possibili cause di scarto  $c_1, c_2, c_3, \dots$  e supponiamo che delle  $n$  unità controllate (corrispondenti all' $x$  % del lotto) si trovino:

$n_1$	scarti per la causa	$c_1$
$n_2$	»	»
$n_3$	»	»
...	...	...

Conveniamo di definire « scarto convenzionale », e di indicarlo con  $s_c$ , quello definito dalla relazione:

$$s_c = \sum k_i n_i = k_1 n_1 + k_2 n_2 + k_3 n_3 + \dots$$

Lo « scarto reale »  $S_r$ , riferito all'intero lotto quando si accetti a priori la possibilità di una eguale ripartizione ponderale delle cause di scarto effettivamente rilevate, sarà evidentemente dato dalla formula:

$$S_r = \frac{100}{x} S_c$$

A questo coefficiente di scarto reale si potrà ovviamente riferire una percentuale di scarto reale, la quale è ben diversa dalla percentuale numerica di scarto, ottenuta come rapporto tra i pezzi scarti e quelli controllati. Alla percentuale di scarto reale può commisurarsi il limite di accettabilità, o meno, del lotto.

Un esempio varrà a chiarire meglio l'argomento.

Riferiamoci al controllo di accettazione di un lotto di 10.000 unità, facente parte di una fornitura per la quale si sia prescritto di limitare il controllo di accettazione al 5% del totale. Allora  $x = 5$ . Coi simboli noti, supponiamo che per le 500 unità sottoposte alle prove di accettazione, si abbia, in rapporto alle effettive cause di scarto  $c_1, c_2, c_3$ , ecc. ecc.:

per la causa  $c_1$ :  $k_1 = 1$ ;  $n_1 = 25$ , e quindi  $n_1 k_1 = 25$ ;

per la causa  $c_2$ :  $k_2 = 0,7$ ;  $n_2 = 18$ , e quindi  $n_2 k_2 = 12,6$ ;

per la causa  $c_3$ :  $k_3 = 0,6$ ;  $n_3 = 29$ , e quindi  $n_3 k_3 = 17,4$ ;

per la causa  $c_4$ :  $k_4 = 0,4$ ;  $n_4 = 0$ , e quindi  $n_4 k_4 = 0$ ;

per la causa  $c_5$ :  $k_5 = 0,3$ ;  $n_5 = 16$ , e quindi  $n_5 k_5 = 4,8$ ;

per la causa  $c_6$ :  $k_6 = 0,2$ ;  $n_6 = 0$ , e quindi  $n_6 k_6 = 0$ ;

per la causa  $c_7$ :  $k_7 = 0,1$ ;  $n_7 = 45$ , e quindi  $n_7 k_7 = 4,5$ ;

per la causa  $c_8$ :  $k_8 = 0,05$ ;  $n_8 = 74$ , e quindi  $n_8 k_8 = 3,7$ ;

Avremo allora:

$$\text{Scarto convenzionale: } S_c = \sum k_i n_i = 68.$$

$$\text{Scarto reale: } S_r = \frac{100}{x} S_c = 20,68 = 1360;$$

$$\text{Percentuale di scarto reale: } S_r \% = \frac{100 \times 1360}{10.000} = 13,6 \%$$

Questo dato stabilisce inequivocabilmente la causa di rifiuto o di accettazione del lotto, a seconda che nella specifica di fornitura, al posto di una convenzione discrezionale, si sia fissato per esso coefficiente il limite massimo del 10% o del 15%.

E' ovvio che nel caso di prove totali, essendo  $x = 100\%$ , lo scarto reale è rappresentato dallo stesso numero che rappresenta lo scarto convenzionale.

Riteniamo per certo che si possano escogitare altri metodi più o meno consimili al precedente, e di applicazione altrettanto sbrigativa, e quindi pratica, quanto quello testè esposto. Ma di questo abbiamo voluto far parola, perchè, a nostro avviso, esso non si limita ad un semplice computo aritmetico degli scarti, bensì ne definisce, per così dire, la scala dei valori: cosa molto importante quando si pensi che di tutti gli scarti rilevati in un controllo teoricamente perfetto, parte si possono senz'altro utilizzare allo stato attuale, mentre altri si possono utilizzare dopo rettifiche ed opportuni adattamenti, eseguibili sia presso il Fornitore che presso l'Acquirente. Come tali, questi scarti utilizzabili, incideranno tanto sul prezzo della fornitura, quanto, di conseguenza, sui costi di produzione.

E poichè, per quanto ora si è detto, i coefficienti  $S_r$  ed  $S_c$  definiscono non solo l'accettabilità o meno di un lotto, ma incidono sulla caratterizzazione di veri e propri coefficienti di merito di una fornitura, è valso la pena di metterli in luce, per tutte quelle deduzioni più o meno immediate che nella pratica corrente possono da essi ritrarsi, e sui quali qui sarebbe fuori luogo attardarsi con analisi più dettagliata. —

#### 4. CONCLUSIONI

Da tutto ciò che precede, traspare il fatto incontestabile che la compilazione di una prescrizione di fornitura è spesse volte una pratica tanto difficile dal punto di vista concettuale, quanto è pedestre dal semplice punto di vista manuale.

I vari elementi di valutazione e di previsione richiedono in tutti i casi analisi molto accurate

di fatti e di conoscenze, le quali ultime, anche per materiali e complessi di uso strettamente radiotecnico, esulano spesso dal campo di una stretta specializzazione professionale, ed abbisognano di basi fisiche e chimiche, oltre che costruttive, sufficientemente salde e rigorosamente obiettive. Donde la cautela occorrente nel fissare dati e tolleranze, condizioni e riferimenti di prova. Tali analisi vanno volta per volta riferite, nel loro complesso, a reali dati di fatto, meglio ancora se raccolti e valutati secondo opportuni criteri statistici: dati e statistiche che si estendono nei fattori concettualmente più complessi, a quelli la cui apparente semplicità nasconde complicazioni non indifferenti dal punto di vista di esami completi, in estensione e dettaglio, delle varie questioni. Tanto per dare un esempio, rammentiamo, tra queste ultime, gli effetti del trasporto e la loro più o meno legittima assimilazione ad un effetto combinato di vibrazione e di traballamento:

E' veramente da augurarsi che si attribuisca

per lo meno un valore di sempre viva attualità alla proposta di intensificare sul piano operativo gli sforzi, da parte del Costruttore di apparecchi radio e del Fornitore, intesi al fine di intendersi sempre più e sempre meglio.

Ciò, del resto, vige non solo nel campo del materiale per l'industria radio, ma per tutti i campi delle attività industriali del nostro Paese, in cui il lavoro, per interesse di tutti, deve essere potenziato e valorizzato al massimo grado, essendo, in ogni senso, la nostra unica risorsa.

Riconosciamo a priori che la « tipizzazione » dei prodotti, e quindi delle loro caratteristiche, se spinta oltre un certo limite, costituisca spesso, oltre che un errore, una vera e propria impossibilità pratica. Ma disciplinare le idee e perfezionare i mezzi, sempre perfetibili, rendendoli idonei per conseguire, in tutti i casi, una rapida unità di intento e di indirizzo anche tra chi solo in apparenza ha interessi contrastanti, è senza dubbio un benefico apporto al trinomio inscindibile della produzione industriale « qualità — costo — tempo ».

La determinazione della presenza di eventuali difetti (bolle, laminazioni, fessure, inclusioni) nei materiali metallici può essere sostanzialmente effettuata con:

1) Prove distruttive così denominate perchè richiedono la parziale o totale distruzione del pezzo in esame.

2) Prove non distruttive ove il pezzo in esame non subisce alcuna modificazione.

Fra i sistemi appartenenti a quest'ultima categoria, quello utilizzando gli ultrasuoni si è andato sempre più diffondendo e affermando particolarmente durante e dopo l'ultima parentesi bellica.

Fu il Mühlhauser il primo (1931) a proporre una simile utilizzazione degli ultrasuoni e dopo di lui lavorarono in questo campo, per non citare che i più noti: Sokoloff ('34), Muller ('38), Kruse, Meyer, Buchman, Beck, Bergman, Giacomini, Bertini ('39), Desch, Sproule, Dawson, Simins, Stanford, Taylor, Clauser, Shaper ('39-46).

Prima di passare ad esaminare le apparecchiature elettroniche utilizzate per queste ricerche si è ritenuto conveniente premettere alcune generalità sugli ultrasuoni.

Si definiscono *ultrasuoni* le vibrazioni elastiche la cui frequenza ( $f$ ) sia superiore ai 20.000 Hz.

La propagazione di queste vibrazioni (onde elastiche), contrariamente alle corrispondenti onde e. m. (radio) avviene meglio nei corpi che nell'aria e la velocità di propagazione risulta legata, oltre che per altri fattori, alle caratteristiche di densità ed elasticità del mezzo dalla formula:

$$V = \sqrt{\frac{E(1-\sigma)}{\rho(1+\sigma)(1-2\sigma)}}$$

in cui  $V$ =velocità longitud. onde elastiche -  $E$ =modulo di Young -  $\sigma$ =coefficiente di Poissons -  $\rho$ =densità.

In un mezzo omogeneo ed isotropo la propagazione avviene in linea retta. In analogia ai fenomeni elettro-acustici si definisce:

$$\text{lunghezza d'onda } \lambda = \frac{V}{f}$$

$$\text{impedenza acustica } Z = \rho V \text{ (*)}$$

Nella tabella I si sono riportati, in ordine crescente di  $Z$  acustica, i valori di  $V$  (supposto il corpo di dimensioni infinite), di  $Z$  e di  $\lambda$  (per una  $f = 1 \cdot 10^6$  hertz = 1 MHz).

La velocità di propagazione in un corpo di

(\*) Le dimensioni di una impedenza acustica sono  $\frac{\text{g}}{\text{cm}^2}$  essendo il prodotto di  $V$  ( $\frac{\text{cm}}{\text{s}}$ ) e  $\rho$  ( $\frac{\text{g}}{\text{cm}^3}$ ).

dimensioni finite è differente (minore) di quella  $V$  indicata nella tabella, di circa il 20%.

Quasi tutti questi valori sono stati tratti dall'opera del Bergmann « Ultraschall » (pagina 275).

TABELLA I

Corpo	V m/sec	Z g/cm <sup>2</sup> · 10 <sup>-4</sup>	λ mm
Olio per trasformatori	1400	12	1,4
Acqua	1450	14	1,45
Bakelite	2600	37	2,60
Vetro	5660	141	5,66
Quarzo	5570	145	5,57
Alluminio	6260	169	6,26
Mercurio	1420	193	1,42
Piombo	2160	246	2,16
Zinco	4170	296	4,17
Ottone	3830	310	3,83
Argento	3600	380	3,6
Rame	4700	418	4,7
Acciaio	5850	450	5,85
Aria	345	4130	0,34

Nel passaggio degli ultrasuoni da un mezzo 1) ad un altro 2) avente un differente valore di impedenza acustica, ha luogo un fenomeno di riflessione la cui entità si può ricavare dalla relazione:

$$W_r = W_i \left( \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \right)^2$$

avendo indicato con:  $W_r$ =energia riflessa -  $W_i$ =energia incidente -  $Z_1$ =impedenza acustica 1° mezzo -  $Z_2$ =impedenza acustica 2° mezzo.

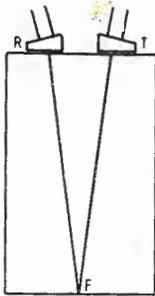


Fig. 1 - Disposizione per l'esame di un materiale secondo il metodo di riflessione.

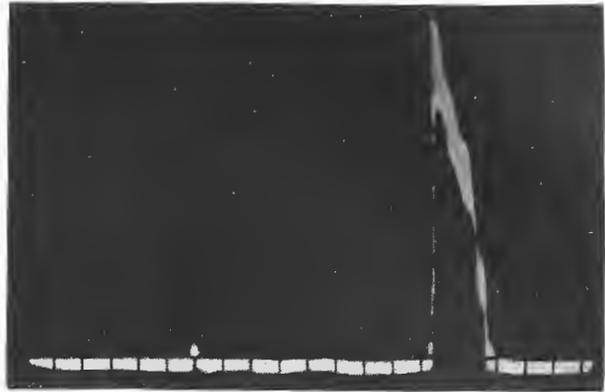


Fig. 2 - Oscillogramma dell'impulso registrato col metodo di fig. 1.

Per i casi che più comunemente si incontrano nella pratica la tab. II dà direttamente i rapporti di riflessione.

TABELLA II

Acciaio-Olio . . . . .	0,89
Acciaio-Mercurio . . . . .	0,16
Acciaio-Acqua . . . . .	0,88
Vetro-Olio . . . . .	0,68
Vetro-Acqua . . . . .	0,59
Acqua-Aria . . . . .	1,00
Solido-Aria . . . . .	1,00

da osservare come nel caso olio-acciaio solo l'11% del fascio sonoro incidente viene trasferito nell'acciaio. Ciò acquista una particolare importanza nella finitura delle superfici.

Quanto sopra è però esatto nel solo caso che non si abbiano fenomeni di diffrazione o di interferenza. Quando invece questi abbiano luogo (ossia quando lo spessore  $s$  dello strato di olio interposto è minore o dello stesso ordine di grandezza della lunghezza d'onda  $\lambda$  del fascio ultrasonoro) vale per il trasferimento di energia  $W_r - W_i$  la seguente equazione:

$$\frac{W_r}{W_i} = \left( \frac{R_1}{R_2} - \frac{R_2}{R_1} \right)^2 / 4 \cot^2 \frac{2\sigma s}{\lambda} + \left( \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1} \right)^2$$

La diffrazione di un raggio ultrasonoro nel passaggio da un mezzo 1) ad un altro 2) risulta regolato dalla nota legge:

$$\frac{\sin \vartheta_1}{c_1} = \frac{\sin \vartheta_2}{c_2}$$

in cui  $c_1$  e  $c_2$  rappresentano gli indici di diffrazione.

È bene notare come la massima riflessione (totale) si ha nel passaggio da un solido o dall'acqua all'aria.

Con considerazioni di ottica-geometrica si perviene a dimostrare che:

1) le onde ultrasonore vengono irradiate sotto forma di pennello o di fascio secondo il valore del rapporto: dimensioni trasversali del trasduttore elettromeccanico/ $\lambda$  impiegata;

2) l'entità dell'energia riflessa ( $W_r$ ) è inoltre funzione del rapporto: dimensioni dell'ostacolo (misurato in senso trasversale rispetto la direzione di propagazione del treno sonoro)/ $\lambda$  impiegata;

3) se il corpo presenta delle discontinuità aventi delle dimensioni medie dell'ordine della  $\lambda$  impiegata (materiali molto porosi o granulati) il fenomeno della riflessione risulta molto meno accentuato dato il notevole assorbimento delle onde lungo il percorso.

Nel campo applicativo metallurgico (rivelazione e localizzazione dei difetti interni) vien fatto uso di frequenze da un valore minimo di 0,05 MHz (50 kHz) ad un massimo di 12 MHz.

Il valore della frequenza  $e$ , conseguentemente, di  $\lambda$  varia a seconda del metodo con il quale viene esaminato il pezzo, del materiale che forma il pezzo in questione e dei difetti che si vogliono rivelare.

Nella generalità dei casi per la generazione e rivelazione di tali onde ultrasonore viene sfruttato il fenomeno piezoelettrico (Lippman-Curie). Secondo questo fenomeno (Curie), l'applicazione di un potenziale alternativo ad un cristallo opportunamente tagliato, determina in questo una contrazione ed una espansione (variazione nella spaziatura atomica: variazione nel volume) secondo la frequenza del potenziale, cioè in definitiva la generazione di onde elastiche (il fenomeno è esattamente reversibile: Lippman).

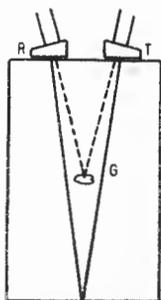


Fig. 3 - Riflessione dovuta ad un difetto (G) nel materiale

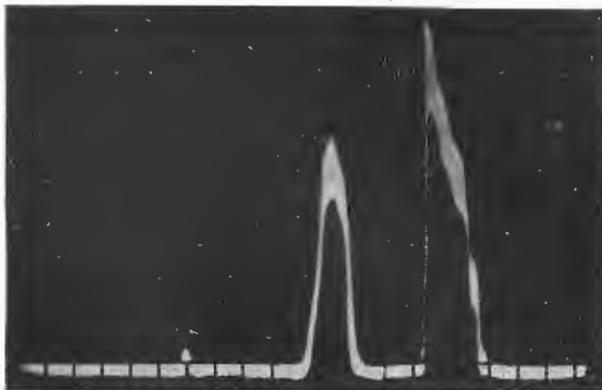


Fig. 4 - L'impulso situato fra quello di partenza e l'eco finale è dovuto a un difetto del materiale come in fig. 3.

Il cristallo usato può essere o quarzo, o tartrato sodico-potassico (sale di Seignette), ovvero fosfato ammonico. Lo spessore dipende dalla  $f$  impiegata.

I metodi di ricerca sono sostanzialmente due: metodo di riflessione e metodo di trasmissione.

Esaminiamo un materiale secondo il primo metodo (riflessione).

Si dispongono gli elementi come in fig. 1. Sia T il trasduttore elettromeccanico che emette il fascio ultrasonoro (trasmettitore) e R quello che lo riceve (ricevitore).

Il circuito rivelatore è costituito dallo schermo di un tubo o raggi catodici, il cui pennello elettronico inizia la sua scansione orizzontale in sincronismo con l'impulso ultrasonoro che parte da T. L'onda sonora subisce in F — passaggio solido aria — una riflessione totale e colpisce in R il trasduttore ricevitore. Quest'impulso elastico, convertito in impulso elettrico ed amplificato opportunamente, agisce sulle placche verticali e viene reso visibile nel tubo a raggi catodici sotto forma d'impulso — eco finale — ved. fig. 2 (da notare a sinistra il piccolo risalito che corrisponde alla partenza da T dell'onda ultrasonora ed a destra quello di maggiore ampiezza che corrisponde all'onda riflessa da F).

Se il materiale contiene un difetto situato nella zona colpita dal fascio ultrasonoro esso è reso immediatamente visibile sotto forma di un impulso (energia riflessa da G, fig. 3) che compare tra l'impulso di partenza e l'eco finale (fig. 4).

La differenza di tempo tra i due echi — deducibile direttamente sullo schermo — permette di determinare esattamente la posizione del difetto, anzi mediante la nota relazione spazio = velocità  $\times$  tempo lo schermo del tubo a r. c. potrà essere tarato direttamente in

millimetri o metri di spessore permettendo così la localizzazione del difetto.

Questo metodo permette la determinazione della posizione del difetto con la precisione massima del  $\pm 3$  mm. (sulle scale più spaziate) equivalente al 0,5-1% del valore di fondo scala.

Risulta però molto difficile di determinare l'entità del difetto. Onde ottenere buoni risultati lo spessore minimo del pezzo in esame deve essere dell'ordine di 120 mm.; praticamente il minimo difetto che può essere rivelato è circa quello avente una proiezione laterale — rispetto alla direzione del fascio ultrasonoro — eguale al 0,1% della distanza tra il cristallo di ricerca (T) e il difetto (G).

Le frequenze generalmente usate oscillano tra 0,5 e 2,5 MHz per i modelli della Hughes e Brush e 12 MHz per quelli della Sperry.

La massima intensità dell'onda ultrasonora si trova sull'asse del fascio, cioè in una linea perpendicolare alla piastra del cristallo e lungo la stessa linea si trova la massima sensibilità di ricezione. L'intensità cade rapidamente spostandosi da entrambe le parti rispetto a questa linea di massima: ad es. nel mod. Mark II B della Hughes detta intensità cade quasi a 0 per uno spostamento di  $8^\circ$  per parte rispetto all'asse di massima; per maggiori angoli degli spostamenti si ritrovano altri minimi e massimi.

Il fascio ultrasonoro emesso in questo caso è pertanto un cilindro avente una base equivalente alla piastra metallica di esplorazione ed un angolo di divergenza di  $16^\circ$  (nell'acciaio e nell'alluminio).

Queste considerazioni valgono sia per il metodo di riflessione sia per quello di trasmissione: per quest'ultimo anzi i due elementi ricercatori vengono addirittura bloccati ciò che con il metodo di riflessione viene fatto solo per pezzi di piccolo spessore.

Se si suppone una velocità di propagazione

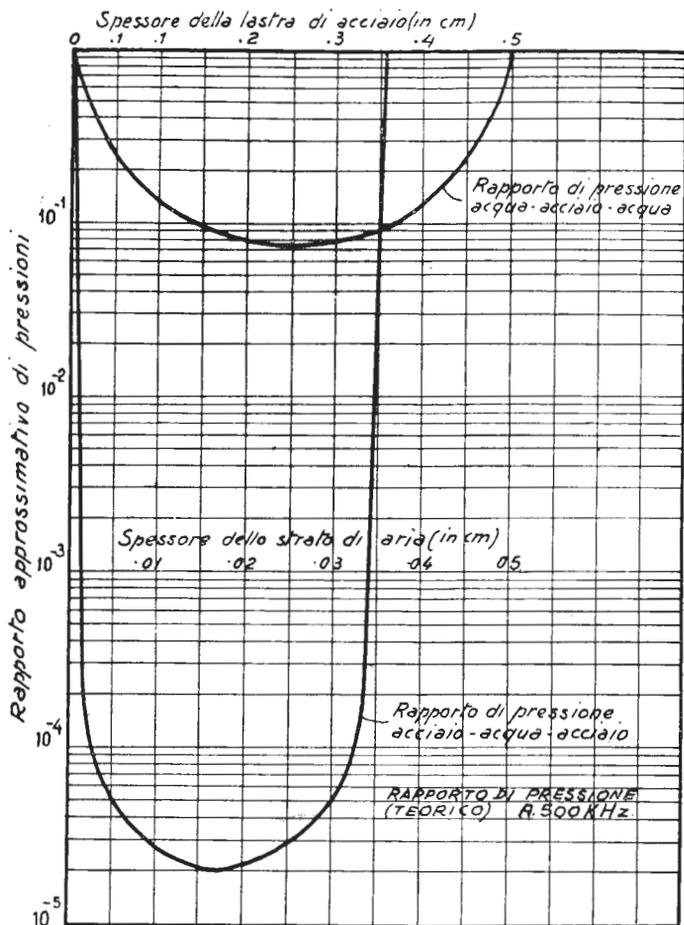


Fig. 5 - Rapporto di pressioni per diverse condizioni.

$V = 5000$  m/sec ed una frequenza di lavoro  $f = 1$  MHz si ha una  $\lambda = 5$  mm e la durata di una oscillazione  $T = 1/f = 1 \cdot 10^{-6} = 1 \mu s$ .

Se — come in generale — la durata dell'emissione dell'energia ultrasonora è di circa  $2 \mu s$  la lunghezza di tutto l'impulso risulta conseguentemente 10 mm.

Tenendo presente questo dato è facile dedurre come sia impossibile rilevare dei difetti che siano più vicini di 10 mm alla superficie perchè la riflessione derivante risulta coperta dall'impulso stesso di partenza.

Il cristallo del trasduttore elettromeccanico trasmittente (T) lavora per pochi microsecondi, e rimane inattivo praticamente per il rimanente  $1/50$  di secondo (supposta la frequenza dell'asse dei tempi - scansione orizzontale) del valore di 50 Hz.

Non vi è alcun motivo per non utilizzare il cristallo durante questo periodo di tempo come ricevitore, il che viene appunto fatto in alcune apparecchiature (Sperry) coll'ausilio di un opportuno interruttore elettronico.

La massima profondità che si può esaminare può considerarsi con sufficiente precisione deducibile dalla seguente tabella dovuta alla Sperry.

Nel caso specifico del Reflectoscope questa profondità per l'acciaio si aggira sui 10 m nel mentre scende a 5 m per il Mark IIB della Hughes.

La profondità massima di esplorazione dei vari materiali risulta come dalla tabella III.

In questa tabella si ammette, convenzionalmente, un valore pari al 100% per l'acciaio.

TABELLA III.

Acciaio . . . . .	}	100 %
Alluminio . . . . .		
Magnesio . . . . .		
Ottone . . . . .	}	10 %
Vetro . . . . .		
Rame . . . . .		2 %
Bakelite . . . . .		0,8 %

Il principio di funzionamento del secondo metodo — quello di trasmissione — è basato sul fatto che allorché un fascio di energia sonora viene inviato attraverso un pezzo di metallo una parte di questa energia viene dissipata lungo il percorso, subendo un ulteriore indebolimento se inoltre incontra una discontinuità (variazioni di impedenza acustica).

Questo indebolimento o per essere precisi questa attenuazione della pressione ultrasonica dovuta ad una variazione del mezzo può essere misurata tramite uno oscilloscopio o meglio ancora tramite uno strumento ad indice.

Questa alterazione della pressione può essere calcolata solo nei casi più semplici nel mentre per strutture complicate deve essere determinata sperimentalmente.

Come orientamento occorre tener presente che: l'attenuazione raggiunge un massimo nel passaggio acciaio-aria-acciaio (presenza di una bolla d'aria in un pezzo di metallo di acciaio) e nel passaggio dall'acqua-acciaio-acqua.

Il rapporto della pressione sonora (il rapporto cioè tra  $p_2$  e  $p_1$ ) è dato da:

$$\left(\frac{p_2}{p_1}\right)^2 = \frac{4}{4 + ([R_1/R_2] [1 - (R_1/R_2)^2 \text{sen } kl])^2}$$

in cui:  $l$  = lunghezza del mezzo;  $k = 2\pi/\lambda$ ;  $R_2$  = resistenza specifica acustica del mezzo (difetto);  $R_1$  = resistenza specifica acustica del mezzo (pezzo in esame).

Misurando la pressione  $p_2$  per mezzo di un cristallo piezoelettrico (Brush) supposta nota e costante la  $p_1$  ed inserendo tra il trasmettitore T ed il ricevitore R una lastra metallica che viene attraversata in senso perpendicolare dal fascio ultrasonoro, detta  $p_2$  risulta attenuata secondo la formula che è stata riportata, tradotta graficamente in fig. 5.

Per una lastra di acciaio immersa in acqua, dello spessore di 0,25 cm e un fascio ultrasonoro della frequenza di 500 kHz, attenuazione dovuta alla lastra sarebbe risultata di 10 a 1 nel mentre la presenza di uno strato di aria dello spessore di 0,015 mm dà una attenuazione di 1000 a 1.

Per ogni tipo di materiale esiste un certo numero di frequenze che si possono chiamare « critiche » utilizzando le quali il fascio sonoro che attraversa il materiale è in condizioni di subire accentuate variazioni per un dato tipo di difetti in ogni dato materiale.

Questo metodo di esame viene eseguito tenendo immerso il pezzo in un liquido (acqua od olio) che viene utilizzato come mezzo di trasmissione.

Per alcuni casi particolari l'aria od altri gas si sono dimostrati buoni mezzi di trasmissione. Naturalmente la scelta del mezzo dipende oltre che dai particolari caratteri strutturali del materiale che deve essere esaminato, dalle possibilità di esposizione del materiale nel mezzo stesso.

Dato il particolare metodo di esame si possono ispezionare con processi continui solo i aventi una sezione trasversale uniforme

(di modo che il fascio ultrasonoro attraversi sempre la medesima quantità di materiale).

Come visto questo metodo utilizza le variazioni di densità ed elasticità; si possono in pratica rivelare dei cambiamenti minimi di densità equivalenti a strati interni d'aria dello spessore di 0,01 mm e cambiamenti del modulo di elasticità relativamente piccoli (ad es. per l'acciaio del 2%).

Questo metodo presenta due svantaggi:

- 1) non permette un'esatta valutazione del perimetro e delle dimensioni del difetto;
- 2) poiché il fascio sonoro penetrante è sensibile a diversi tipi di discontinuità non è possibile determinare esattamente quale tipo di difetto è presente.

Ne risulta la necessità che il fascio ultrasonoro inviato al materiale sia il più possibile direttivo il che equivale (in base alle considerazioni ottico geometriche già accennate) che il diametro della faccia attiva del trasduttore deve essere grande rispetto la  $\lambda$  impiegata.

La rapidità di esame è generalmente rilevante. Ad esempio nel tipo Brush, ottenuto con

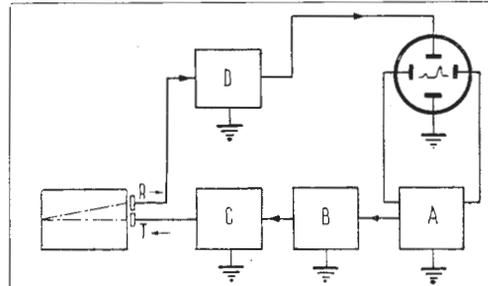


Fig. 6 - Schema sintetico dell'apparecchio metalloscopico Mark II B.

una azione molto rapida del relé « marcatore » (Marker); si possono raggiungere velocità di 500 e più metri al secondo nel caso di esame di lamiere metalliche.

Le possibilità applicative dei due metodi risultano praticamente illimitate; e possono essere utilizzate non solo per metalli propriamente detti (ferrosi e non ferrosi) ma anche per esami di plastici e altri materiali.

Nel caso di contatto diretto (e ciò vale anche per il metodo di riflessione) il grado di finitura della superficie deve essere equivalente al GE n° f5 avente una rugosità media di 3/1000 mm ovvero un valore punta-valle di 10/1000 mm.

La durata della scansione è:  $T = 1/f$  ( $f$  compreso tra 30 e 60 Hz e per  $f = 50$  Hz  $T = 0,02$  sec = 20.000  $\mu$ sec).

L'impulso dovuto al difetto deve colpire il trasduttore-ricevitore R prima che venga emesso un nuovo impulso e cioè, supposto la durata dell'impulso di 2  $\mu$ s e il ritardo di 10  $\mu$ s, entro 20.000 — 12 = 20.000  $\mu$ s  $\sim$ .

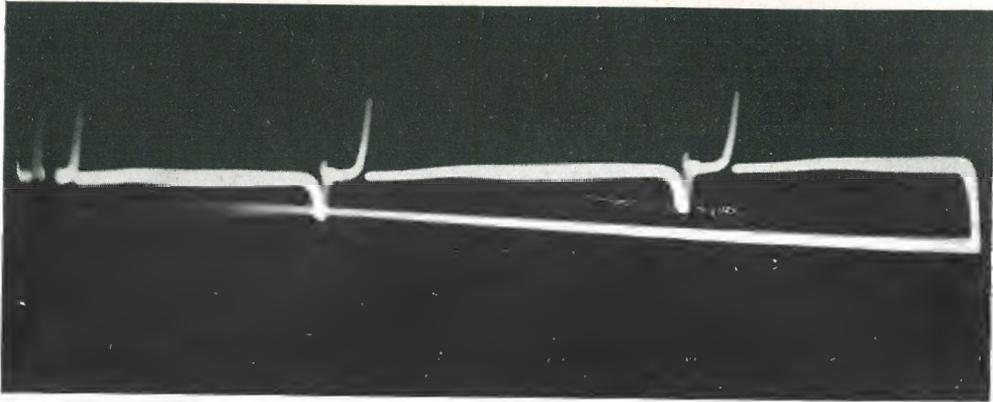


Fig. 8 - Andamento della scarica e carica nel condensatore di uscita del circuito di fig. 7.

Supponiamo che il mezzo sia acciaio:  $V = 5850$  m/sec; lo spazio percorso in 0,02 sec sarà  $s = VT = 5850 \cdot 0,02 = 117$  m.

Equivalento questo alla lunghezza totale percorsa dall'onda (andata e ritorno) lo spessore massimo risulterebbe  $117/2 = 58,5$  m.

Questo è il massimo spessore teoricamente esaminabile con una apparecchiatura avente le caratteristiche elettriche dell'Hughes Mark IIB, però per motivi di elevata attenuazione per un percorso sì lungo, non linearità della scala (vedi in seguito) nel suo ultimo tratto, ed imprecisioni di lettura per valori sì elevati di fondo scala, risulta necessario di limitare il percorso.

Onde poter contemporaneamente vedere l'impulso di partenza e quello di arrivo detto percorso viene limitato a 10 metri totali (spessore 5 metri) equivalente ad un tempo di  $1700 \mu s$ .

Come già accennato, numerose sono le case che hanno realizzato in USA ed in Inghilterra — ed ultimamente anche in Italia — apparecchiature per la ricerca dei difetti nei metalli (metalloscopi elettronici).

Ci limitiamo a dare qualche ragguaglio del Mark IIB, apparecchiatura realizzata durante la guerra dalla casa inglese Henry Hughes & Son Ltd. — associata della nota Marine Instrument Co. Ltd. — e sulla quale sono state effettuate numerose esperienze.

Uno schema sintetico dei componenti tale apparecchio è visibile in fig. 6.

L'asse dei tempi A alimenta con una tensione a denti di sega le due placchette orizzontali imprimendo al fascetto catodico uno spostamento lungo l'asse X. Un'aliquota di questa tensione viene iniettata nello stadio B che esplica la funzione di amplificatore-squadratore restituendola all'uscita sotto forma di impulso di breve durata di forma praticamente rettangolare.

Questo impulso, successivamente immesso nello stadio oscillatore C, viene ad alimentare alla sua uscita il trasduttore piezoelettrico T che lo converte in vibrazioni elastiche.

Questo treno di vibrazioni elastiche, partente da T viene riflesso nel fondo C e perviene al trasduttore R ove viene nuovamente convertito in impulso elettrico, amplificato in D, agendo infine sulle placche verticali dell'oscilloscopio a r.c. sotto forma di traccia luminosa (guizzo).

L'apparecchiatura è destinata a lavorare secondo il primo metodo di esame (riflessione).

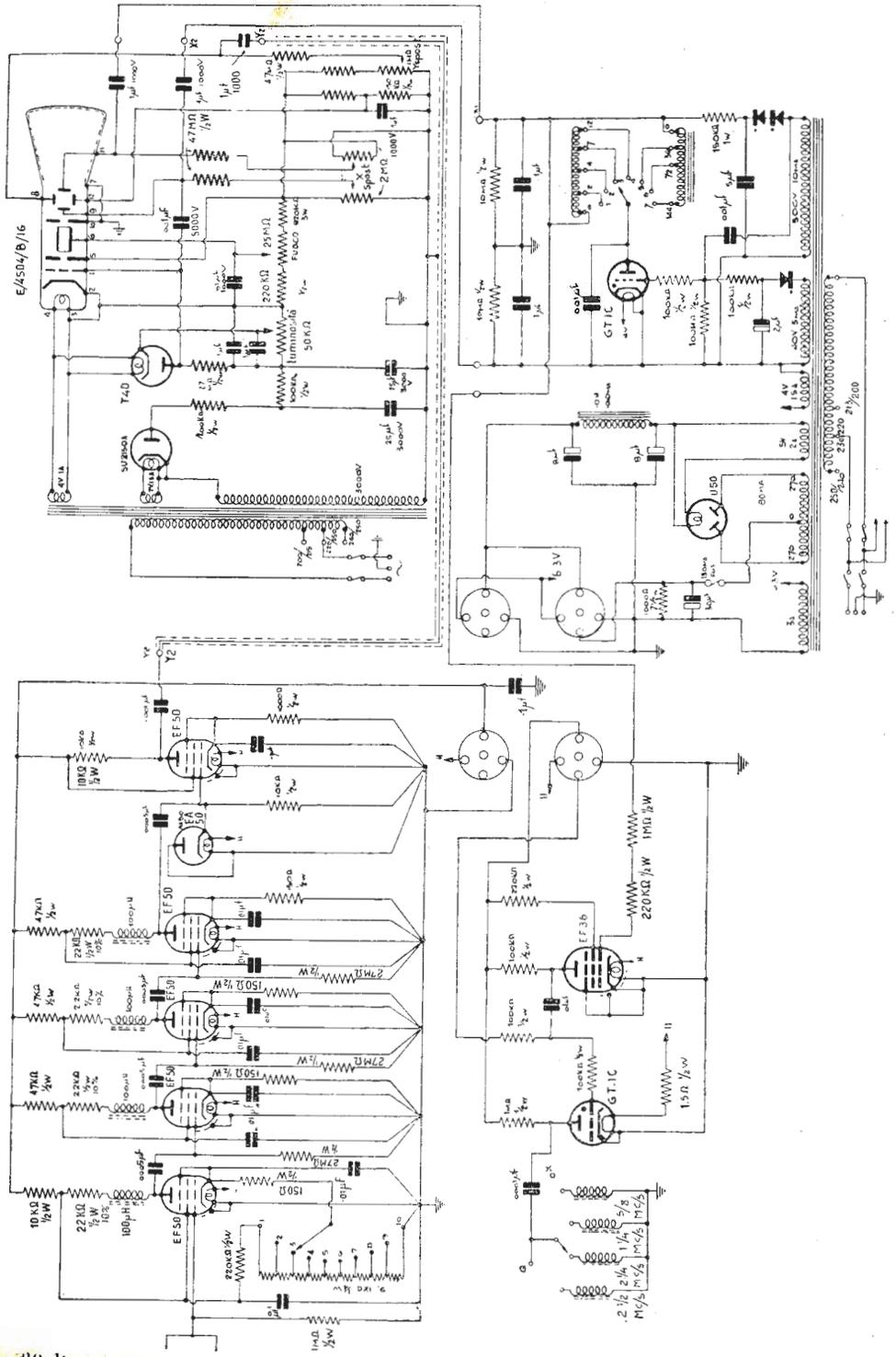
Un'opportuno dispositivo ritardatore fa sì che il treno di onde parta *dopo* che il pennello catodico ha iniziato il suo spostamento lungo l'asse X.

Il ritardo è dell'ordine di  $10 \mu s$ , la durata dell'impulso  $2-4 \mu s$ . Il fenomeno viene ripetuto ogni  $50^{mo}$  di secondo (se la frequenza della rete di alimentazione ha appunto tale valore) e per la persistenza della immagine sulla retina esso, nella sua interezza, risulta visibile come una immagine fissa.

Nel caso di un difetto (interno) poichè il percorso T-difetto-R è minore di quello T-fondo pezzo-R e dato che la velocità di propagazione nel pezzo è costante, l'onda riflessa dal difetto perverrà in R *prima* di quella riflessa dal fondo.

Poichè il pennello catodico va spostandosi nel tempo da sinistra a destra ciò equivale a dire che la scala dell'oscillografo può considerarsi tarata in tempi crescenti da sinistra a destra e — come già accennato — la differenza di tempo tra i due echi (quello di fondo e quello dovuto al difetto) permetterà di determinare (per la nota relazione spazio=velocità x tempo) la posizione del difetto.

La regolazione del valore di fondo finché l'impulso di fondo e quel...



ato li r  
 ispezion  
 i aventi

Fig. 7 - Circuiti del metalloscopio elettronico Mark II B.



Fig. 9 - Aspetto esterno del metalloscopio elettronico Mark II B.

risultino contenuti entro lo schermo) viene ottenuta, in questo apparecchio, variando la pendenza del tratto ascendente della tensione a denti di sega; si varia in tal modo la velocità di scansione del pennello elettronico ciò che determina un « allargamento » della scala.

Inoltre onde permettere una visione ben netta una opportuna disposizione circuitale consente a che il fascio luminoso sia visibile solo durante il periodo di lavoro estinguendolo durante la fase di ritorno.

Esaminando con maggiore cura il circuito visibile in figura 7 partendo dal generatore a denti di sega possiamo osservare come il tyratron risulti sincronizzato direttamente dalla rete (frequenza 50 Hz). Da realizzazioni sperimentali effettuate è risultata molto critica la regolazione della polarizzazione di griglia, particolarmente nel caso della valvola EC50.

Sincronizzando a frequenze di scansione molto alte è stato possibile vedere variazioni della durata di scarica al variare della presa sull'induttanza; le variazioni della velocità della base dei tempi s'aggira come detto tra i 20  $\mu$ s ed i 3000  $\mu$ s.

L'impulso che arriva alla griglia della EF36 (pentodo ad interdizione rapida simile alla EF6) essendo prelevato asimmetricamente da una sorgente simmetrica risulta già « ridotto » nel tempo.

La valvola EF6 esplica le funzioni di amplificatrice-squadratrice per corrente di griglia (dato la polarizzazione-base zero) per cui il segnale in placca si va avvicinando molto alla forma ideale: rettangolare.

Il secondo tyratron, che in condizioni normali ha un potenziale negativo nella sua griglia controllo, conduce corrente solo durante il tempo di lavoro poi disinnescandosi. Durante questa fase di conduttività, durata dell'impulso, il condensatore d'uscita da 0,0001  $\mu$ F si va scaricando per poi ricaricarsi attraverso la resistenza anodica di 1 megaohm (fig. 8).

La realizzazione sperimentale ha anche qui permesso di constatare la criticità della polarizzazione del tyratron, per un certo valore gli impulsi scompaiono o si raddoppiano con diversa ampiezza. Questo impulso eccita un circuito accordato costituito dall'induttanza acleo ferromagnetico, segnata nello schermo, e

Fig. 10 - Caratteristica di risposta dell'amplificatore del circuito di fig. 7.

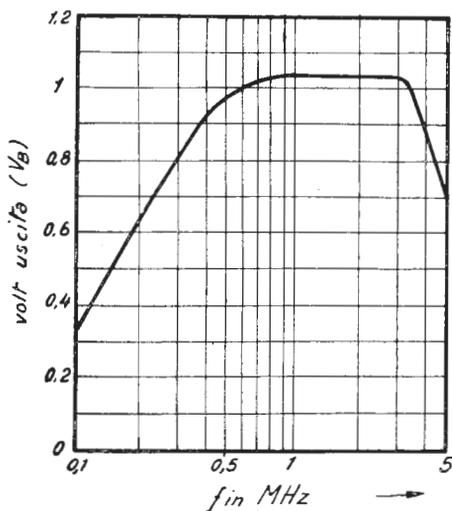
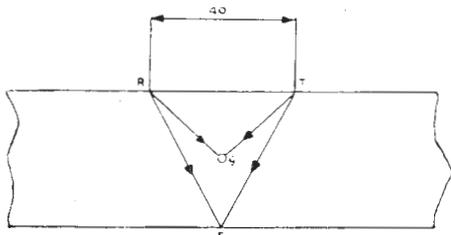


Fig. 11 - Distanza fra R e T e caratteristiche di un pezzo in esame.



dalla capacità del cavo coassiale di accoppiamento.

La visione del fenomeno avviene solo durante il tempo di lavoro, estinguendo completamente la traccia durante il periodo di ritorno.

Una porzione della tensione di lavoro (dente di sega) alimenta difatti la griglia controllo del tubo solo raggi catodici in congiunzione con un diodo-limitatore, in modo da assicurare un impulso di tensione che aumenta la luminosità del punto solo durante il tempo di lavoro (una forma di flyback, in altre parole: soppressione del ritorno).

La realizzazione meccanica dell'amplific. a 5 stadi è molto curata particolarmente dal punto di vista dei ritorni.

L'apparecchiatura risulta composta di due cofani: in quello superiore visibile nella fig. 9, trova posto il tubo a r.c. con alimentazione relativa, diodo limitatore ed i comandi di fuoco, luminosità, spostamento asse X (molto ampliato), spostamento asse Y.

Nel cofano inferiore trovano alloggiamento: il generatore a denti di sega, l'amplificatore e il generatore finale; più l'ampli-

ficatore a 5 stadi. Come comandi si possono osservare: un'interruttore generale, uno di sensibilità, uno del valore di fondo scala del tubo, ed uno di frequenza. Una serie di 5 fusibili opportunamente disposti assicura un'ottima prevenzione per eventuali cortocircuiti.

La coda dell'impulso (ciò che sta ad indicare che il treno d'onda non è molto smorzato) può essere eliminato — come appunto è stato fatto in modelli più recenti — con l'uso di un tubo tyratron cutter-offer (J.A.S.A., 1946, vol. 18, pag. 200), o di circuiti tipo ringing oscillator o Guillemain Line, Blocking oscillator ecc. (Radio News, 1946 novembre, pag. 15).

La punta istantanea di tensione raggiunge il valore di 250 ÷ 300 volt.

Le caratteristiche della linea (cavo) coassiale, carico del cristallo, ecc. determinano uno smorzamento tale che il valore del treno d'onda emesso risulta dimezzato nel suo valore dopo circa 4 cicli ( $2 \mu s$  per  $f = 2$  MHz).

L'influenza dello smorzamento sulla durata delle oscillazioni si è potuto ben mettere in evidenza disponendo in parallelo al circuito oscillante una resistenza ed ottenendo rapporti

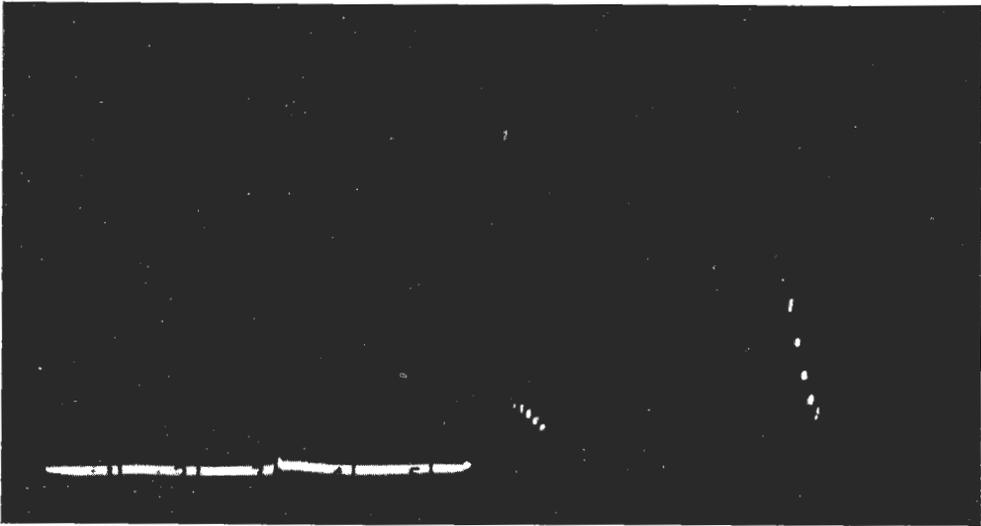


Fig. 12 - Oscillogramma relativo al pezzo di fig. 11.

di 1 a 10 sul numero delle oscillazioni (da 2 a 20).

I cavi coassiali hanno un'impedenza caratteristica di circa 100 ohm e nell'originale non superano la lunghezza al paio di 100 cm. La fig. 9 da una visione schematica della disposizione delle capsule sul pezzo in esame.

L'amplificatore può considerarsi costituito da 3 sezioni: una prima costituita da 4 EF50 in cascata; una seconda da un diodo EA50; una terza da una EF50 amplificatrice.

Il guadagno di ogni EF50 è di circa 10; si raggiunge per i primi 4 stadi un guadagno di 10.000 che sale ad un valore globale di circa 100.000 volte. La banda passante è di 3,5 MHz (vedi fig. 10 riferendosi al guadagno dei primi 4 stadi) ottenuta col sistema di compensazione ad induttanza. La regolazione della sensibilità è ottenuta variando la polarizzazione base della prima valvola.

Il consumo si aggira sui 100 VA.

Su di un pezzo delle dimensioni indicate in fig. 11 sono state effettuate numerose esperienze alcune delle quali hanno confermato degli elementi (durata del ritarco, durata dell'impulso, etc.) dedotti direttamente con esame oscillografico.

Percorso totale TFR =  $s_1 = 2,43 = 86 \text{ mm} = 8,6 \cdot 10^{-3} \text{ m}$ ;

materiale = acciaio;

velocità nel materiale =  $V = 5850 \text{ m/sec}$ ;

$f$  utilizzata =  $2,25 \text{ MHz} = 2,25 \cdot 10^6 \text{ Hz}$ ;

$$\lambda \text{ nel materiale} = \frac{V}{f} = \frac{5850}{2,25 \cdot 10^6} =$$

$$= 2,6 \cdot 10^{-3} = 26 \text{ mm};$$

tempo impiegato per il percorso TFR =

$$= t_1 = s_1/V = \frac{86 \cdot 10^{-3}}{5,85 \cdot 10^3} = 14,5 \mu\text{s};$$

percorso difetto TSR =  $s_2 = 2 \cdot 26 = 52 \text{ mm} = 52 \cdot 10^{-3} \text{ m}$ ;

tempo impiegato per il percorso TGR =

$$= t_2 = s_2/V = \frac{52 \cdot 10^{-3}}{5,85 \cdot 10^3} = 9 \mu\text{s};$$

l'oscillogramma relativo è visibile in fig. 12 ed in fig. 13 un lucido.

Esaminando le figg. 12-13 si può pervenire a scrivere:

$s_1$  occupa 40 mm di scala,  $s_2$  26 mm dunque  
 $14,5 \mu\text{s}$  proporzionali 40 mm  
 $9 \mu\text{s}$  » 26 mm.

Il rapporto tra  $t_1/t_2 = 14,5/9 = 1,62$  mentre quello  $s_1/s_2 = 86/52 = 1,65$ , ciò che ci conduce a poter asserire che la scala ha un andamento lineare entro il 3%.

Inoltre per  $f=2,25 \text{ MHz}$  si ha che  $T=1/f=0,4 \mu\text{s}$  e contando il numero di oscillazioni presenti nelle due gobbe, nella 1<sup>a</sup> gobba vi sono 14 oscill. =  $14 \cdot 0,4 = 5,6 \mu\text{s}$ ; nella 2<sup>a</sup> gobba vi sono 40 oscill. =  $40 \cdot 0,4 = 16 \mu\text{s}$  si può arrivare a verificare come l'errore tra la posizione prevista sulla scala e quella reale sia inferiore all'1%.

Il fatto poi che i  $16 \mu\text{s}$  corrispondenti alla seconda gobba occupano — sempre sulla scala dell'oscilloscopio — 35 mm ed i  $14,5 \mu\text{s}$  sono invece lunghi 40 mm indica che l'andamento è sempre meno lineare allontanandosi dall'origine.

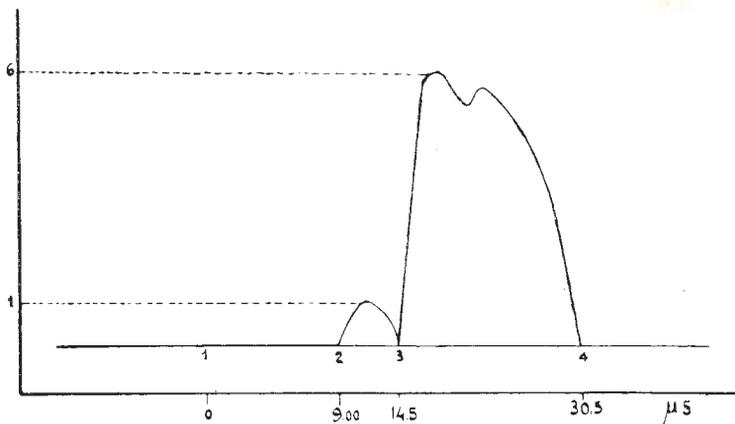


Fig. 13 - Oscillogramma di fig. 12 riportato su un lucido, in forma diagrammatica e con l'indicazione dei tempi.

In base alle seguenti considerazioni si è tracciato il tratto iniziale ascendente della tensione a denti di sega, fig. 14, che è risultato praticamente coincidente a quello osservabile con un tubo a r.c.

Dall'esame delle foto si può anche concludere, data la linearità nel primo tratto della scaia:

$$\begin{aligned} \text{durata dell'impulso} &\approx 2 \mu\text{s} \\ \text{durata del ritardo} &\approx 10 \mu\text{s} . \end{aligned}$$

Grande importanza assume la scelta della frequenza utilizzata; con  $f = 2,5$  MHz il cristallo di quarzo del trasduttore elettroacustico viene eccitato alla sua frequenza e in conseguenza della risonanza ne risulta una sensibilità estremamente elevata. Si utilizzano nell'esame dei materiali molto omogenei aventi un elevato grado di finitura delle superfici, nel mentre per frequenze inferiori (2, 1, 0,5 MHz), ai vantaggi di una corta durata degli impulsi si somma quello di poter esaminare i materiali porosi e la levigatura delle superfici assume un'importanza minore che nel caso precedente.

La porosità può dare dei disturbi nella visione; al massimo guadagno la sensibilità alla porosità può essere molto elevata.

L'aderenza tra le capsule e la superficie in esame è stata migliorata con l'ausilio di olio di trasformatore.

Consigliato anche l'uso di lanolina di spiro bianco (al DTD 121 C).

La velocità media di esplorazione è dell'ordine di un metro al minuto per superfici molto levigate (rettificate) e pezzi molto semplici di

La spaziatura fra le due capsule deve essere al minimo 10 mm onde facilitare l'esame dei vari pezzi; si possono tracciare dei diagrammi relativi alle riflessioni — per i due metodi di esame — che permettono di rendere più spedite le letture.

Esaminando superfici cilindriche (barre, billette) occorre ricorrere per l'esame nel senso trasversale a delle capsule curve e si sono riscontrate delle difficoltà nel mantenere un buon contatto:

1) dato la forma curva del pezzo in esame il liquido tende a sfuggire e bisogna mantenere continuamente una buona oleazione, e

2) utilizzando invece capsule piane con la superficie di contatto tangenziale a quella del pezzo il contatto avviene solo in una piccola parte.

Particolarmente nel caso di curvature a piccolo raggio è difficile mantenere un buon contatto continuo perchè raramente la curvatura delle capsule coincide esattamente con quella del pezzo in esame.

Dato l'andamento del fascio ultrasonoro come cono divergente a 8 gradi necessita utilizzare fino a spessori di 100÷130 mm capsule inclinate a 60°; invece per spessori maggiori capsule parallele.

L'importanza del grado di finitura delle superfici di contatto prevista teoricamente è stata verificata con una serie di esperienze al riguardo.

Si può in breve al momento affermare che occorre:

1) che le superfici siano finite di macchina;

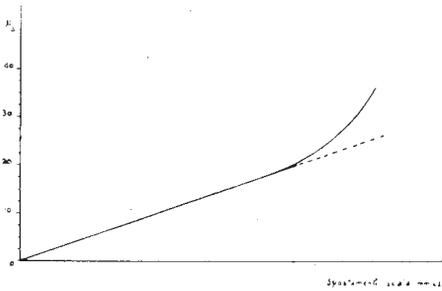


Fig. 14 - Andamento del tratto iniziale della tensione a dente di sega.

2) o terminate con una molatura a mano nel caso di forte rugosità;

3) o ricorrere all'uso di materiali plastici trasparenti, come il Perspex, che hanno la possibilità di adattarsi perfettamente alla curvatura delle superfici e che vengono naturalmente interposti tra il materiale in esame e le capsule.

Questi materiali vengono generalmente stampati sotto pressione, per dare loro la forma desiderata, ad una temperatura di 155° C.

4) o ricorrere all'uso della Plasticina. Questo particolare accorgimento tecnico viene consigliato dagli specialisti (W. Raytes) solo con capsule orizzontali e particolarmente per esami molto rapidi di superfici relativamente piccole.

Lo strato che ricopre le capsule è di circa  $\frac{1}{2}$  mm.

5) o ricorrere all'uso di amalgami. Tra di essi è consigliabile una lega di stagno e cadmio nelle proporzioni di 6% di cadmio + 3% stagno con mercurio in una soluzione calda al 10% di idrossido di ammonio. Il tutto a 16° prende una consistenza pastosa.

La trasmissione relativa attraverso la interfaccia mercurio-acciaio è leggermente minore di quella su superfici finite a macchina e ricoperte di un velo di olio; ma superiori di quelli usanti l'olio su superfici rugose.

Per il bloccaggio delle capsule vengono sovente utilizzati dei sistemi magnetici. La lega utilizzata è generalmente Alluminio-Nichel-Cobalto (Alnico). In alcuni casi si è potuto direttamente applicare il quarzo sul pezzo in esame eliminando le perdite attraverso lo strato

di olio ed il disco di rame (od acciaio) della capsula.

Concludendo si può affermare che benchè le apparecchiature attuali consentano notevoli possibilità, esse particolarmente rispetto i raggi X, presentano più che carattere di sostituzione, carattere di complemento.

Tra i principali vantaggi possiamo annoverare:

Semplicità di manovra;

Indicazione e localizzazione istantanea del difetto;

Elevata velocità di esplorazione;

Possibilità di esplorazione di pezzi di notevole spessore.

Contro varie limitazioni imposte specialmente dalla forma del pezzo che deve essere la più semplice possibile, dal grado di finitura delle superfici di appoggio e dalla necessità di un tirocinio di specializzazione per poter bene e rapidamente interpretare gli oscillogrammi visibili.

Ad esempio quello di fig. 15 si riferisce alla fessurazione interna della billetta di fig. 16 (sezionata *dopo* l'esame ultrasonoro).

Nel chiudere queste brevi note, lo scrivente tiene ad esprimere i suoi ringraziamenti all'ing. Reggiori ed al dott. Masi per il permesso di pubblicazione del presente articolo riguardante un lavoro eseguito presso i laboratori dell'Istituto Scientifico della S. A. Breda e per il costante incoraggiamento e per i consigli ricevuti nel corso delle esperienze suaccennate; al rappresentante per l'Italia della Hughes & Son — ditta ing. Strada e dott. Cassola — nonché al dott. Sappa del Laboratorio Esperienze della Fiat.

Fig. 15 - Oscillogramma registrato su di una billetta presentante una fessurazione.

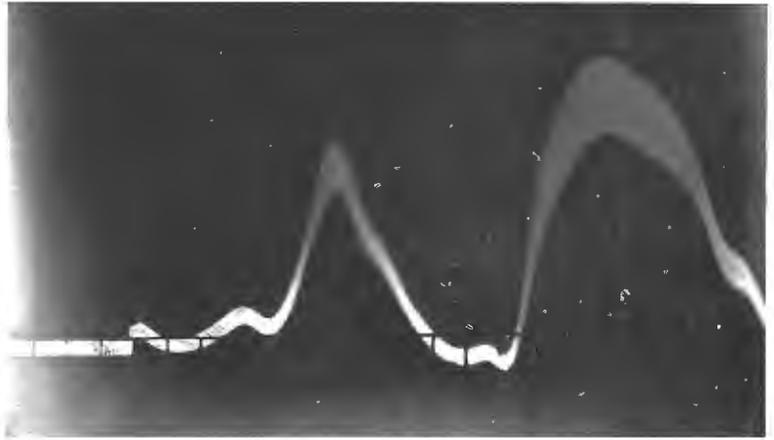
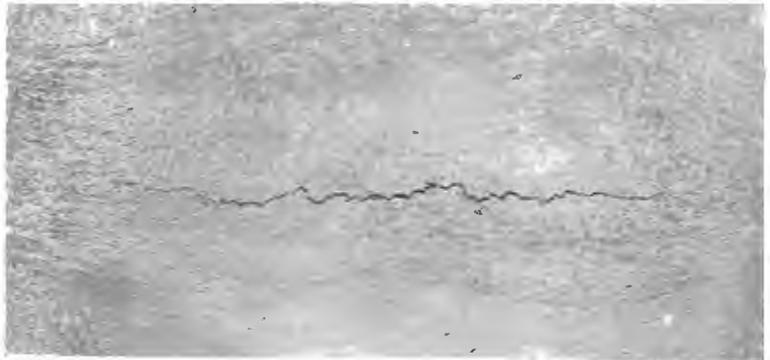


Fig. 16 - Fessurazione della billetta di cui all'oscillogramma di fig. 15. La sezionatura è stata eseguita dopo l'esame ultrasonoro.



#### BIBLIOGRAFIA

BERGMANN: *Der Ultrashall und seine Anwendung in Wissenschaft und Technik*. V.D.I., Verlag Berlin, 1942.

GIACOMINI e BERTINI: *Perfezionamenti del metodo per accertare l'omogeneità nei solidi mediante ultrasuoni*. « *Ricerca Scientifica* », 10, n. 10, 1939.

SHAPAER: *Spring Meeting of Industrial Society of America*. Detroit, 1946, Mich. April. *Material and Methods*. Novembre 1946.



L'antenna della stazione della N B C che giornalmente trasmette i programmi per l'Italia È uno dei tipi più moderni

# INTRODUZIONE AL MICROSCOPIO ELETTRONICO

Electron

Class. Dec. R 592,2



*T.E. ha in preparazione una serie di articoli sul microscopio elettronico; il primo della serie, che qui pubblichiamo, ha un carattere introduttivo ed elementare per portare il lettore ad inquadrare i successivi articoli. Questa opera di divulgazione è tanto più necessaria in quanto un articolo precedentemente pubblicato (T.E., Vol. I, n. 4) non è attualmente reperibile.*

Il microscopio elettronico è già divenuto un prezioso strumento d'indagine ormai stabilmente adottato dai tecnici della microscopia.

Tutto l'imponente corredo di nozioni tecniche accumulato nel corso degli ultimi cent'anni dalla microscopia normale, ha permesso il rapido progresso ed un'intelligente interpretazione dei risultati ottenuti dal microscopio elettronico, che utilizza un metodo di osservazione assolutamente nuovo.

L'incondizionato favore che ha accolto il microscopio elettronico nel campo della tecnica microscopica è dovuto all'assoluta identità delle micrografie luminose con quelle elettroniche, alla facilità con cui si ottengono micrografie elettroniche e sopra tutto all'enorme quantità di « informazioni » del tutto nuove, che le micrografie elettroniche hanno rivelato.

Il microscopio elettronico è un nuovo genere di microscopio, nel quale, si potrebbe dire, un'amplificazione elettronica viene impiegata per ottenere un potere risolvente ed un potere magnificatore molto più spinto di quanto sia stato sino ad oggi possibile.

Con questo strumento di nuovo tipo è possibile osservare e fotografare elementi e dettagli strutturali troppo piccoli per essere visti con qualsiasi altro mezzo.

L'altissimo potere risolvente e magnificatore del microscopio elettronico, deriva dall'impiego in questo nuovo strumento di un fascio di elettroni, in luogo dei raggi luminosi nel classico microscopio ottico. Le lunghezze d'onda dei raggi luminosi sono relativamente lunghe in paragone alle dimensioni degli elementi da osservare. Questa è una insormontabile limitazione, poichè non è possibile con qualsiasi microscopio ottico rivelare oggetti e dettagli molto più piccoli della

lunghezza d'onda relativa al tipo di « illuminazione » adottato. Perciò l'ingrandimento utile dei classici microscopi ottici è limitato dalla natura della luce stessa.

Ingrandimenti di micrografie luminose oltre circa 2000 volte non mostrano alcun nuovo dettaglio: solo l'immagine risulta complessivamente più grande.

Nel microscopio elettronico il « preparato » viene « illuminato » con un fascio di elettroni generati da un filamento emittente. Questi elettroni hanno « lunghezze d'onda » che sono dell'ordine di 1/100.000 della lunghezza d'onda della luce visibile. Perciò il potere risolvente del microscopio elettronico non è più limitato dalla lunghezza d'onda del raggio illuminante, ed ingrandimenti molto più cospicui sono possibili.

In pratica un buon microscopio elettronico rende possibile ottenere ingrandimenti di circa cinquanta volte maggiori di quelli ottenibili col miglior microscopio ottico.

Ingrandimenti per osservazione diretta si possono ottenere correntemente da 100 a 20.000 volte. Fotografie sono generalmente prese da immagini già ingrandite da 5000 a 10.000 volte (poichè in queste condizioni d'ingrandimento il campo è più vasto e l'intensità dell'immagine è superiore che non con ingrandimenti più spinti).

La risoluzione (dettaglio) che si ottiene in siffatte micrografie è tale che esse possono venire ingrandite fotograficamente oltre venti volte, ottenendo così delle immagini il cui ingrandimento è superiore ai 100.000 diametri.

Il microscopio elettronico funziona in guisa molto simile al microscopio ottico del tipo a proiezione. Tale identità di funzionamento è illustrata chiaramente in fig. 1. Nel microscopio ot-

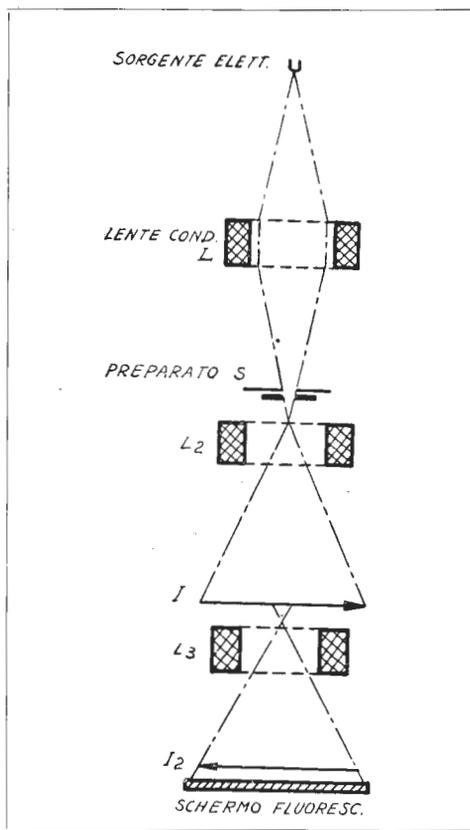
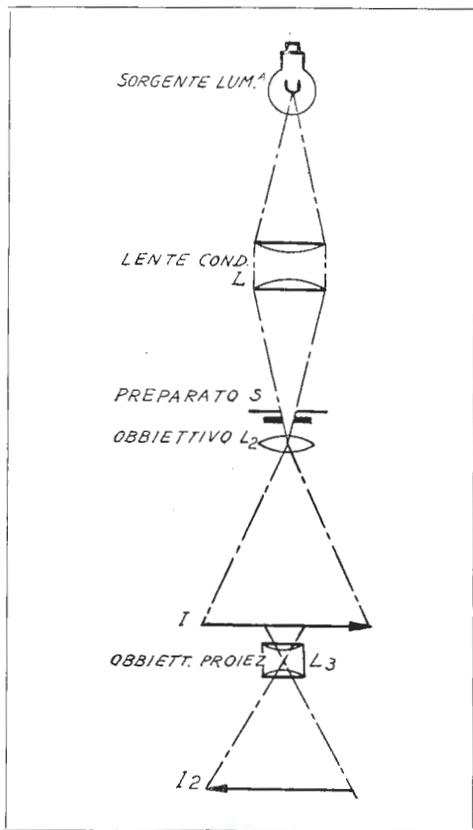


Fig. 1, 2. - Andamento dei raggi luminosi e di quelli elettronici in un microscopio ottico ed in un microscopio elettronico del tipo a lenti magnetiche.

tico la sorgente d'illuminazione è una lampada. I raggi di luce da tale lampada sono concentrati parallelamente in un fascio e diretti sul preparato S a mezzo della lente condensatrice L. L'immagine del preparato è poi ingrandita dall'obiettivo L2 nell'immagine I, parte della quale viene nuovamente ingrandita e proiettata in I2 dall'obiettivo di proiezione L3. L'immagine I2 due volte ingrandita è quella osservata dall'occhio.

Nel microscopio elettronico, la sorgente d'illuminazione è un catodo termoionico. Un anodo piano provvisto di un forellino al centro comunica agli elettroni un'alta velocità.

A questo punto gli elettroni possono venire

deviati (rifratti) con due distinti sistemi di « ottica elettronica » esattamente come avviene nel normale tubo a raggi catodici.

Si può adottare un sistema a campi elettrostatici, ovvero un sistema a campi elettromagnetici. L'esperienza ha stabilito che il sistema elettromagnetico è di uso più stabile ed efficiente.

Nel secondo diagramma di fig. 2 una bobina L percorsa da una determinata corrente continua funge da lente condensatrice e dirige gli elettroni in fascio sul preparato S.

I raggi elettronici attraversano il preparato S e sono deviati in varie misure in dipendenza della sua composizione.

Dopo aver attraversato il preparato, i raggi



Fig. 3. - Grande microscopio elettronico RCA mod. E.M.U.. Un esemplare di questo tipo è attualmente in funzione anche in Italia nell'Istituto Scientifico della Montecatini.

elettronici sono rifratti e messi a fuoco, onde formare un'immagine ingrandita  $I$  per mezzo della bobina-lente  $L_2$ . Una parte dell'immagine elettronica viene poi successivamente ingrandita, mediante una seconda bobina-lente  $L_3$  che proietta un'immagine finale  $L_2$ .

L'immagine elettronica  $L_2$  è formata da raggi, i quali non sono però visibili dal nostro occhio.

Pertanto tale immagine viene a cadere su uno schermo fluorescente (come un tubo catodico per televisione) che la rende visibile all'occhio.

Micrografie si effettuano mettendo direttamente a fuoco l'immagine elettronica su una lastra fotografica.

Il procedimento di osservazione e fotografia dell'immagine è pertanto molto simile a quello usato nelle radioscopie e radiografie con raggi X.

In conseguenza delle sue caratteristiche peculiari, il microscopio elettronico ha trovato immediatamente largo impiego, sia nei laboratori batteriologici sia in quelli di ricerca scientifica e di controllo della produzione industriale.

Non bisogna dimenticare che, dato che il mezzo illuminante è un fascio di elettroni e considerato che gli elettroni devono percorrere il loro cammino in uno spazio privo d'aria, tutto il processo di ingrandimento a mezzo dell'ottica

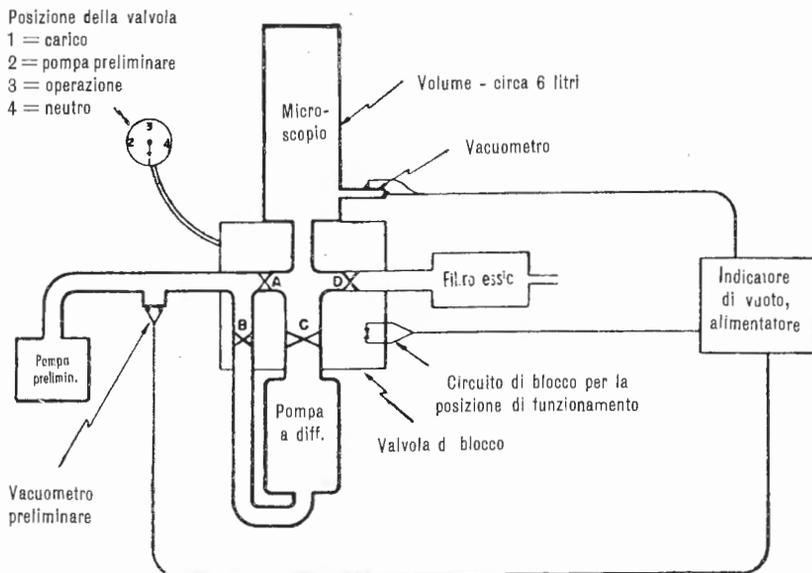


Fig. 4 - Diagramma del sistema di evacuazione usato nel Microscopio Universale.

Fig. 5. - Microscopio elettronico RCA da banco mod. EMC.



elettronica avviene sotto vuoto e lo stesso preparato oltre a trovarsi sotto vuoto, viene bombardato dal fascio elettronico. Ne consegue che la tecnica d'uso del microscopio elettronico deve adattarsi a queste particolari condizioni, che tra l'altro escludono praticamente l'osservazione di elementi vivi.

Si sono sviluppate recentemente in America diverse Associazioni scientifiche per l'impiego del microscopio elettronico e lo studio per la preparazione dei campioni da osservare è divenuto una vera e propria forma di scienza.

Particolarmente nel campo chimico e metallurgico l'impiego del microscopio elettronico costituisce un nuovo poderoso strumento di perfezionamento e di progresso.

Sino a qualche anno fa, all'inizio della guerra mondiale, il microscopio elettronico era considerato come una curiosità scientifica e pochissimi esemplari ne erano in circolazione.

La spinta della necessità della produzione bellica negli Stati Uniti ha, fra i molti altri esempi nel campo elettronico, portato alla situazione attuale, veramente sorprendente, nella quale il microscopio elettronico viene ora prodotto in serie e lo si può acquistare correntemente come qualsiasi altro apparecchio scientifico.

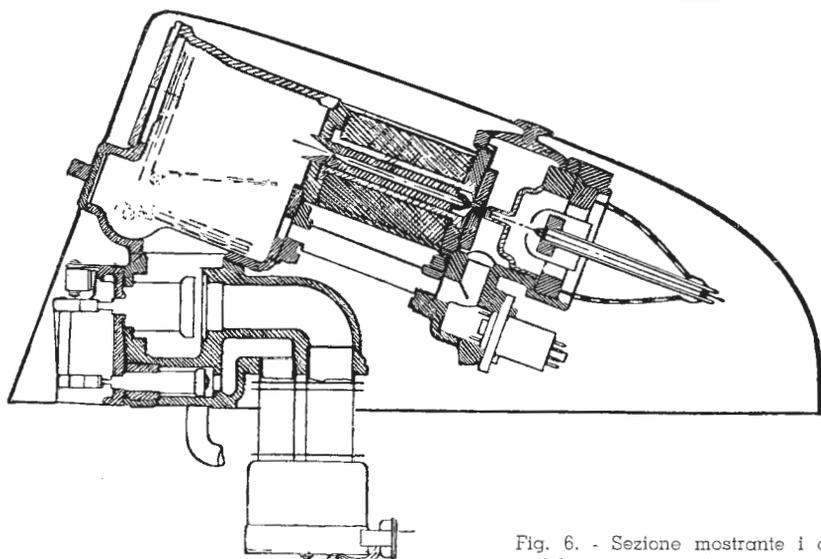


Fig. 6. - Sezione mostrante i dettagli costruttivi del microscopio elettronico da banco di fig. 5.

La grande Casa americana, Radio Corporation of America (R.C.A.) ha oggi nella sua normale produzione due tipi di microscopi elettronici. Un tipo a caratteristiche tecniche complete che costituisce oggi il « non plus ultra » di tale strumento ed un tipo a prestazioni ridotte, più economico, per laboratori sperimentali ove non si richiedano le massime possibilità di questa nuova tecnica.

La figura 3 illustra il tipo più completo del microscopio elettronico R.C.A. denominato E.M.U. ed il diagramma di figura 4 ne illustra schematicamente l'interessante dispositivo di vuotatura rapida, automatica. Nel tempo complessivo di un minuto e mezzo, si raggiunge il vuoto di 0,1 mm. di Hg. richiesto per l'uso del microscopio.

L'introduzione del preparato da esaminare nel microscopio avviene per mezzo di un particolare dispositivo che consente di effettuare la manovra in modo sicuro e sollecito.

Il minimo volume della colonna percorsa dal fascio elettronico, consente, come si è detto, una vuotatura completa nel tempo di un minuto e mezzo, eliminando così la necessità di trappole per impedire il rientro dell'aria.

La foto di fig. 5 illustra il tipo di microscopio elettronico R.C.A. a prestazione ridotta, cosiddetta a banco.

In tale tipo l'osservazione dell'immagine ingrandita avviene sul fondo di una sorta di tubo catodico alla stessa stregua di un ricevitore di televisione. La figura 6 ne dà in sezione i dettagli costruttivi.

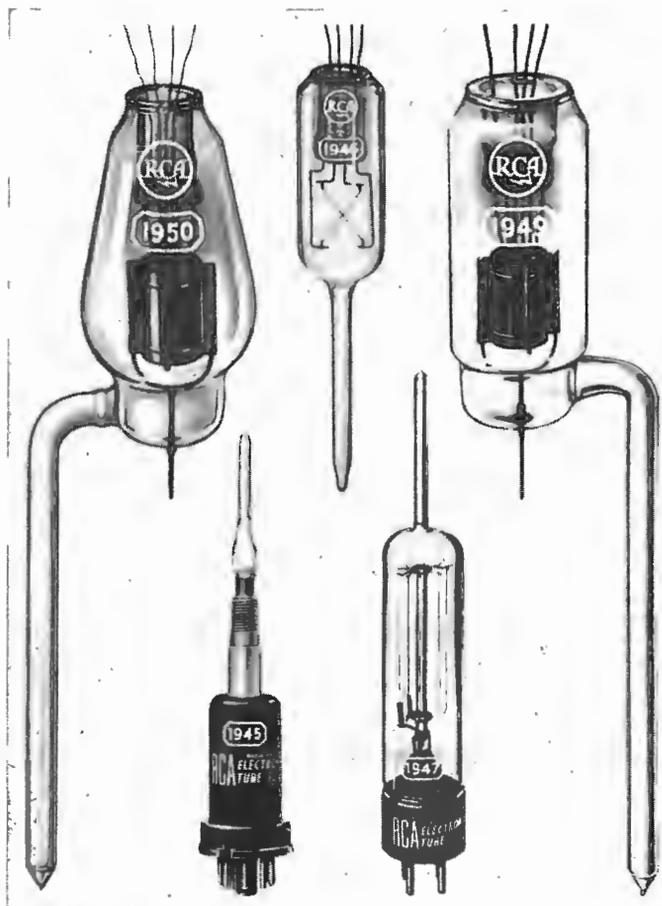
Da quanto esposto sopra si può riassumere che un microscopio elettronico comprende le seguenti parti principali:

- a) un sistema di vuotatura;
- b) un sistema di ottica elettronica;
- c) un sistema di controllo ed alimentazione;
- d) il corpo dell'apparecchio.

Il microscopio elettronico EMU della R.C.A. è munito di un sistema di controllo elettronico comprendente venticinque valvole del tipo ricevente; la tensione anodica, accelerante di cinquantamila volt è ottenuta da uno speciale raddrizzatore ad alto isolamento che rettifica tensioni generate ad alta frequenza.

Nel tipo ridotto EMC vi sono invece solo quattordici valvole e la tensione accelerante è di trentamila volt.

Nella Mostra Marconiana del Progresso della Radio presso la Fiera di Milano, la R.C.A. ha esposto in funzione il microscopio elettronico modello EMU.



**Tubi elettronici poco noti:** da sinistra in basso, il tipo 1945 è un tubo ad alto vuoto per misura di ionizzazione e di vuoto, sensibile all'idrogeno ma non agli altri gas. Il tipo 1947 è un tubo Pirani per misure di pressione di gas dell'ordine da 0,5 a 0,01 mm di mercurio. I tipi 1950 e 1949 sono anch'essi per misura di pressione di gas, a ionizzazione, sensibili a pressione dell'ordine di 0,1 micron di mercurio. Con una tensione di griglia di +110 volt ed una di placca di -22,5 la loro sensibilità è di circa 110 microampere per micron. Infine il tipo 1946 è un misuratore di vuoto a termocoppia.

(Foto RCA)

WAC 28 e 14 MHz phone  
WBE 28 e 14 MHz phone

**11RM**

QRA - VICTOR E. MOTTO  
QTH - Fino Mornasco - Como  
or Post Office Box 33 - Como  
ITALIA

La nuova QSL di 11RM  
(V. E. Motto) realizzata da  
Oreste Pellagri.

## L'ANTENNA A FASCIO ORIENTABILE PER 20 E 10 METRI DI 11RM

V. E. Motto

Class. Dec. R. 325

*La letteratura radiotecnica italiana assai scarsa sulle antenne radiantistiche è addirittura scarsissima per ciò che riguarda dati pratici e realizzativi. È pertanto con piacere che diamo ai lettori la possibilità di rendersi conto di una realizzazione realmente effettuata e tecnicamente particolarmente complessa.*



Antenna a 3 elementi per 20 m, di CX2 CL - Montevideo; altezza 24 metri, costruita su dati trasmessi via radio da IIR M





Fig. 1 - La prima edizione della "rotary beam", di I I RM, 4 elementi per 20 m e 4 elementi per 10 m "close spaced", radiatore "folded dipole".

Molti sono gli OM che da diverse parti del vasto mondo, mi hanno sollecitato una descrizione della mia « rotary beam » che essendo fra le poche, forse, la prima in Europa, con la « wide spaced » o spaziatura larga e dando, come effettivamente già, risultati ottimi su entrambe le bande, ha destato un certo interesse tra i molti cultori del DX.

Io stesso desideravo darla, questa descrizione, ma volevo anche corredarla di alcuni dati o meglio di alcuni diagrammi sull'effettivo suo rendimento, specie in relazione al « front to back » e al guadagno in potenza nei confronti del semplice dipolo. Questo solo ora è possibile per l'indispensabile aiuto datomi dall'amico Ingegner Galligioni (I I AG) che volle mettermi a disposizione la sua grande competenza e i suoi misuratori di campo.

E qui devo anche rivolgere il mio vivo ringraziamento agli amici I I UC, I I AY, I I DB, I I FQ che mi prestarono il loro intelligente e materiale aiuto per realizzare tanto monumento. La parte meccanica rotante fu progettata da I I FQ molto brillantemente, mentre gli altri colleghi assai si prestarono per le molte e discrepanti complesse operazioni di montaggio.

Due parole ora sulla prima edizione della mia « rotary » che montava per entrambe le bande 4 elementi « close spaced » o spaziatura stretta, mentre come adattatore d'impedenza impiegava il « folded dipole ». Questo sistema appesantiva assai il tubo radiatore come indica la

foto n. 1 che la mostra completa prima della sua fine. Con questa antenna ottenni risultati inegabilmente buoni, molto maggiori anche per il Sud America, di quando impiegavo la direttiva W8JK a 4 elementi collineari in opposizione di fase, fissa. Manco di grafici precisi, però da rilievo eseguito da I I UC in Saronno (circa 10 Km dal mio QTH) si ottenne un grafico abbastanza regolare con forte guadagno dietro fronte, circa 19 dB, ma con guadagno sensibilmente inferiore (rapporto potenza) 12 volte contro l'attuale 16,22.

Questa prima antenna per poco non mi costò la vita quando la montai, e il vostro costante continuo interessamento che qui rendo di pubblico dominio mi fu di immenso conforto in quei neri giorni di immobilità sulla dura asse dell'ospedale. Essa fu abbattuta da un violento fortunale il 29 maggio u.s. ma non per questo persi il coraggio e il 1° luglio scorso già effettuavo le prime prove con l'antenna attuale, non ancora però perfettamente accordata dopo l'installazione.

Da questa prova di coraggio, e sì cari amici, è proprio il caso di dirlo, dati i prezzi attuali, potrete sufficientemente capire quanto io ritenga indispensabile una antenna rotativa per quanti si interessano al DX; chi conosce il piacere di agganciare un LU o un CE e sentirselo subito inghiottire dal tremendo QRM Inglese, capirà, provandola, cosa voglia dire usare la beam in ricezione, perchè è proprio in ricezione, forse



Fig. 2 - La culla a terra per il montaggio dei tubi, il primo a sinistra è 1 RM; in ginocchio 1 AY e il terzo è 1 DB

ancor più che in trasmissione, che i risultati sono veramente sorprendenti.

Che poi ci siano autentici fenomeni come il caso 11GX di Roma (folded dipole fisso) questo non cambia nulla alla regola... «una rondine» si dice... «non fa primavera».

Io comunque posso assicurarVi che assai raramente ad un mio CQ sempre assai breve, non ricevo numerose risposte; più volte lavorando in piena frequenza fonia W (14.225) ho fatto QSO con stazioni Nord Americane; **dominando**, loro mi dicevano, il QRM delle locali! Questo il sorprendente risultato.

Ed ora passiamo alla descrizione, che è quanto vi interessa.

Il pilone di sostegno è tutto in legno di larice ben imbevuto di carboninium ed è alto 11 metri da terra; la base ha 2 m di lato e le quattro gambe affondano nel cemento per oltre 50 cm con calde ancore di ferro. Data la prima brutta esperienza ho controventato il pilone con 3 solidi tiranti.

La forma della culla, assai semplificata nei confronti del primo modello, è pure in legno; essa è sufficientemente visibile nelle foto pubblicate. Dalla foto n. 2, che la mostra a terra senza elementi, rileverete che i sostegni dei

tubi per i 10 m sono stati sopraelevati di circa 25 cm.

La sola culla, senza elementi, pesa 50 Kg mentre il primo modello ne pesava 80; troppi.

Le traverse di sostegno degli elementi 20 m sono lunghe 4 m, mentre per quelle dei 10 m sono sufficienti m 1,80.

Le due antenne sono invertite, tanto da risultare viste dall'alto nella disposizione indicata in fig. 3.

La mia «rotary» è accordata per 20 m, su una frequenza di 14.200 kHz mentre per i 10 m la frequenza di accordo ottimo è di 28.245 kHz.

Con queste frequenze le lunghezze dei vari elementi sono risultati:

	$f = 14.200 \text{ kHz} = m \ 21,1$
	142,6
Radiatore	$\frac{\quad}{14.200} = 10,05/2 = 5,025 \text{ m}$
	150
Riflettore	$\frac{\quad}{14.200} = 10,55/2 = 5,275 \text{ m}$
	137
Direttore	$\frac{\quad}{14.200} = 9,65/2 = 4,825 \text{ m}$

Secondo altre formule direttore e riflettore possono risultare lievemente più lunghi (m 10,3 il primo e m 10,67 il secondo) io mi sono attenuto

alla formula indicata dalla ARRL (\*), comunque nella regolazione dello « Stub » alcune modifiche in più o in meno sono inevitabili.

Sempre secondo la regola ARRL eccovi le lunghezze degli elementi per i 10 m:

$$f = 28.245 \text{ kHz} = m \text{ } 10,52$$

$$\text{Radiatore} \frac{142,6}{28.245} = 5,45/2 = 2,5225 \text{ m}$$

$$\text{Riflettore} \frac{150}{28.245} = 5,30/2 = 2,65 \text{ m}$$

$$\text{Direttori} \frac{137}{28.245} = 4,85/2 = 2,425 \text{ m.}$$

(\*) La ARRL nel suo « Radio Amateur's Handbook » e nel « Antenna Book » (pag. 71) riporta per la lunghezza degli elementi la seguente formula:

$$l \text{ (piedi)} = \frac{468}{f \text{ (MHz)}}$$

che tradotta in metri diviene:

$$l \text{ (metri)} = \frac{468,0,305}{f \text{ (MHz)}}$$

Le condizioni ottime si ottengono, sempre secondo la fonte citata, quando l'elemento direttore è circa del 4% più corto dell'antenna a mezza onda e con l'elemento riflettore di circa il 5% più lungo.

I dati sopra riportati corrispondono a queste condizioni.

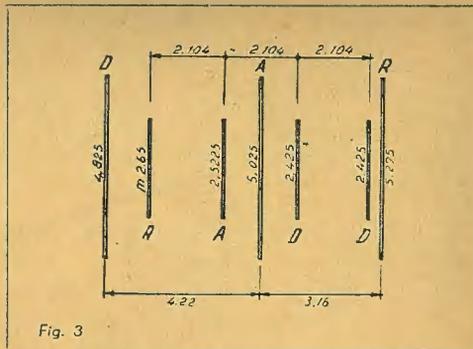


Fig. 3

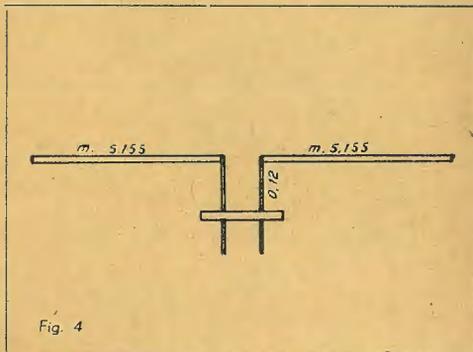


Fig. 4

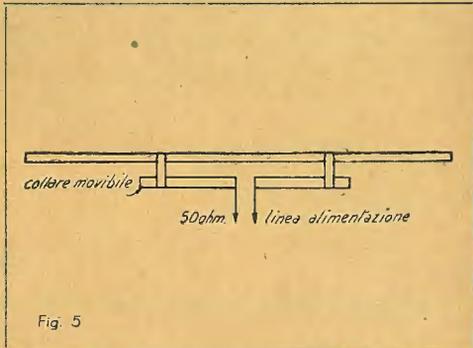


Fig. 5

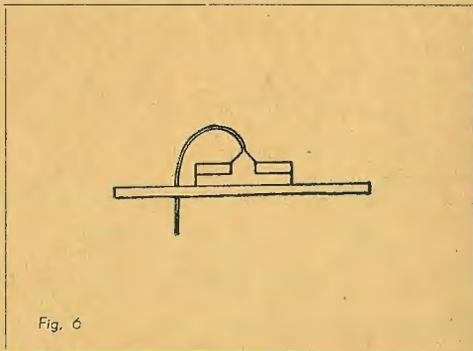


Fig. 6

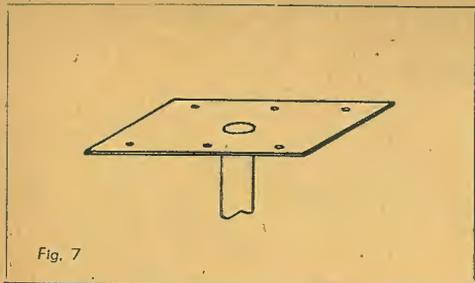


Fig. 7

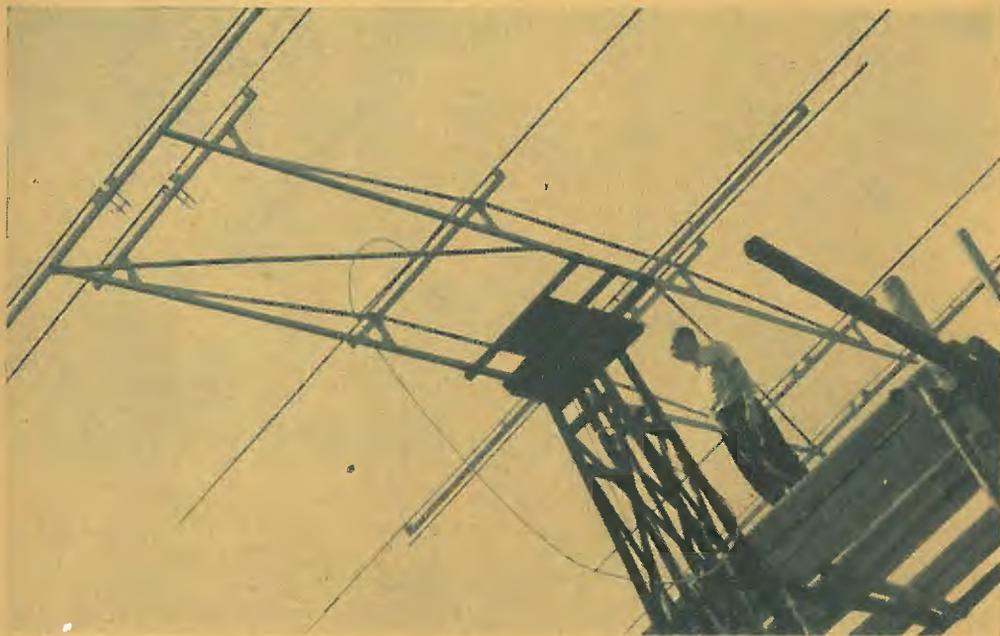


Fig. 8 - Come è montata la nuova culla sulla seconda edizione "wide spaced.", - I 1 RM se l'ammira certo compiaciuto

Per accordare direttori e riflettore ho usato il sistema « stub » e non quello a telescopio, perchè più facilmente realizzabile; con questo sistema il riflettore dei 20 m presenta le misure indicate in fig. 4.

Lo « stub » sarà in rame o ottone con collarino ben fissato al tubo di dural e con ponticello facilmente mobile per la sintonia, e poi saldamente fissabile; per le lunghezze degli stubs tenersi a qualche cm in più del calcolato.

I tubi, che per me sono in duralluminio, ma che potrebbero anche essere di semplice alluminio, devono avere una certa resistenza ed ho usato la sezione esterna di mm 24. Questi vanno fissati ai sostegni su solidi isolatori, io, in mancanza di meglio mi sono servito di isolatori in

frequenta per ingresso antenna in TX, fissando al tubo lo spinotto che entrando con sforzo nella femmina dell'isolatore e fissato ancora con soluzione di celluloido me lo rende praticamente inamovibile.

I due radiatori (10 e 20 m) vengono alimentati con cavo coassiale da 50 ohm utilizzando come trasformatore di impedenza il sistema « T » detto appunto dagli americani « T matching transformer »; la fig. 5 vi dà una chiara idea del sistema, del resto semplicissimo.

La giusta lunghezza del « T » si trova per tentativi; tenere i due pezzi di tubo un po' più lunghi e lavorare con i due collari mobili, dopo qualche prova si trova l'otimo, con assenza assoluta di onde stazionarie nella linea, si dà

Fig. 9 - XYL-RM col marito e l'AY sulla impalcatura provvisoria a m. 11 da terra



caricare al massimo col link d'accoppiamento dello stadio finale inserendolo non oltre 1/4, entrò la bobina. A puro scopo indicativo, nel mio caso, le distanze sono risultate per i 20 m di 13 cm per parte, e per i 10 m di circa 10 cm; la distanza al centro del «T» è di 3 cm.

Fissare bene i capi del cavo (anima e calza) con robusti collarini di rame e mettere il cavo come indicato in fig. 6 per evitare che possa entrare acqua nel cavo stesso; per sostenere i due pezzi di tubo ho usato due barrette in frequentà lunghe circa 10 cm.

La culla è sostenuta da tubo in ferro robusto, quello standard dell'acqua va benissimo, che appoggia e ruota su cuscinetto reggi spinta; in alto contro la culla in legno è fissata e salda-

mente bullonata una piastra in ferro rettangolare, attaccata al tubo con manicotto e solida coppia (fig. n. 7).

Dato che il movimento rotatorio è limitato con questo sistema a soli 360° tenere sufficiente ventre di cavo coassiale per consentire con abbondanza il giro completo, la foto n. 8 da questa immagine assai chiaramente con quella imponente della culla con gli elementi montati.

Ammirate ora la foto n. 9 che vi fa vedere la mia XYL sull'impalcatura provvisoria a 11 metri dal suolo; questo perché, avendomi essa proibito di risalire sull'antenna dopo la famosa caduta, me lo consentì questa volta a patto di essermi accompagnatrice!

E' poi normalmente noi OM, parliamo male

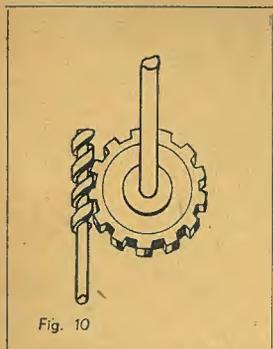


Fig. 10

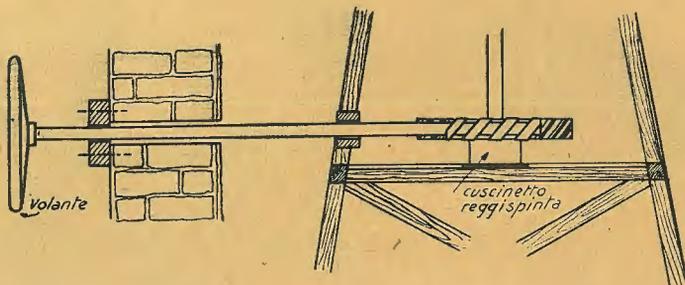


Fig. 11

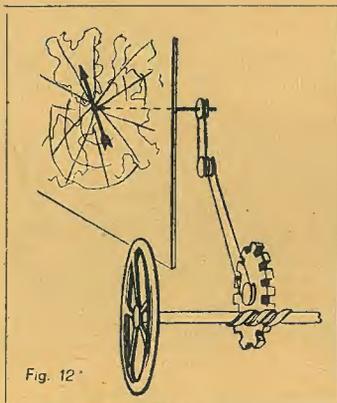


Fig. 12

delle nostre tremende XYL sempre piene di incomprensione nei nostri riguardi...

Ed ora due parole sul movimento rotatorio, del resto poco complicato come chiaramente indicato in fig. 10.

Una ruota dentata del diametro di circa 35 cm in bronzo appoggia sul fondo della torre di sostegno, all'altezza d'ingresso del shack, un lungo albero in ferro con ruota senza fine pure in bronzo, fa manualmente e assai dolcemente ruotare tutta la culla.

In fig. 11 avete un'idea del sistema nel suo insieme e noterete la scatola che contiene il cuscinetto reggispinta che sostiene il tutto rotante.

Nel pezzo interno dell'albero di trasmissione, poco prima del volante, in scala ridotta, è montato un identico movimento che con sistema di carrucole fa ruotare con la culla una lancetta indicativa sulla grande carta geografica graduata da 0° a 360°.

La lancetta indica in due sensi opposti il fascio d'irradiazione a seconda che operate sui 10 o sui 20 m.

Figura 12 indica il sistema da me adottato.

Questa carta è, in mancanza di meglio, centrata Roma mentre sarebbe bene per me averla centrata Milano, ma a questo provvederò; inutile dirvi che al NORD geografico la beam deve



Fig. 14 - Questo il "shack", di I 1 RM in edizione recente - La recentissima, ad altra occasione.

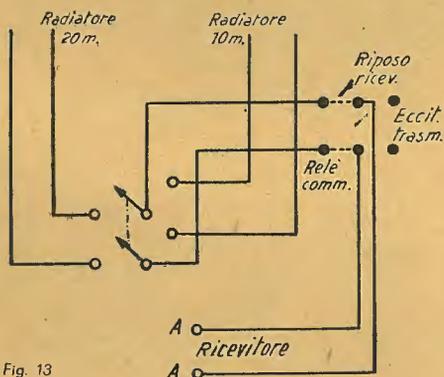


Fig. 13

in realtà puntare, previo regolare rilievo con bussola, al nord magnetico.

Per passare da banda 10 a banda 20 un interruttore a coltelli come in fig. 13 bis va benissimo. Per passare invece da trasmissione a ricezione il cambio avviene per relè.

Di questi relè ce ne sono moltissimi a C.A. e C.C. così che non dovrebbe per nessuno essere imbarazzante procurarsene uno.

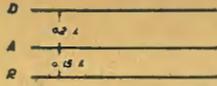
Nella foto n. 14 è ben visibile il volante di auto e un pezzo della carta, posta in alto.

Spero abbiate avuto da questa descrizione una idea sufficientemente chiara del montaggio di una rotary beam; non è cosa molto facile special-

mente l'accordo finale a montaggio finito, ma se tanto lavoro sia utile o meno ve lo diranno i grafici rilevati da I 1 AG riprodotti nelle figg. 15, 16, 17.

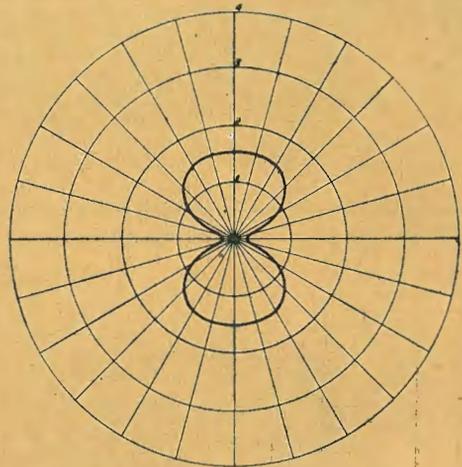
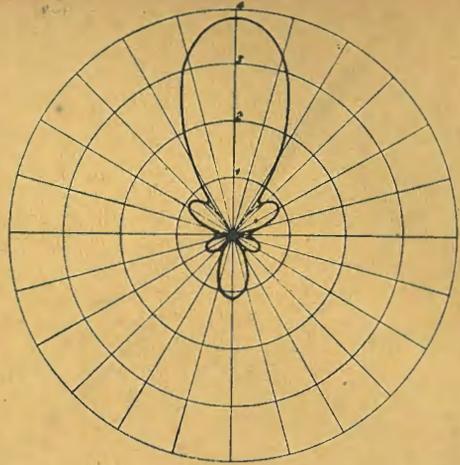
Vi pongo in risalto come, nei confronti di un semplice dipolo, abbia ottenuto per i 20 m un rapporto potenza di 11,75 (come dire che 100 W diventano 1,175 kW) e per i 10 m un rapporto potenza di ben 16,22 (come dire, sempre per 100 W 1,622 kW).

Credo siano questi risultati sufficientemente allettanti per invogliare molti OM a seguire il mio esempio.

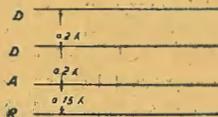


20 m

Rapp. Fronte-retro = 10,7 dB  
 Potenza = 11,75 dB (rapp. potenza)  
 Guadagno = 8,2 dB (riferito al dipolo)

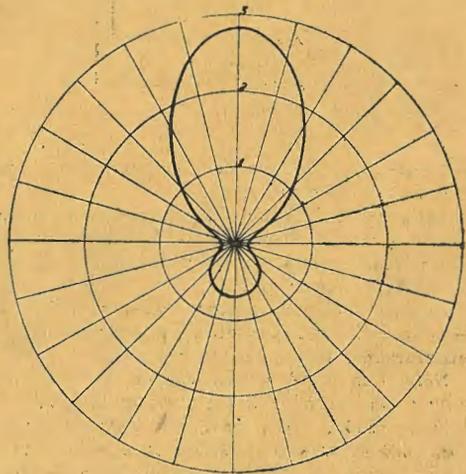


**I 1 RM** - Diagramma di radiazione di antenne a fascio orientabili per 20 mt. e 10 mt.



10 m.

Rapp. Fronte-retro = 12,1 dB  
 Potenza = 16,22 dB (rapp. potenza)



*Caro direttore,*

Ho letto l'articolo di Gurviz sulla « Funzione educatrice della Telegrafia » apparso sul numero di Agosto di *Tecnica Elettronica* e permettimi di dirti che mi trovo perfettamente d'accordo con Gurviz che l'ha scritto e con te che l'hai pubblicato.

Io non presi parte alla riunione avvenuta durante l'ultimo convegno A.R.I., perchè avevo intuito che più che una riunione di persone seriamente impegnate a discutere, ne sarebbe sorto un comizio da piazza. Abituato alla seria tranquillità, abituato alle vecchie riunioni della A.R.I., che Gurviz ben ricorderà, me ne sono astenuto. Ora, l'articolo di Gurviz conferma il mio dubbio circa quella riunione e quelle che seguiranno.

**LETTERE  
AL DIRETTORE  
  
A PROPOSITO  
DELLA  
TELEGRAFIA**

Entrando nel merito dell'articolo, ti dirò che io non concepisco come un dilettante non sia prima di tutto un bravo telegrafista; e per rincarare la dose, nessun permesso di trasmissione deve essere concesso a chi non sa telegrafia. Per impararla non ci vogliono nè insegnanti, nè artifici speciali. Basta mettere a repentaglio un po' di buona volontà, e soprattutto la buona volontà di voler imparare qualche cosa. Io l'ho imparata da solo, con l'alfabeto Morse in tasca e servendomi della facoltà che ognuno possiede di saper zuffolare. Poi si passa ad esercitarsi su stazioni commerciali, scegliendo le più lente. Ritengo che tutti i vecchi, i veri dilettanti, abbiano imparato più o meno così. Così stando le cose, le combinazioni di solo due lettere dell'alfabeto sarebbero state sufficienti, più che sufficienti, per dare un nominativo a dilettanti che fossero degni di tal nome.

Io penso che il vero dilettante, in questo campo, debba essere anche uno studioso, sia pure un po' superficiale. Penso che il maggior tempo debba essere speso a provare e riprovare e modificare fin che gli strumenti diano la certezza che si è fatto qualche cosa, che si è raggiunta una miglioria. Vi sono fenomeni, su tutte le frequenze, che vanno studiati e seguiti; ve ne sono di quelli, sulle frequenze più elevate, che fanno meditare, e che riescono ad avvincerti per ore e giornate, dimenticando perfino che la radio può anche servire per comunicare a distanza. Ma la più parte dei cosiddetti dilettanti ignora o vuole ignorare tutto ciò, perchè è forse più comodo. Senza o quasi strumenti, senza a volte le cognizioni più banali, va in aria col motto: « se la va, la va » e blatera da mane a sera sperando di trovare finalmente uno che passi un controllo soddisfacente. Ma che razza di controlli debbono uscire da individui che dicono: « l'S meter credo si applichi sui filamenti delle valvole » oppure: « la tua alta frequenza va bene, è il modulatore che devi sintonizzare meglio »? Questi non sono che provini, ma che ti disgustano, che ti fanno pensare se è mai possibile che il dilettante riesca utile nel campo della radio. In molti siamo venuti dal nulla; molti di noi sveste la sera il camice del chimico, o del veterinario, la professione dell'avvocato o del geometra; ma ai nostri tempi simili corbellerie non si dicevano. Se una cosa non si sa (e sono tante!) o si sta zitti, o si ammette di non saperla, o si va subito a compulsare un libro prima di rispondere: i libri sono fatti apposta.

Io nego la qualifica di dilettante fotografo a quei tali che la concepiscono in due tempi, quello di far agire l'otturatore e quello di ritirare la positiva dal fotografo; il quale gliela farà più brutta che può per invogliare quel tale a farne altre; e questo tale non capirà mai nulla di fotografia.

Dilettante è quello che sa cosa fa quando fa scattare l'otturatore; e lo sa perchè sviluppa da sé la sua negativa, perchè prova il rivelatore rapido e quello lento. E quando è arrivato alla negativa, è arrivato allo scopo, è arrivato a dare del cibo

alla sua passione. La positiva poi la farà a tempo perso, se ne avrà voglia; intanto si dà per soddisfatto ammirando la negativa, e all'amico mostrerà con orgoglio questa e non quella.

L'obbiettivo o l'otturatore sono i nostri apparecchi, il negativo sono le prove e le riprove, la positiva sarebbe il QSO, la chiaccheratina più o meno tecnica con l'amico. Questa non deve essere il solo fine del dilettante, ma il mezzo per controllare se l'interpretazione degli strumenti era giusta. Se risulta giusta, non vi è ragione di insozzare l'etere per ore e giornate intere; se risulta errata, fermare il tutto immediatamente. Dimmi tu se dimostrano un minimo di intelligenza quei dilettanti che «wobulano» da mane a sera in lingua straniera, che non conoscono neppure abbastanza per dire le solite quattro sciocchezze? Ma non farebbero assai più bella figura, loro e noi, se facessero uso di buona grafia, codice Q alla mano? Intanto studino un po' meglio quelle quattro parole, magari sotto banco, e si facciano poi sentire in condizioni più decorose. Bisognerebbe non mescolare Ferravilla con il radiantismo.

La grafia, una volta imparata, non si dimentica più. Se manca l'esercizio si perde in velocità, ma non si dimentica. Il dilettante radio, se è grafista, serve assai di più, in caso di emergenza, che non il solo fonista. Male commette la A.R.I. a nominare Delegati di zona che, per i primi, ignorano la grafia. L'esame tecnico è discutibile. Non si può pretendere che prima ci si laurei in ingegneria, per poi accingersi a costruire ed a usare un trasmettitore. Ci si istruisce di più e meglio durante la fase sperimentale, perchè è proprio allora che si va alla ricerca di quanto necessita sapere, e lo si studia veramente.

Io mi meraviglio solo di una cosa, cioè di quei cosiddetti «anziani» che si sono pronunciati contro l'adozione obbligatoria della grafia. Chi siano questi anziani, non so, perchè tutti gli anziani hanno lavorato con me in grafia, da Montù a Pugliese, da Fontana a Luise, da Marietti a Colonnetti, da Strada a Momo ecc. ecc., e so che tutti sono del mio parere. Se dovrà essere, anche il carissimo IIRM imparerà quel tanto che basti, e lo farà con il suo solito entusiasmo.

Dalla mia «baita» sento a volte insolite voci di battaglia, pro A.R.I., contro la A.R.I., pro R.C.I. e contro R.C.I. L'italiano è per natura dissidente ancor prima che nasca il sodalizio che lo inquadrerà. A parer mio poi la trovata più meschina fu quella di far sorgere più di una associazione, dando così la sensazione di avere due partiti con un Governo di maggioranza o di minoranza. Comunque un sapore di politica e di partiti in una cosa che mal si connubia con questi. Mi pare che grida di più chi meno fa. Chi lavora seriamente si estranea da queste cose perchè gli danno fastidio. Chi dà battaglia è perchè in genere non ha altra occupazione, oppure perchè è nato così e deve vivere battagliando. Personalmente, la A.D.R.I. prima e la A.R.I. poi mi hanno sempre soddisfatto; però non chiedevo di più di ciò che poteva dare. Ma ho sempre avuto, quando era possibile, ciò che mi stava a cuore. Di più, sopra ogni cosa, io metto il rispetto che debbo a Montù; e per tante ragioni inerenti al nostro campo: cosa che, pare, molti hanno dimenticata, o non hanno mai saputa.

La A.R.I. era invecchiata, o meglio non poteva fare di più e meglio perchè il denaro, arbitro di tutte le situazioni era scarso? Si potevano fare delle iniezioni di denaro e di vitamine in un solo organismo, e non diluirle in due sodalizi. Per ottenere questo occorreva essere magari in minor numero, e più affiatati; bandire i comizi e le battaglie cartacee, e seriamente ricostruire. Allora ognuno di noi avrebbe dato di più, e volentieri.

Abbiti i miei più affettuosi saluti

SILVIO POZZI  
Nevara, 26 agosto 1947

*Sig. Direttore,*

Le sono molto grato per la cortese ospitalità ch'ella vorrà dare a questa mia e la ringrazio.

E' mio scopo, nella qualità di membro del Comitato dissidente dell'ARI, di illustrare, dopo un periodo di silenzio, che a molti OM sarà parso un po' strano, non solo lo scopo di questa nostra azione, ma anche i risultati ottenuti e lo svolgimento di fatti non a tutti noti e fare il punto della situazione a tutt'oggi ed anche definire alcune responsabilità che è bene, a scanso di equivoci, precisare.

## UN DISSIDENTE SPIEGA...

Come è già stato in precedenza annunciato, lo scontento serpeggiante fra i soci dell'ARI sulla gestione dell'Associazione non consona alle esigenze dei soci e dei mutati tempi, ci ha indotti a rompere gli indugi ed a cercare, creando un dato di fatto, di risollevarne le sorti dell'ARI o per lo meno di mettere l'attuale consiglio in carica e la presidenza in condizioni di non continuare più ad ignorare questo malcontento ed a classificarlo fra le manie più o meno cerebrali di qualche scalmanato o dei soliti incontentabili.

E poichè noi si era a perfetta conoscenza dell'intenzione di moltissimi soci di allontanarsi dall'ARI, di intere sezioni dimissionarie, della volontà sistematica di parecchi soci di passare in massa ad altri enti, abbiamo voluto, in perfetta buona fede, cercare di arginare ed evitare questo scompaginarsi delle file dell'ARI e cercare, creando un dato nuovo, di dimostrare che l'ARI non è morta, come molti dicevano, ma che è ancora un elemento vitale e, se si riuscirà a correggere inevitabili pecche, se si cesserà di usare verso i soci un trattamento un po' troppo imperativo e qualche volta non troppo gentile, se non si avrà più una gestione semi-addomesticata, se si eviterà per l'avvenire di voler considerare le altre associazioni similari come degli enti «fuori legge», ma si cercherà invece di giungere ad una sincera e leale collaborazione con esse, è indubbio che la nostra ARI ne verrà senz'altro rafforzata e continuerà ad avere quel prestigio e quella autorità che in tanti anni di lodevole lavoro si è conquistata.

Per giungere a questo scopo noi abbiamo promosso, quello che abbiamo «dovuto» definire «un pronunciamento» o «rivoluzione» che dir si voglia.

Non vi era altro mezzo.

Seguire le regole «Statutarie» era pressochè un assurdo, poichè chiunque sia in possesso dello Statuto dell'ARI, può facilmente accorgersi come, seguendo lo statuto ed agendo con quella «legalità» che ci è stato rimproverato di non aver seguita, noi saremmo ancora in attesa di una qualunque risposta.

Si sarebbe ignorato, ci avrebbero ignorato, come fino ad oggi all'ARI si è sempre «voluto» ignorare tutto quello che dà fastidio.

Ed allora?

In sede di consiglio si è deciso con una maggioranza di 3 a 2 di dichiarare in crisi l'attuale consiglio e Presidenza.

A dire il vero, per polemizzare con l'articolo di fondo del Radio Giornale N. 4, non è esatto che noi non abbiamo dato «gli otto giorni come si fa con la serva». La nostra lettera per l'appunto fissava un termine di 8 giorni, ma a noi non è passata neanche per il capo la questione della serva». Noi abbiamo voluto concedere un certo lasso di tempo nella fiducia che la Presidenza ed il Consiglio non avrebbero ignorato ed avrebbero capito che vi era qualcosa nell'ARI che non andava e si sarebbero, doverosamente, perchè era loro «dovere», data la pena di interpellarci, di sentire esattamente come stavano le cose.

E' normale che la Presidenza ed un Consiglio non possano prendere in considerazione una « sparata » fatta da un Socio, ma quando questo Consiglio e Presidenza è al corrente che le lamentele sono numerose, e per di più riceve i «cosidetti 8 giorni non da un socio qualunque, ma da un gruppo di soci costituitisi in comitato, portavoce e rappresentanti di molti altri soci scontenti, riteniamo sia **preciso dovere** di ascoltare e sentire le ragioni che hanno provocato il malcontento e sedare questo malcontento e riparare, se vi è, del mal fatto. Insomma agire regolarmente come deve agire chiunque sia stato liberamente eletto ed ha interesse al bene dell'Associazione che rappresenta.

Invece, poichè la cosa « dava fastidio » la si è « **voluta ignorare** » e la si è cestinata assieme alle altre proteste e malcontenti precedenti.

Con le cose a questo punto ci siamo visti costretti a scuotere ancora chi molto sonno aveva e indetta « **bonariamente** » una assemblea in via S. Paolo 10, è stato deciso di indire senz'altro il referendum annunciato, in modo da potere documentare alla Presidenza ed al Consiglio questo malcontento.

Logicamente la forma è sempre stata di carattere « rivoluzionario ».

I soci presenti si sono dichiarati tutti aderenti al nostro movimento. Ed il referendum è partito.

Siccome i mezzi finanziari del movimento sono limitatissimi non abbiamo potuto corredare il referendum di molti dati esplicativi, e quindi molti soci ci hanno rimproverato di non avere un programma. Sarà ben ch'io qui Le riporti quanto fu letto in prima seduta e che per ragioni di spazio ed economiche non fu potuto includere nella scheda referendum:

Il nostro programma dice:

« E' necessario, in primo, eliminare i dannosi malintesi — da noi sempre deprecati — con altri enti e creare una atmosfera di reciproca comprensione e fiducia, nonchè di comuni direttive con la libera discussione dei problemi ed il raggiungimento di un unico indirizzo di aspirazioni, si da creare un complesso organico di interessi che diano piena soddisfazione ai soci, a qualunque organizzazione appartengano ».

« E' necessario creare un unico Comitato di rappresentanza presso i competenti organi ministeriali, composto da membri di ogni Ente, che tuteli con identità di vedute, gli interessi degli OM e si giunga finalmente, non solo al riconoscimento ufficiale da parte del Governo della nostra qualità di Radianti, ma alla definitiva assegnazione delle sospirate licenze.

« E' necessario disciplinare le nostre trasmissioni, creando gruppi d'ascolto, stazioni controllo etc.

« In unione agli altri Enti studiare un armonico gruppo organizzativo e di preparazione degli OM novellini o meno.

« Riorganizzare su più ampia base culturale e giornalistica il languente Radiogiornale.

« Organizzare regolari concorsi fra tutti gli OM italiani, creando una base « NAZIONALE » di sviluppo radiantistico, si da affinare anche da noi la cultura e la capacità sperimentale dei nostri OM. »

« Rivedere la questione Sezioni si da crearne dei fattori omogenei ed in continuo collegamento sia coi soci di loro pertinenza sia con la Sede Centrale.

« Creare una Sezione Commerciale in cui il socio possa trovare una favorevole fonte di scambio ed acquisto di materiale.

A questo punto, sebbene alle varie sedute presenziassero ascoltatori (chiamiamoli) di parte avversa, la tensione si è venuta sempre più acuitizzando.

La Presidenza ed il Consiglio dell'ARI, anzichè preoccuparsi di risolvere il malcontento hanno cominciato a cavillare attraverso le regole statutarie ed a volere porre « fuori legge » anche il nostro movimento, infischandosi altamente delle nostre intenzioni, e delle Sezioni e dei Delegati che dimissionavano, ignorando le une, sostituendo d'ufficio gli altri e rispondendo a chi faceva rilevare che i soci se ne andavano che essi erano liberi d'andarsene quando volevano, quale segno che essi non erano degni di appartenere ad un'Associazione come l'ARI.

E via! Si crede proprio all'ARI che uno debba per forza pagare e stare zitto?

Ed i Signori che dirigono questa Associazione credono proprio di essere i padroni od i despoti di soci che pagando ed avendoli spontaneamente (!) eletti debbano ricevere in cambio, sgarberie, noncuranza e disprezzo finale?

Non sapendo come conciliare la loro VOLONTA' di ignorare il nostro movimento ed il malcontento si è lanciato da parte della ARI la frecciata che il nostro movimento tendeva a « scindere » l'ARI in due gruppi e da creare una nuova associazione.

Ciò è prettamente falso.

Come è possibile pensare ad una scissione, quando il nostro movimento è nato appunto per evitare che l'ARI si sfasci e si smembri, diventando una nullità?!

Rintuzzati tutti questi attacchi e col progredire del nostro referendum la presidenza dell'ARI non ha potuto più ignorare « interinalmente » la cosa e riunito il Consiglio, discussa la questione con una procedura che tendeva a mettere il Consiglio in una posizione di « non luogo a procedere » sulla nostra questione se ne è avuta invece una lotta serrata e tempestosissima in cui i consiglieri hanno dovuto affermare che in fondo noi non eravamo poi tanto sciocchi come ci dipingevano e che effettivamente all'ARI c'era qualcosa che non andava e così i 5 consiglieri presenti decisero di rassegnare le loro dimissioni.

La sera stessa un consigliere e precisamente l'Ing. Dobner presenziò ad una nostra riunione in cui ci comunicò le dimissioni dei 5 consiglieri e propose una formula di dimissioni ufficiali che salvaguardasse la posizione di fronte all'ARI di questi consiglieri i quali dimissionando sarebbero rimasti in carica affiancati al nostro movimento sino alla nuova assemblea da indire al più presto e non oltre la fine di settembre dato che noi col nostro referendum siamo in grado di richiedere l'Assemblea Straordinaria.

I presenti ed il Comitato dissidente approvarono senz'altro questa tesi, in primo perchè vedevano in questo ritardato approccio un riconoscimento dell'esistente malcontento ed una tardiva, ma lodevole, intenzione di riparare e perchè questo affiatamento avrebbe consolidato la posizione dell'ARI inducendo i soci disposti ad abbandonarla a ricredersi e ad attendere i possibili benefici sviluppi.

Fu chiesto ed ottenuto un periodo di stasi nel movimento dissidente in modo da potere concretare questo ravvicinamento e questo rafforzamento dell'ARI.

Ma il tempo è passato invano.

La presidenza ha continuato ad ignorare, non solo lo scontento, ma anche le dimissioni dei Consiglieri, cercherebbe di sostituire d'ufficio i più restii tenta di riformare la compagine direttiva, senza preoccuparsi minimamente dei desiderata dei soci.

Visto che le cose continuavano ad andare per le lunghe e che si ciurlava nel manico, in una nostra seduta si è pensato di inviare una delegazione di carattere « neutrale » a discutere col presidente dell'ARI per indurlo a convocare una Assemblea straordinaria ed anche a fare presente che questo nostro movimento esula da qualunque ragione di carattere prettamente personale e che noi non facciamo questione particolarmente individuale,

ma ci scagliamo, contro un sistema che non ha dato nessun frutto positivo e che desideriamo uscire da una forma di « fasso tutto mi » dai risultati inconcludenti desideriamo maggior democrazia, maggiore comprensione delle necessità sociali e soprattutto maggiore unione con tutti gli OM delle altre associazioni e che in sostanza non abbiamo bisogno di bisticciare con questa o con quella Associazione, ma di avere le licenze, essere tutelati e lavorare seriamente in pace.

La missione è però miseramente fallita, urtando contro una mentalità che non molla, con una mentalità che non riconosce assolutamente un malcontento, ma come al solito **ignora** ed attribuisce a meschine ragioni personali tutto il « chiasso » fatto.

A noi ciò fa molto dispiacere, ma non dispiacere superficiale, dispiacere profondo è sentito perchè purtroppo siamo portati a constatare come per interessi particolari di procedura societaria e forse di grande attaccamento al « seggiolino » si dimentichi e non si tenga in minima considerazione i veri interessi principali dei soci.

Noi sappiamo di avere lavorato bene in questi pochi giorni.

Abbiamo cercato di risollevare le sorti dell'ARI prendendo posizione con coraggio per sanare un malcontento evidente.

Abbiamo con questo nostro atto sollevato un interesse verso l'ARI che poco tempo fa era completamente sopito.

Abbiamo cercato ed abbiamo fatto opera di persuasione con tutti, d'evitare esodo di nostri soci verso altri enti che a dire il vero offrono maggiori garanzie ed interesse della nostra addormentata ARI.

Abbiamo inviato un nostro rappresentante ufficiale al I Raduno Nazionale dei Radianti di Pisa.

Abbiamo intavolato discussioni preliminari col Radio Club Italia per una eventuale fusione con l'ARI, discussioni improntate alla massima e migliore comprensione dei problemi inerenti alle due Società e dove non è mai stato infirmato il ventennale privilegio dell'ARI sia da parte nostra sia da parte del RCI.

Noi sappiamo di avere agito in modo da non compromettere nè gli scopi nè il vecchio prestigio dell'ARI, ma anzi siamo convinti che con l'averne denunciato a viso aperto gli errori e la necessità di rimediarli ci ha portato ad un maggiore prestigio.

E ora di finirla con le mene burocratiche, è ora di finirla con le Assemblee a carattere « consultivo », come l'ultima.

Noi vogliamo una Assemblea di libera discussione in cui tutti i partecipanti possano discutere in forma legale i nostri problemi ed in cui ogni Sezione deleghi a discutere un suo delegato liberamente scelto e con tanto di mandato da parte dei soci liberamente riunitisi in Sezione allo scopo, e non un nuovo referendum il quale non potrebbe rispecchiare il sereno giudizio dei soci, come da libera discussione.

Noi non vogliamo sgabelli su cui assiederci in pompa magna, vogliamo l'ARI, una ARI compatta e che sappia fare qualcosa e non si culli in benemerienze di un passato che è ormai troppo passato.

Bisogna che i Signori dell'ARI abbiano il coraggio di muoversi ed adeguarsi ai tempi prima che sia troppo tardi; e non facciano morire l'ARI!

Occorre ricordare ancora questo, che il Ministro ed il Rappresentante del Governo Alleato hanno ufficialmente dichiarato che fino a quando i Radianti d'Italia non saranno riuniti sotto un unico ente responsabile che dia assolute garanzie di serietà sarà molto problematico aderire al rilascio definitivo delle licenze.

Coi più distinti saluti mi credo suo

Milano, 19 settembre 1947.

R. SELLARI  
il TV

# COLLABORATORI



## P. P. DI ROBERTO

Il Dott. Ing. P. P. Di Roberto è nato a Torre de' Passeri (Abruzzo) nel 1905. Laureato in ingegneria elettromeccanica presso il Politecnico di Napoli, vi rimase per un anno come assistente volontario di Impianti elettrici e Misure elettriche. Adempiti gli obblighi di leva, frequentò il corso biennale post-Universitario di specializzazione in Radicomicunicazioni presso l'Istituto di Fisica Augusto Righi dell'Università di Bologna, conseguendone il relativo diploma. Autore di diversi brevetti e di numerose pubblicazioni, è dal 1934 presso i Laboratori e la Fabbrica Radio della Compagnia Generale di Elettricità, in Milano.



## V. E. MOTTO

Vittorio Emanuele Motto è nato a Torino il 7-5-1902. Radiotelegrafista nel 1922 e appassionato OM da molti anni, svolge notevole attività radiantistica tanto da essere assai noto fra gli OM's di tutto il mondo. Fu Presidente della Sez. Milanese dell'ARI nel 1946 e V. Presidente dell'ARI stessa per il biennio 1946-47.



## DONALD BELLAMY SINCLAIR

Il dott. Donald Bellamy Sinclair è nato a Winnipeg, nel Canada il 23 maggio del 1910. Ha ricevuto il diploma di S.B. nel 1931 al Massachusetts Institute of Technology dove è stato graduato S.M. nel 1932 e Sc.D. nel 1935.

Dal 1932 al 1935 è stato assistente ricercatore presso il suddetto M.I.T. e dal 1935 al 1936 vi assumeva il grado di ricercatore associato (Research Associate). Entrato nel 1936 alla General Radio Company come ingegnere vi era, nel 1944, nominato Assistente Ingegnere Capo. «Fellow» dell'Institute of Radio Engineer (IRE) veniva nominato direttore di sezione nel 1945.

Il dott. Sinclair è membro dell'American Institute of Electrical Engineers, dell'American Association for the Advancement of Science e del Sigma Xi.



## LIBRI

**G. MANNINO PATANÈ:** «La tecnica elettronica e le sue applicazioni», 2 vol., Hoepli Ed. Milano, 1947. Tomo I, pp. 534, L. 1500; Tomo II, pp. 638, L. 1800, formato 245 x 180.

Le opere di radiotecnica ed elettronica a carattere bibliografico sono da noi praticamente sconosciute. Nessuno ha preso qui iniziative simili a quelle dell'«*Electronics Master Index*» o delle raccolte bibliografiche promosse dalla R.C.A. Tuttavia una vasta parte della letteratura radioelettronica nazionale ha un carattere sia pure indirettamente o involontariamente bibliografico in quanto si riferisce e riporta dati e nozioni sparse in riviste ed opere tecniche internazionali.

Nel caso di questa nuova edizione di un manuale che nella prima edizione è andato rapidamente esaurendosi, non diremmo che il suo carattere bibliografico sia involontario. Ne è prova una ricca raccolta di dati che, elencati in un indice, denunciano l'ossatura sulla quale è stata edificata l'opera. A questa, diciamo così, prassi, si ispirano anche insigni esempi della letteratura tecnica nord-americana, né per questo diremmo che il lavoro del compilatore è meno ingrato, anzi, semmai vale il ragionamento contrario.

Nel volume, che consta di due distinti tomi, e del quale si annuncia una terza parte sotto forma di appendice, è trattato tutto quanto concerne il campo delle telecomunicazioni, della elettronica applicata (misure, microscopia e riscaldamento elettronico, applicazioni fotoelettriche etc.) della tecnica degli amplificatori oltre a quelle nozioni base a carattere generale o matematico che maggiormente si incontrano su tali terreni.

L'abbondanza di dati, anche se talvolta sotto forma di schematici accenni, è tale da poter soddisfare molte richieste; si intuisce nell'autore lo sforzo di dare al lettore la maggior copia possibile di informazioni e questo se da un lato porta ad un lavoro del quale non si può fare a meno di riconoscere l'onerosità, dall'altro può, in tali punti, far cadere in ripetizioni che possono nuocere alla chiarezza ed inequivocabilità dell'opera.

Di tutti gli argomenti trattati è stata curata con larghezza la parte illustrativa nonché quella esemplificativa nel lodevole intento di dare al lettore un immediato quadro delle applicazioni pratiche e delle concrete realizzazioni e difficoltà.

A nostro avviso, ma ciò può dipendere da una rielaborazione puramente contingente e dettata

unicamente da criteri editoriali che ci consta l'opera abbia subito, ai volumi manca ancora una stringata e logica sequenza nell'ordinamento e nella distribuzione del vasto materiale trattato. Questo lavoro dovrebbe essere eseguito con drastica razionalità e contribuirebbe potentemente a migliorare e rendere più armonica l'architettura dell'intera opera.

Posto che l'autore procede, con molta accuratezza, al periodico aggiornamento del materiale destinato a questi volumi, è da augurarsi che in una prossima edizione anche questo aspetto formale della sua fatica sia debitamente preso in considerazione.

(a. p.)

**F. SCOWEN:** *An Introduction to the Theory and Design of Electric Wave Filters.* (Ed. Chapman & Hall, Londra, 1945, pag. XI-164, 60 figure con numerose tabelle, riferimenti bibliografici).

L'Autore, del reparto ricerche del «*Post Office*» di Londra, vuole aggiungere una specie di manuale teorico-tecnico per progettisti alle non numerose opere scritte fino ad oggi sui filtri. Egli anzi invita altri scrittori a scrivere nuove opere su questo vasto e poco trattato argomento, date le molte novità che si devono prevedere.

Dopo una opportuna premessa dei fondamenti e di quelli della teoria dei circuiti elettrici, l'Autore passa all'analisi dei principali tipi di filtri distinguendo tra filtri a scala o pi greco e filtri a graticcio o embrice con  $k$  costante o  $m$  derivanti, seguendo assai da vicino i lavori della Bell System americana e del Post Office inglese.

Dal copioso materiale esaminato trae così tabelle, formule e monogrammi molto comodi per chi deve eseguire lavori di questo genere.

Particolarmente interessante la parte che tratta dei filtri a cristallo di quarzo, compresi tra quelli a graticcio, il cui esame viene limitato ai filtri simmetrici.

Il lavoro è essenzialmente svolto intorno ai filtri a scala o pi greco; solo nella seconda parte vi è cenno dei lavori europei del Cauer e del Laurent ma non vi si trova cenno di quelli del Piloty (1939) o del nostro Cocci (1941-1942), sulla sintesi dei filtri e sui filtri con numero minimo di elementi.

Le citazioni bibliografiche riportate anche nel testo non sono molte e mancano le date di pubblicazione di alcuni trattati citati.

Lavoro tipografico assai buono.

(r.l.)



WIRELESS ENGINEER. - Vol. 24, n. 287 - Agosto 1947.

p. 221 - Dove fu inventato il telefono? Editoriale.

p. 222 - Linea concentrica di H. Bondi e S. Kuhn. (Lunghezza d'onda critica dei modi più alti). 1, 5 pp., 1 diagramma.

p. 224 - Stabilizzazione della tensione continua di alimentatori di J. W. Hughes. (E' descritto un metodo grafico per determinare da qualità di circuiti stabilizzatori con tubi a gas; sono indicati i mezzi atti ad assicurare che il tubo funzioni con basse tensioni di alimentazione). 7 pp., 7 fig., 2 tab. e 7 ril. bibl.

p. 231 - Amplificatore elettroencefalografico di D. L. Johnston. (E' descritto un amplificatore con una risposta fra 0,15 e 10.000 Hz che richiede, per la massima uscita, un segnale di ingresso di 15 microvolt. E' alimentato in alternata con alimentatore stabilizzato a valvola ed il ronzio massimo introdotto è equivalente a meno di 0,5 microvolt in entrata. Sono previsti 4 canali di amplificazione con circuiti differenziali inusuali. Sono illustrati dettagli costruttivi). 11, 5 pp., 19 fig. e schemi.

p. 242 - Progetto di filtri basati su numeri preferiti o normali di H. Jefferson. (Filtri passa-banda). 2, 5 pp., 2 fig., 3 tab. e 3 rif. bibl.

p. 246 - Rivista dei libri.

p. 248 - Corrispondenza.

p. 250 - Brevetti.

p. A160-A192 - Recensioni.

RCA REVIEW - Vol. 8, n. 2, giugno 1947. k

p. 201 - Il detector a rapporto di S. W. Seeley e J. Avins. (Un nuovo circuito per la rilevazione in ricevitori a MdF. In questo circuito due tensioni dipendenti dalla frequenza sono applicate ai diodi e la somma delle tensioni rettificata è mantenuta costante. La differenza di tensione costituisce quindi il desiderato segnale di B.F.

Questo metodo rende l'uscita insensibile alle variazioni di ampiezza). 36 pp., 25 fig. e schemi.

p. 237 - Nuove tecniche nei generatori di segnali sincronizzati di E. Schoenfeld, W. Brown, W. Milwitt. (Generatore di segnali di sincronizzazione e di soppressione per televisione nel quale gli impulsi sono stabiliti mediante un dispositivo consistente in una linea artificiale di trasmissione portante brevi impulsi a 31,5 kHz. L'apparecchiatura risultante risulta di semplice regolazione). 13, 5 pp., 13 fig.

p. 251 - Il « Radio Mike » di J. L. Hathaway e R. Kennedy. (Nuovo trasmettitore miniaturizzato di soli  $4,5 \times 3,3/8 \times 10$  pollici su 26 MHz). 8 pp., 5 fig. e schemi.

p. 259 - Antenna omnidirezionale a polarizzazione circolare di G. H. Brown e O. M. Woodward jr. (Studio teorico e descrittivo di una antenna a polarizzazione circolare risultante dalla combinazione fra un dipolo verticale e una antenna ad anello orizzontale, usata per comunicazioni fra aeropuerto e aeroplano. E' studiata anche una soluzione equivalente impiegante 4 dipoli). 11 pp., 8 fig. e diagrammi.

p. 270 - Registratore del fronte di fase per onde centimetriche di H. Iams. (Elegante apparecchio capace di registrare su di una zona di carta le linee mostranti le regioni nello spazio, in prossimità ad es. di una antenna, tromba ecc., nel quale le radiazioni relative hanno la medesima fase. Tale registrazione può essere usata per provare antenna per onde centimetriche, per dimostrazioni di principi fisici ottici, o per misurare l'indice di rifrazione di dielettrici che, come è noto, corrisponde alla radice quadrata della costante dielettrica). 6 pp., 8 fig.

p. 276 - Dispositivo di precisione per misure di larghezza e inclinazione di impulsi di H. L. Morrison. (Misura diretta in

microsecondi della larghezza di un impulso con metodo impiegante un oscillografo indicatore. L'apparecchio comprende un quadrante con una taratura nominale di 0,0132 microsecondi per divisione). 12, 5 pp., 7 fig. e schemi.

p. 289 - Impedenza di ingresso di un dipolo ripiegato di W. van B. Roberts. (Analisi per la determinazione delle formule necessarie allo studio e per la interpretazione fisica del funzionamento di un dipolo ripiegato. La presentazione è in due parti: dipoli ripiegati con elementi uguali e dipoli ripiegati con conduttori dissimili). 12 pp., 10 fig.

p. 301 - Catodo cilindrico coassiale in tantalio per magnetron ad onda continua di R. L. Jepsen. (Descrizione e applicazioni, analisi dei vantaggi). 11 pp., 5 fig.

p. 312 - Radar per marina mercantile di F. E. Spaulding Jr. (Discussione sulle caratteristiche tecniche del nuovo radar per marina mercantile su 3 cm con P.P.I.). 18, 5 pp., 14 fig.

p. 331 - Tubi miniatura in guerra e in pace di N. H. Green. (Esame degli sviluppi e applicazioni, dal 1939 ad oggi, dei tubi miniatura. Una tavola con le diverse applicazioni per i diversi tipi). 11 pp., 6 fig.

p. 342 - Variazioni dell'angolo di radiazione da misure ionosferiche di H. E. Hallborg e S. Goldman. (Durante il 1945 furono studiate le variazioni delle altezze degli strati F ed F2 a Washington e San Francisco. Questi dati sono applicati per determinare l'angolo di radiazione ottimo. Sono indicate le variazioni diurne e stagionali). 10 pp., 7 fig. e diagrammi.

p. 352 - Magnetron stabilizzato per servizio di segnalazioni di J. S. Donal, L. Cuccia, B. B. Brown. (Parte I. Sviluppo di un tubo non stabilizzato. Vengono in seguito descritti i metodi costruttivi per preveni-

re le variazioni di frequenza causate da temperatura, corrente e impedenza di carico. Il magnetron stabilizzato con cavità in acciaio Invar lavora su 9310 MHz. 20 pp., 11 fig.

p. 373 — Criteri per il progetto di ricevitori a diversità di W. Lyons. 5 pp.

#### L'ONDE ELECTRIQUE - N. 243 - Giugno 1947.

p. 215 — Procedimenti e dispositivi utilizzati nelle trasmissioni multiple ad impulsi di G. Potier. (Studio di classificazione dei procedimenti normalmente utilizzati nelle realizzazioni di comunicazioni Multiplex ad impulsi. L'autore descrive i diversi organi che comporta una apparecchiatura Multiplex ad impulsi e i diversi principi che possono essere adottati in sede realizzativa. A titolo esemplificativo viene descritto almeno un dispositivo basato su ognuno dei principi citati. L'articolo, che seguirà nei prossimi numeri, è diviso nelle seguenti parti: Generalità sulle trasmissioni a impulsi, Procedimenti di modulazione a impulsi, Sistemazione delle differenti vie, Selezione degli impulsi pilota in una apparecchiatura d'arrivo, Selezione e rivelazione degli impulsi di via). 16 pp., 17 fig. e schemi, 10 rif. bibl.

p. 231 — Tentativo di teoria del tubo elettronico ad onda progressiva di J. Bernier. (Studio analitico del meccanismo di funzionamento di un tubo ad onda progressiva. Vengono studiate l'azione di un campo ad A.F. longitudinale su un fascio di elettroni, il campo di una linea di trasmissione quando vi sono delle sorgenti distribuite, l'accoppiamento del fascio elettronico alla linea di trasmissione. L'autore conclude che l'interazione fra un fascio elettronico e un campo elettrico longitudinale circolante ad una velocità vicina è un'onda che si propaga deformandosi e che si può scomporre in quattro componenti delle quali solo una, praticamente, sussiste all'uscita: questa si propaga nel senso del movimento degli elettroni e la sua ampiezza cresce esponenzialmente. Il guadagno del tubo ad onda progressiva è tanto più alto quanto maggiore è la lunghezza del tubo e più intensa la corrente del fascio elettronico. Il guadagno dipende anche dalla velocità relativa degli elettroni rispetto all'onda propagantesi ed è massimo quando le due velocità sono all'incirca uguali. In pratica si potranno verificare guadagni inferiori a quelli teoricamente previsti.

La banda passante in questi tubi, come nel caso degli amplificatori a resistenza, decresce con l'aumentare del guadagno, sia per l'aumento della lunghezza del tubo sia per l'aumento della corrente rimanen-

do tuttavia molto larga cioè dell'ordine di parecchie centinaia di MHz per frequenze di circa 3000 MHz e un guadagno in potenza di 200.

Viene infine formulata una certa analogia fra i tubi ad onda progressiva e dei triodi amplificatori a resistenza montati in cascata e fra loro accoppiati da una linea di trasmissione chiusa da ogni lato sulla sua impedenza caratteristica). 13 pp., 8 fig., 1 tab. e 4 rif. bibl.

p. 244 — Tecnica ed evoluzione del radar di Demanche (Seguito, vedi numero precedente). 15 pp., 16 fig.

#### THE OSCILLOGRAPHER - Vol. 8, n. 5, sett.-ott. 1946.

p. 1 — L'oscillografo a raggi catodici come generatore di segnali di E. G. Nichols (Impiego di un oscillografo per prelevare, dai terminali di deflessione, segnali di varia forma da impiegarsi nelle misure di linearità e risposta di frequenza di amplificatori e quadripli con noti metodi oscillografici). 4 pp., 8 fig. e schemi.

Idem, vol. 8, n. 6, Nov.-Dic. 1946.

p. 1 — La lente di proiezione tipo 2088 di C. Berkley. (La lente di proiezione tipo 2088 ha una lunghezza focale di 7,7 pollici ed una apertura di  $f/3,3$ . Montata su oscillografi con tubi a post-accelerazione permette una chiara proiezione anche in ambienti ben illuminati. In una stanza oscurata si può ottenere una chiara immagine di  $6 \times 6$  m massimi con una tensione post acceleratrice di 25 kV). 3 pp., 2 fig. 3 rif. bibl.

#### ELECTRONICS - Vol. 20, N. 8, agosto 1947.

p. 80 — Gamma di frequenza preferita per parola e musica di H. F. Olson. (Sono riportati i risultati tecnici e statistici effettuati su ascoltatori, circa la gamma di frequenza trasmessa preferita. Un filtro acustico consistente in pannelli mobili veniva introdotta per tagliare il responso a 5000 Hz. Le prove effettuate su 1000 ascoltatori di musica popolare hanno dimostrato che solo il 69% di essi preferisce una ampia gamma di frequenza). 2 pp., 3 fig.

p. 82 — Elettronica nell'Antartico di H. C. Bailey. (Dati sull'impiego di mezzi elettronici nella recente spedizione della marina dell'U.S.A. nell'antartico. Furono impiegati radar e sonar per la rotta attraverso gli iceberg, radiofotografia, ecc.). 7 pp., 8 fig.

p. 89 — Registrazione telefonica di K. L. Mac Ilvain. (La FCC ha reso legittimo l'impiego di dispositivo per registrare le comunicazioni).

p. 90 — Misure di velocità me-

diane le emissioni WWV di J. C. Col. (Riferendosi alle armoniche del segnale a 440 Hz emesso dalla stazione campione WWV viene effettuata la calibrazione di un tachimetro elettronico a riluttanza variabile). 4 pp., 4 fig.

p. 94 — Sintonia a permeabilità di ricevitore di radiodiffusione di L. O. Vladimir. (Analisi di circuiti di aereo a telaio accordati in serie per variazione di permeabilità). 6 pp., 6 fig., 5 tab. e 6 rif. bibl.

p. 100 — Collegamenti ad altissima frequenza per servizio fotografico per la stampa (Sistema di comunicazione telefotografico a MdF su frequenze di 158 MHz con deviazione totale di frequenza di 40 kHz. E' installato su automezzi). 3 pp., 5 fig.

p. 103 — Diagrammi di antenne a filo di D. C. Cleckner. 3 pp., 5 diagrammi.

p. 106 — Misure di visibilità mediante trasmisometro di C. A. Douglas. (Metodo fotoelettrico di misura della visibilità). 4 pp., 8 fig.

p. 110 — Rettificatori a impulsi per ricevitori di televisione di I. G. Maloff. (Breve analisi di rettificatori di impulsi in cascata). 2 pp., 4 fig. 1 tab.

p. 112 — Oscillatore a larga banda (Un oscillatore che copre la gamma da 50 kHz a 500 MHz mediante battimento fra due klystron da 3 cm). 4 pp., 4 fig.

p. 116 — Indicatore del fascio di una antenna per microonde di H. Le Caine e M. Katchky. (Il diagramma di una antenna è registrato automaticamente mediante l'impiego di un ricevitore fisso e facendo ruotare l'antenna trasmittente). 5 pp., 6 fig.

p. 121 — Tetrodo di uscita sperimentale di W. S. Brian. (Una bassa distorsione armonica è ottenuta da un tetrodo finale nel quale la prima griglia è resa positiva, funzionando quale griglia a carica spaziale, mentre la seconda griglia è usata come elettrodo di controllo). 3 pp., 4 fig., 1 tab.

p. 124 — Risposta di frequenza di registratori magnetici di O. Kornei. 5 pp., 6 fig., 8 rif. bibl.

p. 130 — Risposta all'onda quadrata di A. J. Baracket. (Tavola nomografica).

p. 132 — Tubi al lavoro.

p. 136 — Arte dell'elettrone. (8 note fra le quali una sui risultati ottenuti mediante irradiazione con raggi X su pietre preziose. Si è notato un cambiamento, anche permanente, nella colorazione. Una nota sulle recenti ricerche scientifiche in Russia).

p. 144 — Novità nell'industria.

p. 247 — Nuovi libri.

L. J. WOLF - ANTENNA SU-  
PERTURNSTILE PER TELE-  
VISIONE E MODULAZIONE  
DI FREQUENZA (Triplex An-  
tenna for Television and F-M)  
« Electronics », Vol. 20, n. 7,  
luglio 1947, p. 88, 10 figure.

Fig. 4

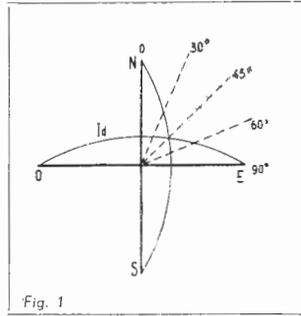
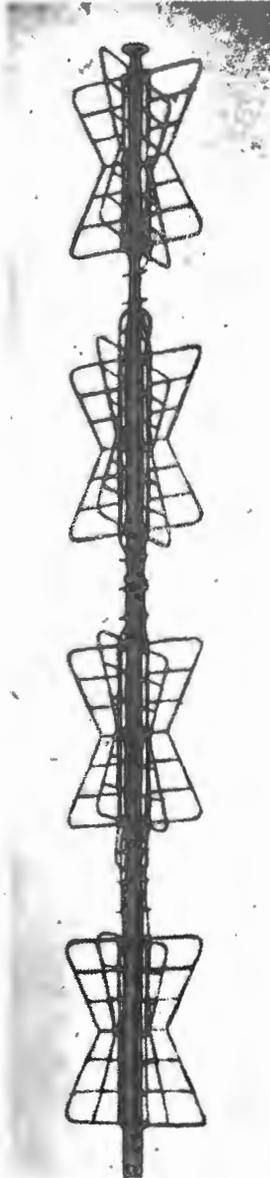


Fig. 1

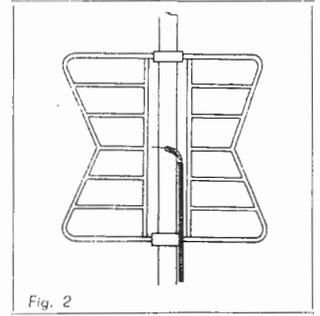


Fig. 2

Il problema di poter irradia-  
re simultaneamente una emi-  
sione a video frequenza, una  
portante per il suono ed una  
emissione modulata in frequen-  
za è stato risolto dai tecnici  
della R.C.A. con una antenna  
di tipo turnstile alimentata in  
maniera speciale.

Le stazioni WNBW e WRC-FM  
della NBC possono in questa  
maniera trasmettere le loro e-  
missioni simultaneamente senza  
aumento di potenza ed in ma-  
niera meno dispendiosa.

L'antenna usata consiste di  
quattro gruppi di quattro ra-  
diatori turnstile montati a 90°  
in modo da formare (visti dal-  
l'alto) una croce.

La distribuzione della corren-  
te presenta un ventre al cen-  
tro di ogni radiatore ed ovvia-  
mente un nodo a ciascuna estre-  
mità (fig. 1) ciò equivale ad un  
sistema al cui centro è connesso  
il generatore e le estremità  
sono connesse a massa.

In conseguenza di ciò ogni ra-  
diatore può venire fissato per  
le estremità al palo di acciaio  
che sopporta il sistema con deg-  
li anelli di tenuta (fig. 2).

Il campo irradiato in ogni di-  
rezione da ciascuno dei sistemi  
è approssimativamente propor-  
zionale a  $\sin A$  dove  $A$  è l'an-  
golo dell'elemento radiante. La  
massima radiazione si ha quin-  
di per  $\sin A = 1$  cioè il radiatore  
E-O trasmette nella direzione  
N-S mentre il radiatore N-S non  
irradia. Similmente per il ra-  
diatore N-S.

Nelle posizioni intermedie si  
avranno campi intermedi. Le  
linee di alimentazione degli ele-  
menti radianti sono costituiti  
da cavo coassiale di impedenza  
caratteristica di 51,5 ohm men-  
tre la costituzione dei tratti di  
linea che formano il sistema  
triplexer cioè mescolatore dei  
tre canali di frequenza da irra-  
diare è fatta mediante cavi  
coassiali nei quali è mantenuta  
aria secca a bassa pressione.

La fig. 3 mostra la combina-  
zione dei sistemi denominati di-  
plexer per la mescolazione delle  
frequenze video suono e mo-  
dulazione di frequenza. Le spi-  
re denominate L rappresentano  
linee extra ad un quarto di lun-  
ghezza d'onda che provvedono  
ad operare la quadratura dei  
segnali inviati ai radiatori E-O

e N-S rappresentati distinti per  
facilitarne la comprensione.

Con questa antenna il gua-  
dagno di potenza è approssima-  
tivamente di 5 volte per la fre-  
quenza televisiva e di 6,4 per la  
modulazione di frequenza.

Il maggiore guadagno che ri-  
sulta per la modulazione di fre-  
quenza rispetto alla televisione  
è dovuto al fatto che la lun-  
ghezza degli elementi radianti  
in lunghezza d'onda è maggiore  
per la modulazione di frequenza.

Per chiudere viene fatta una  
breve descrizione della costru-  
zione di questa antenna. Essa è  
attuata in tubi e barre di acci-  
aio ed è sopportata da un palo  
dello stesso materiale. La  
massima larghezza di ogni cop-  
pia di elementi radianti è di  
 $0,5 \lambda$  mentre l'altezza è di  $0,6 \lambda$ .  
Ogni giunto delle linee del  
diplexer e del triplexer è a ten-  
nuta stagna fissato con viti ed  
i raccordi ove sia necessario at-  
tuare curve nelle linee sono  
calcolati con raggio di curva-  
tura grande rispetto al dia-  
metro esterno della linea.

In fig. 4 è mostrato l'aspetto  
dell'antenna.

R.Z.

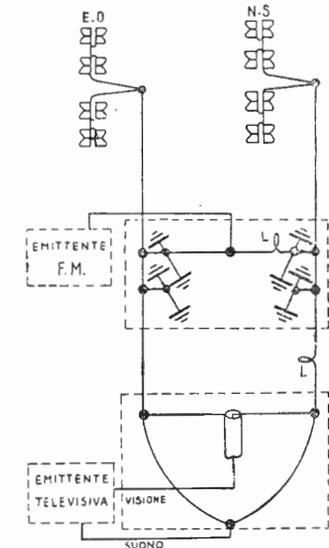


Fig. 3

**SCHWEITZER PAPER COMPANY**

**NEW YORK U. S. A.**

Chrysler Building

# CARTE

- per condensatori (Kraft) da micron 6 a 50.
- per elettrolitici ad alta, media, bassa densità nei vari tipi cilindri e no come nei tipi Simplex Duplex Triplex.
- per avvolgimenti in ogni tipo e spessore in rotoli e in fogli.

Agente esclusivo per l'Italia:

**V. E. MOTTO - MILANO**

VIA GESÙ 10 - TELEFONO 72.548

**I manoscritti dei seguenti autori  
sono stati presentati alla redazione:**

Sinclair	15 - 9 - 1946
Terra	5 - 8 - 1947
Di Roberto	15 - 7 - 1947
Parenti	21 - 6 - 1947
Electron	15 - 7 - 1947
Motto	1 - 9 - 1947

A termini di legge è riservata la proprietà degli articoli fotografie e disegni. Gli articoli firmati non impegnano la Direzione.

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo Terzo

Stampato presso l'ISTITUTO GRAFICO AGNELLI Milano  
Via Statuto num. 17 - Telefono num. 67.189

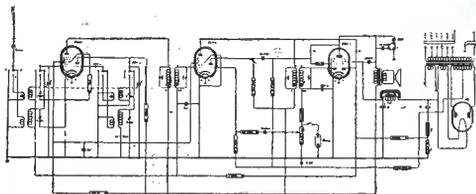
Zinchi della FOTOINCISIONE ITALIANA  
Via Hajeck 20 - Telefono 50.292 - Milano

Concessionaria per la distribuzione in Italia:  
S. T. E. - Corso Sempione n. 6 - Milano

Autorizzazione P. W. B. N 196

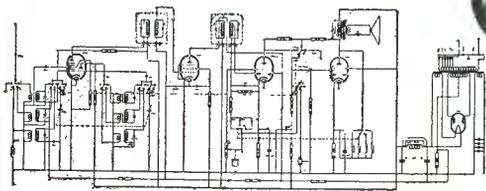
DUE NOVITA', SU CIRCUITI DI SICURO RENDIMENTO

*Toti*



Il Toti è un ricevitore a valvole  
a 500.000 Hz. con 5 valvole  
e 2 altoparlanti. Ha una gamma  
di frequenze da 50 a 15.000 Hz.  
e una potenza di 10 W. È  
dotato di un sistema di  
sintonizzazione automatica  
e di un sistema di  
memoria di frequenza.

*Leila*



Il Leila è un ricevitore a valvole  
a 500.000 Hz. con 5 valvole  
e 2 altoparlanti. Ha una gamma  
di frequenze da 50 a 15.000 Hz.  
e una potenza di 10 W. È  
dotato di un sistema di  
sintonizzazione automatica  
e di un sistema di  
memoria di frequenza.



INDUSTRIE RIUNITE L. BERTONCINI - BERGAMO

# RSM COSTRUZIONI RADIO

Officina Costruzioni Radio  
Via Canaletto, 14 - MILANO

**Concessionaria esclusiva per la vendita**

*Società Commerciale i. n. c.*

## RADIO SCIENTIFICA

MILANO

VIA ASELLI, 26 - TELEFONO 292.385

**Tutto il materiale  
per radiomeccanici**

Scatole montaggio - Scale parlanti - Telai  
Gruppi A. F. - Medie Frequenze - Tra-  
sformatori d'alimentazione - Trasforma-  
tori d'uscita - Altoparlanti - Condensatori  
elettrolitici, a carta, a mica - Condensa-  
tori variabili - Resistenze - Minuterie  
metalliche - Zoccoli per valvole - Valvole  
Manopole - Schermi - Squadrette - Mobili  
per radio - Fonotavolini - ecc.

**PREZZI IMBATTIBILI**

**Radiomeccanici: interpellateci  
prima di fare i vostri acquisti -  
troverete da noi merce ottima a  
prezzi minimi.**

# SEP

DR. ING. S. FERRARI

STRUMENTI ELETTRICI DI PRECISIONE

*Strumenti di misura  
per bassa ed alta fre-  
quenza - Cristalli di  
quarzo per dilettanti e  
di precisione - Termo-  
coppie in aria e nel  
vuoto - Riparazioni  
di qualunque tipo di  
strumenti di misura.*

MILANO - VIA PASQUIROLO 11 - TEL. 12.278

## RR3

*il ricevitore più economico*



La I.C.A.R.E. presenterà alla  
Mostra della Radio il nuovo  
ricevitore a 4 valvole **RR4**  
Visitateci allo Stand N. 66

**I. C. A. R. E.**

ING. CORRIERI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRICHE  
MILANO - VIA MAIocchi 3 - TELEFONO 270.192

Fabbricazione in grande serie di minuterie metalliche tornite e tranciate per radiofonia e telefonia ed affini



S e d e: **MILANO** - Via G. Dezza n. 47

Uffici: Telefono n. 44.330

Magazzino: Telefono n. 44.321

Stabilim.: **MILANO** - Via G. Dezza n. 47

BREMBILLA (Bergamo)

Tel. S. Pellegrino 55 int. 17

LA SOCIETÀ PER AZIONI

**TELETTRA** *Milano - Via Marcona, 3 - Telef. 584.176*  
LABORATORI DI TELEFONIA ELETTRONICA E RADIO

**Comunica** che oltre alle ben note ed apprezzate  
Apparecchiature per telefonia a frequenza vettrice  
Apparecchiature per telefonia ad onde convogliate  
a modulazione di ampiezza e di frequenza

Apparecchiature per telemisure e telecomandi  
Apparecchiature Super Audio per telescriventi  
è in grado di offrire alla Spett. Clientela

Stabilizzatori statici di tensione da 100-250-500 Watt  
Generatori di segnali campioni

Voltmetri elettronici amplificatori - Voltmetri selettivi  
Voltmetri logaritmici - Analizzatori d'onda  
**TELETTRA** è sinonimo di ALTA CLASSE ed altri apparecchi speciali nel campo della TELEFONIA AD ALTA FREQUENZA

PREVENTIVI E ILLUSTRATIVI A RICHIESTA

# MACCHINE BOBINATRICI PER INDUSTRIA ELETTRICA

## Semplici:

per medi e grossi avvolgimenti.

## Automatiche:

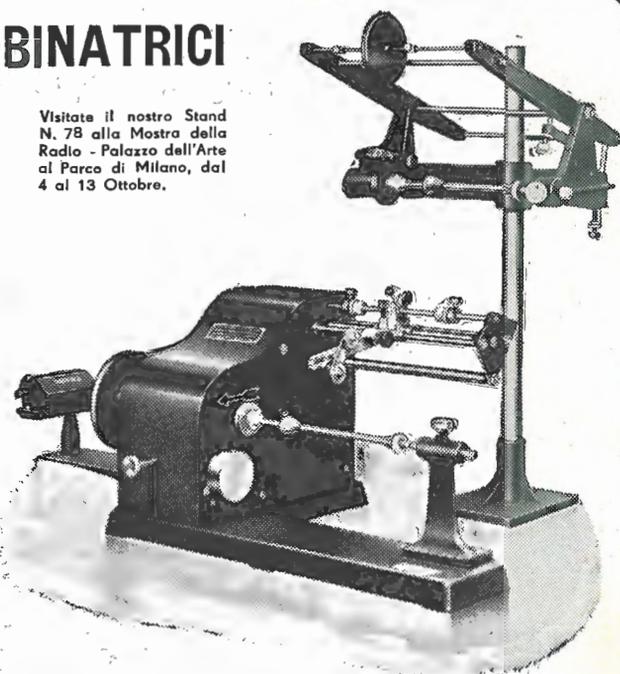
per bobine a spire parallele o a nido d'ape.

## Dispositivi automatici:

di metti carta - di metti cotone a spire incrociate.

**CONTAGIRI** BREVETTI  
E COSTRUZIONI NAZIONALI

Visitate il nostro Stand N. 78 alla Mostra della Radio - Palazzo dell'Arte al Parco di Milano, dal 4 al 13 Ottobre.



ING. R. PARAVICINI - MILANO VIA SACCHI, 3 - TELEFONO 13-426

# ELETTROCONSTRUZIONI CHINAGLIA - BELLUNO

FABBRICA STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

BELLUNO  
Via Col di Lana 22 - Telefono 202  
MILANO  
Via Cosimo del Fante 9 - Tel. 36371  
FIRENZE  
Via Porta Rossa 6 - Telefono 24702



Strumenti di misura da quadro  
Portatili - Tascabili - Provalvole  
Analizzatori - Ponti di Wheatstone



Cuffie telefoniche  
cassette di resistenza - Strumenti  
per cruscotti auto

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA TELECOMUNICAZIONI E SCIENZE AFFINI  
DIRETTA DA ADRIANO PASCUCCI



IN QUESTO NUMERO:

	pog.
Notiziario	399
EDITORIALE - La Mostra del 4 + 1	411
TERRA - Circuiti elettrici a regime sinusoidale e non permanente	413
SANTORO - Considerazioni sul circuito a doppia conversione di frequenza	427
SCHWEITZER - La carta per condensatori e la sua produzione	433
TESCARI - Modulazione di frequenza e di fase (Bibliografia)	443
Congresso Marconiano a Roma	449
RUBRICA DEI RADIANTI	
GERARDI - Un trasmettitore semplice ed economico da 20-W per 7 e 14 MHz	463
Reparto Cannoni	468
Ricevitore H.R.O. National	469
Ricevitore AR-88D RCA	475
Ricevitore SX 28 Hallicrafters	477
Lettere al direttore	481
Rivista delle Riviste - Libri	485
Collaboratori	486

REDAZIONE GRAFICA DI ORESTE PELLEGRINI

VOLUME II N. 5

EDITRICE "IL ROSTRO"

DIREZIONE AMMINISTRAZIONE - VIA SENATO 24 - MILANO - TELEF. 72.908

PUBBLICITÀ: ALFONSO GIOVENE - VIA SENATO 24

Una copia L. 300 - Abbonamento per il periodo Luglio-Dicembre - (6 num.) L. 1600

# ING. S. BELOTTI & C. - S. A.

teleg. } INGBELOTTI  
MILANO

MILANO  
PIAZZA TRENTO 8

Telefoni } 52.051  
52.052  
52.053  
52.020

**GENOVA**

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

**ROMA**

Via del Tritone, 201  
Telef. 61.709

**NAPOLI**

Via F. Crispi, 91  
Telef. 17.366

Apparecchi

## GENERAL RADIO



della

**General Radio  
Company**

Strumenti

## WESTON



della

**Weston Electrical  
Instrument Corp.**

Oscillografi

## ALLEN Du MONT



della

**Allen B.  
Du Mont Inc.**

## LABORATORIO

PER LA RIPARAZIONE E LA RITARATURA

DI

## STRUMENTI DI MISURA

WESTON E DELLE ALTRE PRIMARIE MARCHE



RADIORICEVITORI

AMPLIFICAZIONE

STRUMENTI di MISURA  
*per radiotecnica*

CGE  
*Radio*

Apparecchi radio soprammobile e radiofonografi. Materiale di amplificazione per impianti fissi e volanti (amplificatori, microfoni, altoparlanti). Strumenti di misura da laboratorio e portatili per tutte le applicazioni di radiotecnica.

COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITÀ - MILANO

# Rony

*il nome che non teme confronti!*



Complesso fonografico di alta fedeltà a due velocità RONY RECORD Mod. 422

Fonocisore automatico di precisione a due velocità RONY RECORD Mod. 470



Tutti i prodotti RONY sono attualmente in funzione presso le principali stazioni trasmettenti della Radio Italiana.

Richiedete informazioni, listini, direttamente alla Società

## NINNI & ROLUTI - TORINO

CORSO NOVARA 3

# A E S S E

MILANO - Via Rugabella, 9

Telefono 18-276



Q - METRO Tipo MA 96

### Xamax - Zurigo

Interruttori e commutatori a scatto per apparecchiature

### Cerberus G.m.b.H. - Bad Ragaz

Impianti di segnalazioni degli incendi

### Metrohm A. G. - Herisan

Condensatori variabili campione  
Condensatori a decadi  
Ponti RCL  
Ponti per elettrolitici  
Ponti per misure di capacità  
Q - metri  
Voltmetri a valvola  
Raddrizzatori stabilizzati al 0,005 %  
Campioni secondari di frequenza  
Oscillatori RC di grande precisione  
Oscillatore campione per AF da 98 KHz a 32 MHz  
Oscillografi di grande precisione  
Misuratori d'uscita  
Teraohmmetri fino a 10 teraohm (per alimentazione dalla rete)  
Potenziometri a valvole  
Potenziometri di precisione  
Commutatori di precisione

DURATA MASSIMA

MIGLIOR RENDIMENTO



*valvola*

**"Miniwatt"**

PHILIPS



# MISURATORE

UNIVERSALE TASCABILE per radioriparatori e per uso industriale



PESO Gr. 350

ASS. 1000  $\Omega/V$

VOLT 1,5 - 10 - 50 - 250 - 500

m. A. 1 - 10 - 100 - 500

SHUNT FINO A 20 AMP.

RESISTENZA ADD. FINO A 2000 V.

**ELECTRICAL METERS** *fabbrica strumenti elettrici di misura*

MILANO - VIA BREMBO 3 - TELEFONO N. 584.288

Fabbricazione in grande serie di minuterie metalliche tornite e tranciate per radiofonia e telefonia ed affini



S e d e : **MILANO** - Via G. Dezza n. 47

Uffici : Telefono n. 44.330

Magazzino : Telefono n. 44.321

Stabilim. : **MILANO** - Via G. Dezza n. 47

BREMBILLA (Bergamo)

Tel. S. Pellegrino 55 int. 17

## L'assemblea straordinaria della A.R.I. del 11 ottobre 1947.

Prima di aprire ufficialmente i lavori dell'Assemblea Straordinaria della A.R.I., l'ing. MONTU' invita i presenti ad esaminare alcune riviste di Associazioni Radiantistiche estere, onde risulti documentata la successiva discussione sul punto 4 dell'ordine del giorno: «Organo Ufficiale» (leggi: Radiogiornale).

Mentre i Soci seduti nelle prime file di poltrone fanno circolare le riviste in questione, si assiste ad una concitata discussione al Banco della Presidenza dell'Assemblea al quale, oltre all'ing MONTU', siedono MOTTO, PASCUCCI, FONTANA ed il Segretario dell'A. R. I.

Si apprende che le discussioni suddette dipendono da una mozione, depositata al Banco della Presidenza e tendente ad ottenere che si proceda all'elezione di un Presidente dell'Assemblea. L'ing. MONTU' in un primo tempo si rifiuta sinanche di prendere in considerazione tale proposta, ritenendo che la Presidenza dell'Assemblea spetti a lui di diritto, quale Presidente dell'Associazione, e fa per iniziare senz'altro la sua relazione.

Viene interrotto da diversi tra i presenti: SAN PIETRO, AGHIB, SELLARI ed altri parlano in contraddizione con tale opinione ed a favore della votazione della mozione stessa. Dopo concitata discussione, l'ing. MONTU' acconsente a porre ai voti la seguente domanda: «desiderano i presenti che si proceda all'elezione di un Presidente dell'Assemblea?», dichiarando nel contempo che se tale domanda incontrasse una maggioranza affermativa egli lo riterrebbe un non meritato affronto personale e lascerebbe immediatamente la Sala.

Uno o due tentativi di votazione vanno a vuoto per interruzioni. Si riesce infine a pro-

cedere, e la votazione dà 29 voti favorevoli all'elezione di un Presidente, 27 contrari ed alcuni astenuti (manca un conteggio esatto).

L'ing. MONTU' raccoglie le sue carte, ed invano trattenu-to da chi cerca di fargli presente come il suo atteggiamento sia inopportuno e comunque prematuro sinchè l'Assemblea si sia ulteriormente pronunciata sulla persona del Presidente (argomento che sinora non è affiorato dalla discussione), lascia la sala dichiarando ripetutamente «l'avete voluto — me ne vado, e per sempre».

L'ing. OGNIBENE si alza anch'egli al grido di «chi ha votato contro, esca con me!» ed esce solo. Nella confusione, sparisce anche FONTANA (che però sosta nel corridoio, donde più tardi rientrerà in sala).

Per alcuni minuti regna la confusione più completa. Sale al Banco della Presidenza MOTTO e, assistito da SELLARI, riesce a ristabilire un minimo di ordine. MOTTO dichiara, che quale Vice-Presidente dell'A.R.I., dimissionario ma tuttora in carica, ritiene suo dovere assumere la Presidenza interinale dell'Assemblea (vivi applausi).

Dà quindi lettura dell'esatto testo della mozione iniziale: «Con la presente si fa istanza all'on. Presidenza dell'A. R. I. affinché l'odierna Assemblea Straordinaria dei Soci venga effettuata sotto la Presidenza del Socio il LADD - GURVIZ Alessio».

Seguono le firme di PASCUCCI (ADC), AGHIB (AOY), AGGUJARO (QP) per la Sezione A.R.I. di Padova; MAESTRONI (MN), BELLINI (TE), LOPRIORE per la Sezione A. R. I. di Pisa; SELLARI (TV), STRINGA (ET), CANNITO (AIV) PUNTONI (XI), SCANDOLA (JP), MASSA (MT), IANITTO

(LD), PALAVISINI (VS), POLLI (NK) per la Sezione di Roma; CARBONE (KV), OBINO (OB), SIMONETTI (LT), LEVI (ACI), BERTOLASI (JD), CARACCINI (OM), PERA (AB), GERARDI (PF), CURCIO (DC), ed altri.

MOTTO propone quindi che tale mozione venga votata. SELLARI fa notare, l'inutilità di tale votazione, poichè la mozione è già firmata da più della metà dei presenti. MOTTO verifica, e riconosce la fondatezza di tale osservazione. Propone però che si voti egualmente, per maggior regolarità.

GURVIZ viene eletto a Presidente dell'Assemblea all'unanimità dei presenti. Cannito assolve egregiamente le funzioni di segretario.

GURVIZ ringrazia per la fiducia manifestatagli, e richiama i presenti alla consapevolezza del fatto, che l'Assemblea rimane comunque puramente consultiva: suo scopo, è la fissazione di determinate linee di condotta al Consiglio che verrà prossimamente eletto.

Dà quindi lettura di una « comunicazione urgente » depositata al Banco della Presidenza da LEVI, MAESTRONI, PERA e SELLARI per conto del « Comitato Dissidente »: questo ritiene di aver momentaneamente assolto al suo compito essendo arrivati a nuove elezioni ed avendo contribuito ad uno schiarimento in seno all'A.R.I.; si augura che dalle prossime votazioni risultino elette persone che per competenza, posizione personale e disinteressato attaccamento all'A.R.I. possano condurre questa ad un sempre maggior sviluppo mantenendo e rafforzando il prestigio che all'Associazione deriva dal suo passato.

Estintisi i vivi applausi, il Presidente apre la discussione sul primo punto all'ordine del giorno: « permessi di Trasmissione ».

SCANDOLA (JP/RCA) presenta un'interpellanza, rivolta ad ottenere da FAUSTINI una ampia relazione sull'attività della « Commissione di Rappre-

sentanza » e sulla attuale situazione dei rapporti con i Ministeri. I presenti si associano all'unanimità, ed il Presidente dà quindi la parola a FAUSTINI.

FAUSTINI esprime innanzitutto all'Assemblea la sorpresa da lui provata al constatare come l'esistenza stessa e l'operato della C. d. R. sia pressochè ignota alla grande maggioranza dei Soci. Ritiene indubbio che tale ignoranza derivi dalla politica seguita dalla Presidenza dell'A.R.I. nel non dar pubblicità all'operato della C. d. R.

Rende noto che, in un primo tempo, egli fu personalmente incaricato di rappresentare l'A. R.I. nei rapporti con le Autorità. In prosieguo di tempo, la Presidenza significò di aver nominato allo scopo una Commissione di tre persone: l'ing. SANDRI, il dott. CASTALDI e lo stesso avv FAUSTINI. Da quel momento, la C. d. R. si mantenne ed operò per quanto possibile in stretto contatto con il Ministero delle PP. TT. in merito alla nota questione dei permessi provvisori e delle licenze definitive, intervenne presso le altre Autorità Civili e Militari anche Alleate onde appianare le difficoltà che sorgevano si può dire ad ogni passo in relazione alla disciplina delle emissioni dei radianti e per altre questioni di interesse generale.

Una voluminosa corrispondenza in atti sta a dimostrare che di ogni minimo dettaglio delle trattative e delle conferenze la Presidenza dell'A.R.I. fu sempre informata nel più breve tempo possibile. La Presidenza peraltro ritene spesso di dover soffocare o comunque attenuare la portata di iniziative della C. d. R. Cita, quale esempio tipico fra molti, una recente circostanza (e precisamente, la diffusione via radio di un comunicato concordato con il Ministero PP. TT. in merito alla proroga mensile dei permessi provvisori — diffusione preventivamente autorizzata dalla Presidenza dell'A.R.I.). Nel comunicato in oggetto si accennava alla facoltà, conferita alla Presidenza dell'A.R.I.,

di comunicare la concessione in parola anche a mezzo delle rispettive Sezioni: la Presidenza, con lettera dell'11 settembre 1947, richiamò la C. d. R. alla scrupolosa osservanza delle istruzioni della Presidenza dell'A.R.I., trovando la frase « La Presidenza dell'A.R.I. potrà etc. etc. » avesse tutto il sapore di un commento, « di cui non si scorgeva l'opportunità »!

FAUSTINI conclude facendo il punto sulla situazione attuale: il rilascio delle licenze definitive è in fase risolutiva, ma non ritiene sia immediatamente prevedibile; nel frattempo i permessi provvisori continuano ad essere validi di 30 in 30 giorni.

AGGUJARO chiede quanto vi sia di vero nella diffusa opinione, che la A.R.I. sia meno considerata del R.C.I. (il che FAUSTINI smentisce recisamente) e chiede altresì dettagli sulla riunione in corso a Roma tra rappresentanti della A.R.I. e del R.C.I.

MOTTO e GURVIZ forniscono chiarimenti sulla missione di BARGELLINI in proposito.

FAUSTINI segnala all'attenzione dei presenti una questione di attualità nei rapporti con le Autorità, e cioè il mantenimento del prefisso « i 1 » per tutti i Radianti o la suddivisione in zone (I 1, I 2, I 3, etc). SELLARI fa presente che una divisione avrebbe effetti particolarmente utili nel caso dei 5 e dei 10 metri, consentendo una immediata conoscenza dell'ubicazione della stazione. PERA fa presente che una divisione in zone snellirebbe il servizio QSL. BUIA ed altri esprimono la propria opinione in merito, dopo di che si passa alla votazione. La maggioranza (199 voti contrari) propende a mantenere l'attuale prefisso « i 1 » per tutte le stazioni Italiane, e raccomanda quindi alla C. d. R. nonchè al futuro Consiglio della A.R.I. di agire in tale senso presso le Autorità.

GERARDI, BILIANI, MORET-

TI ed altri chiedono ulteriori spiegazioni a FAUSTINI. AGHIB' propone la costituzione di una « rete » di stazioni, per la rapida trasmissione dei comunicati ufficiali. SCANDOLA, AGGUJARO, MOTTA, STRINGA, TAGLIONE, MASSA rivolgono a FAUSTINI ulteriori domande. Avutane evasione e nessun altro chiedendo la parola in argomento, SCANDOLA propone un voto di ringraziamento e plauso alla C. d. R. per l'opera sin qui svolta. La Presidenza si associa ai presenti nell'applauso, e si passa alla discussione del punto secondo: « Accordi con altri Enti ».

MOTTO, quale Vice-Presidente dell'A.R.I., fa una breve cronistoria degli approcci tentati con il R.C.I. e sulla loro mancata conclusione per colpa dei rappresentanti del R.C.I.

SELLARI presenta una mozione, che viene lungamente discussa dai presenti. La stesura definitiva risulta essere: « I Soci della A.R.I., riuniti in questa assemblea straordinaria, viste le incresciose conseguenze del dissidio esistente tra A.R.I. e R.C.I. si dichiarano nettamente contrari a tale stato di cose. Pregano i futuri Dirigenti della A.R.I. mantenendo intatta l'autonomia della A.R.I., di tentare ancora una volta di giungere ad una collaborazione con il R.C.I. e chiedono l'eliminazione del dissidio esistente, auspicando che lo spirito di questo ordine del giorno sia compreso nella giusta misura dal R.C.I.

FAUSTINI dichiara che voterà contro, e fornisce vari chiarimenti ad appoggiare tale sua decisione. BELLINI fa un breve resoconto del Raduno dei Radianti a Pisa, cui partecipò quale osservatore per conto dell'ex Comitato Dissidente della A.R.I., OREFICE chiede precisazioni sullo spirito dell'o. d. g. SELLARI.

BIGLIANI, DEL ROCCA, ed altri chiedono quali siano gli effettivi del R.C.I. Si tenta un inventario sommando le opinioni dei vari Delegati presenti

per le zone di rispettiva competenza, ma dopo breve discussione si riconosce tale stima quant'altro mai aleatoria.

PUNTONI, MAJNERO, AGGUJARO, MOTTO, ed altri commentano e chiedono schiarimenti.

CARDINALI propone una mozione d'ordine, ZS propone un altro o. d. g.

Il Presidente dell'Assemblea ricorda che non si possono attualmente prendere decisioni, anche in base a considerazioni di ordine puramente pratico: l'attuale vacanza dei Dirigenti della A.R.I. mette infatti nell'impossibilità pratica di concludere accordi immediati. Dopo ulteriore discussione, gli o. d. g. si riducono a due; l'o. d. g. SELLARI, la cui stesura viene modificata come già riportato, e la mozione CARDINALI. Si vota, e risulta approvata la mozione SELLARI con 727 voti favorevoli ed 81 contrari.

La Presidenza dichiara esaurita la discussione sul secondo punto, ed apre la discussione sul punto terzo: Organizzazione dell'A.R.I.

Vengono approvate all'unanimità mozioni di SELLARI (che auspica una suddivisione del lavoro della Presidenza della A.R.I. tra elementi responsabili e competenti) e di MAESTRONI (in merito all'organizzazione del servizio QSL). GERARDI, AGHIB, MASSA, RAVANELLI, MOTTO e GURVIZ (a titolo personale) fanno diverse proposte. SAN PIETRO fa presente non essere l'assemblea la sede adatta a decisioni di tale portata, e propone di lasciare ampia libertà di azione al prossimo Consiglio.

La proposta viene approvata all'unanimità, e la Presidenza dà quindi lettura di una mozione PASCUCCI (istituzione di un Ufficio Stampa e Propaganda dell'A.R.I.) che viene anche essa approvata.

Esaurita la discussione del punto terzo, il Presidente fa notare che — in assenza dell'ing. MONTU', proprietario dell'Azienda Editoriale e Redattore Responsabile — è inutile discutere il quarto punto, « Orga-

no Ufficiale ». Tutti si dichiarano d'accordo, e si passa quindi alle « Varie ».

La Presidenza dà lettura di un o. d. g. di AGHIB, con il quale si chiede l'annullamento delle elezioni in corso poiché la distribuzione delle schede non offre assolutamente le necessarie garanzie. In appoggio, esibisce due schede a lui pervenute al medesimo indirizzo e colla medesima intestazione, mentre viene quindi approvata, e si incarica MOTTO di dar immediato avviso alla Presidenza dell'A.R.I. della decisione dell'Assemblea.

La Sezione di Roma della A.R.I. presenta una mozione, con la quale si fa presente la opportunità dell'insediamento a Roma di un Vice-Presidente della A.R.I. con ampi poteri per trattare con le Autorità. La proposta viene approvata all'unanimità.

AGGUJARO chiede si discuta in Assemblea una lista di candidati per le prossime elezioni. Vari altri si associano. Il Presidente richiama all'ordine, ritenendo che tale discussione esuli dagli scopi e poteri dell'Assemblea stessa. Pur approvando, a titolo personale, tale iniziativa che varrebbe ad evitare una dispersione di voti altrimenti pressoché inevitabile, prega quindi i promotori di costituirsi in Comitato Elettorale indipendente sia dalla A.R.I. sia dalle Sezioni e di procedere ad ogni discussione in altra sede.

FAUSTINI presenta la seguente mozione conclusiva: « La Assemblea Straordinaria dei Soci della A.R.I., riunita in Milano l'11 ottobre 1947, mentre si dichiara spiacente che il Presidente dell'A.R.I. abbia ritenuto di non poter presenziare ai lavori, coglie l'occasione per confermare all'ing. MONTU' la propria profonda stima ed ammirazione, formula il voto che in ogni caso la Presidenza onoraria a vita della A.R.I. venga offerta all'insigne ingegnere ».

La mozione viene entusiasticamente approvata all'unanimità, e la seduta viene chiusa alle 19,40.

## Ampliamento gamme d'onda.

Secondo informazioni ricevute ultimamente alla Conferenza internazionale delle radiocomunicazioni, che si sta svolgendo ad Atlantic City risulterebbe che ci si sta orientando verso un allargamento delle gamme d'onda riservate alle radiodiffusioni circolari. Per quanto non sia ancora intervenuta una decisione ufficiale e definitiva a questo riguardo, appare probabile che, nel campo delle onde lunghe, al posto delle due gam-

me 160-240 kHz (esclusiva) e 240-285 (condivisa) riservate alla radiodiffusione dalla conferenza del Cairo, sarebbero ora destinate a tale uso le gamme

- 150-160 kHz (condivisa)
- 160-255 kHz (esclusiva)
- 255-285 kHz (condivisa).

Per quanto riguarda le onde medie, invece, al posto della gamma 550-1560 kHz del Cairo, verrebbe assegnata la gamma 525-1605 kHz.

## Tecnici italiani all'estero.

L'Ing. Mario Castellani, uno dei nostri migliori tecnici, notissimo e attivo OM col nominativo di IIRE e apprezzato collaboratore di questa Rivista è ritornato in Argentina, ove nacque e che lasciò diciotto anni fa. Imbarcatosi con la Signora a Genova il giorno 11 settembre '47 toccò Montevideo il giorno 7 ottobre, atteso allo sbarco da diversi OM's Uruguayani. Le accoglienze furono particolarmente festose e fastose. Ospite di CX2CL, la magnifica nuova stazione dei Fratelli MIR, in compagnia di CX2CO (il popolare Ricardo Sierra) e di altri OM's, lui operando, lan-

ciò CQ 20m. phone Italia alle 21,15 ora Italiana; IIRM all'ascolto, stabilì subito il contatto con scambio di R5 S9.

IIRE ricorda tutti gli amici e i colleghi ai quali invia cordiali 73's. Lo stesso Castellani il 16 ottobre alle ore 21 Italiane operava la LU4BH di Buenos Aires e dichiarava ad I-RM di essere molto soddisfatto di tutto e particolarmente delle accoglienze ricevute negli ambienti OM's.

Conta presto farsi sentire con la sua stazione come LU, e ha dichiarato che monterà antenna « rombica » diretta su Italia!

## L'Ing. Ernesto Montù si dimette dalla Presidenza della A.R.I.

Il giorno 16 ottobre 1947, riunito il Consiglio ancora provvisoriamente in carica ed i Sindaci, l'ing. Ernesto Montù, Presidente dell'Associazione Radiotecnica Italiana, ha presentato le sue dimissioni.

Erano presenti Bruschi, Bus-solotti, Fontana, Maestroni, Motto, Ognibene e Pascucci, che di tali dimissioni hanno preso atto accettandole.

## Costituzione di un comitato di reggenza della A. R. I.

In occasione dell'abituale riunione dei Soci, la sera del 16 ottobre il Presidente della Sezione di Milano dell'A.R.I. (e Sindaco in carica) Ariodante Maestroni (il MN) ha dato comunicazione ufficiale delle dimissioni dell'ing. Montù, proponendo nel contempo:

- a) che il Consiglio dimissionario resti in carica sino alla convalida delle prossime elezioni,
- b) che detto consiglio venga affiancato da tre elementi, da eleggersi tra i Soci della Sezione di Milano.

c) che il Consiglio dimissionario ed i tre Soci suddetti assumano globalmente la qualifica di « Comitato di reggenza dell'A.R.I. », col compito di:

1. rilevare dall'ing. Montù tutte le pratiche di carattere amministrativo dell'Associazione, e di espletare regolarmente la normale attività amministrativa onde non arrestare il funzionamento dell'A.R.I.,

2. I beni patrimoniali della A.R.I. verranno affidati soltanto al nuovo Presidente dell'Associazione,

che risulterà eletto dal nuovo Consiglio,

3. uniformare sin d'ora la amministrazione della A. R.I. alle direttive espresse dall'Assemblea dell'11 ottobre 1947.

I presenti approvarono alla unanimità, e si procedette quindi alle elezioni dei Soci per il Comitato di Reggenza. Risultarono così eletti: Rodolfo Sellari (i l TV), Gian Alfredo Achib (i l AOY) e l'ing. Renzo Pasquotti (i l RZ). I Soci Salvini (i l AEI), Buia (i l XJ) e Gerardi (i l PF) si sono volentersamente offerti per assistere il Comitato di Reggenza nell'espletamento delle varie mansioni amministrative.

## Annullamento delle elezioni in corso.

I Sindaci della A.R.I. (sigg.ri Bruschi, Bussolotti e Maestroni) hanno unanimemente riconosciuto i difetti formali del « referendum » già in corso per l'elezione del nuovo Consiglio, quali furono esposti nella mozione Achib all'Assemblea dell'11 ottobre.

Uniformandosi anche al parere consultivo espresso da tale Assemblea, i Sindaci hanno quindi deciso di « annullare » il « referendum » stesso, e di procedere al più presto all'inizio di nuove schede di votazione.

## 14ª MOSTRA DELLA RADIO

Le autorità allo Stand della RST mentre esaminano particolarmente il generatore di segnali campione "105 S" della "Metrad".





## LA MOSTRA DEL 4 + 1

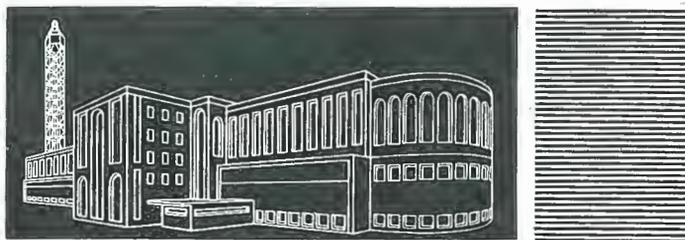
Piuttosto denso di avvenimenti radiotecnici questo esordio autunnale a Roma un congresso del quale parliamo e parliamo e che probabilmente ci ricorderemo tutta la vita, in via San Paolo il fulmineo « pronunciamiento » che ha scosso l'esistenza sin qui placida di una vecchia e gloriosa associazione radiantistica e, per finire, sempre a Milano, al Parco, la quattordicesima mostra della radio o, per dirla con il telegrafico stile oggi in voga, la MR 14.

In un momento nel quale il pubblico, in accordo con la vieta storiella, non comprenderebbe manco i biglietti da mille per novecentonovanta lire non posso, e non sono in grado ancora di sapere, i risultati economici della mostra. Due cose, invece, si possono osservare: che essa è stata assai degnamente organizzata e che l'ing. Anfossi, il rag. Soffietti, gli ingg. Novellone e Jacobacci e tutti gli altri collaboratori della presidenza e del comitato esecutivo possono andare fieri di questa loro organizzazione e vanno ammirati per la loro coraggiosa tenacia. Dal punto di vista della presentazione, per certe moderne soluzioni estetiche, per un certo soffio signorile e discreto di eleganza formale questa mostra è da annoverarsi fra le meglio riuscite. Rimane la questione, per noi tecnici, del contenuto appunto tecnico di una simile mostra. E qui va premessa una ovvia considerazione: questa mostra non è fatta per i tecnici, ma per i commercianti e per il pubblico, cioè per l'utente. Ora è noto, e in un certo senso è giusto e direi persino provvidenziale, che il pubblico non si impanca a discutere di rapporti segnale/disturbo o di banda passante, che in certi casi, come ha molto recentemente e intelligente-

mente dimostrato l'Olson, preferisce all'«alta fedeltà» la più scarsa riproduzione e che assai spesso uno dei punti distintivi di un apparecchio radio che più attirano l'attenzione è quello del mobile. E sotto questo punto di vista la mostra era esauriente. Intendiamoci, nell'interno del mobile erano, in molti casi, lodevolissime realizzazioni industriali ma anch'esse, per motivi che purtroppo tutti ben conosciamo, non si distaccavano da uno standard ben definito e largamente noto talchè si potrebbe, semplificando, dire che questo è stata l'esposizione del cinque valvole. Questo tipico rappresentante della famiglia dei radioricevitori era presentato in tutte le possibili varietà, dalle esecuzioni miniaturizzate, alcune delle quali assai pregevoli e persino con comandi a tastiera, a quelle impieganti blocchi di sintonia a variazione di permeabilità. Delle realizzazioni mimetizzate, talchè l'apparecchio è nascosto in un soprammobile di altra natura a certe diaboliche concezioni ebanistiche che fanno giustamente inorridire l'architetto Castiglioni. Al di fuori di questa enorme varietà in merito alla quale, è fuori discussione, gli industriali ed i progettisti non hanno nulla da rimproverarsi, abbiamo visto ben poco. Forse anche perchè era ancora vivo in noi il ricordo di ciò che vedemmo alla Fiera.

Nel campo degli accessori si è notato qualche gruppo di alta frequenza ben studiato, un nuovo motorino fonografico a frizione di ispirazione americana molto ben realizzato e dei grandi barattoli di vetro e delle belle fotografie gli uni contenenti le altre illustranti una polvere di ferro prodotta ora da un grande complesso industriale lombardo. Ma MdF, televisione, microonde e così via, nulla. Non è colpa di nessuno, rassegniamoci, questo è il momento del 4 + 1.

A.P.





## 2.4 UTILIZZAZIONE DEI RISULTATI RAGGIUNTI NEI PRECEDENTI PARAGRAFI.

Il risultato principale delle considerazioni esposte nei paragrafi 1, 2 e 3 di questo articolo (1), consiste nell'aver determinato le funzioni caratteristiche di alcuni circuiti elettrici fondamentali:

- I circuiti elementari RC, RL.
- Il circuito RC di accoppiamento.
- I circuiti LCR in serie e in parallelo.
- Il filtro di banda.

Ricordiamo che la funzione caratteristica di un circuito rappresenta analiticamente l'andamento del segnale di uscita, quando all'ingresso del circuito esaminato è applicato un segnale unitario, cioè rappresentabile mediante la funzione  $\mathbf{1}(t)$  di Heaviside: la considerazione di tale funzione  $K$  è, come vedremo, di fondamentale importanza per determinare il comportamento del circuito quando al suo ingresso sono applicati segnali di qualunque forma.

Le espressioni analitiche delle funzioni caratteristiche dei circuiti sopra elencati sono riportate, per comodità del lettore, nella seguente tabella I<sup>a</sup> (2).

La sola funzione caratteristica non permette di determinare, immediatamente e senza altri calcoli, il comportamento del circuito nelle condizioni più generali di funzionamento: tuttavia è sufficiente a fornire importanti ragguagli sul comportamento del circuito in regime transitorio; e in particolare circa l'attitudine di esso a trasmettere segnali a fronte ripido, e di durata totale lunga rispetto alla durata del fronte. Condizioni di questo genere si presentano nella trasmissione e ricezione di segnali televisivi, nella radiotelegrafia (brusche variazioni nel-

l'ampiezza di segnali quasi periodici, a periodo molto lungo rispetto a quello della portante), e, infine, in apparecchiature speciali: generatori e amplificatori per segnali rettangolari, generatori a denti di sega, apparecchi destinati alla rivelazione e alla misura della ionizzazione prodotta da particelle emesse da corpi radioattivi, o presenti nella radiazione cosmica.

In tutti questi casi, e in molti altri, si può, almeno in prima approssimazione, supporre che il segnale di ingresso sia rappresentabile mediante la funzione  $k\mathbf{1}(t)$ , con  $k$  costante, o quasi costante per  $t > 0$ : il segnale di uscita sarà allora rappresentabile da una espressione del tipo  $k_1 K(t)\mathbf{1}(t)$ , dove  $K(t)$  è la funzione caratteristica del circuito usato, e  $k_1$  una nuova costante.

Un esame anche superficiale delle figure 4, 7, 9, permette di constatare che, almeno per i casi da noi esaminati, le funzioni caratteristiche presentano tutte le seguenti particolarità:

— Hanno andamento aperiodico per  $Q \leq \frac{1}{2}$ , e periodico per  $Q > \frac{1}{2}$ .

— Impiegano un certo tempo a raggiungere il loro massimo assoluto minore di 1, mentre la  $\mathbf{1}(t)$  assume il valore 1 in un tempo infinitesimo.

— Decrescono esponenzialmente, o il loro inviluppo decresce esponenzialmente, dopo aver raggiunto il massimo, mentre la  $\mathbf{1}(t)$  conserva indefinitamente il valore 1.

— I parametri circuitali che in esse figurano sono sempre il  $Q$ , il periodo proprio  $\omega_0$  o la costante di tempo  $T$ .

— Dipendono dal tempo tramite le variabili adimensionali  $t/T$ , o  $\omega_0 t$ .

Per i nostri scopi, tenuto conto di quanto precede, risulta dunque assai importante la conoscenza di tre elementi legati ad ogni funzione  $K(t)$ , e definiti come segue:

—  $\omega_0 t_r$ ; ( $t_r/T$ ): coefficiente di ritardo, in cui figura il tempo  $t_r$  necessario perché la  $K(t)$  raggiunga il suo massimo assoluto  $M$ .

—  $C_r$ : coefficiente di riduzione, espresso dal rapporto tra  $M$  e il valore massimo assoluto  $N$  del segnale applicato. Se questo è rappresentato dalla  $\mathbf{1}(t)$  si ha  $C_r = M = K(t_r)$ .

(1) Vedi T.E. N. 4/1947.

(2) Ricordiamo che con l'espressione « Circuito LCR in parallelo » indicheremo sempre il circuito avente capacità ed induttanza in parallelo, e resistenza equivalente alle perdite anch'essa in parallelo a  $L$  e a  $C$ .

Come si è già detto questo circuito è equivalente a quello con  $L$  e  $C$  in parallelo e  $R$  in serie a  $L$  e a  $C$ , solo quando  $Q \gg 1$ .

TABELLA I

Circuito	Funzione caratteristica $K(t)$	Formule (T.E., n. 4/1947)	Figure (T.E., 4/1947)
<p>CR serie; LR parallelo LR serie; CR parallelo</p>	$e^{-t/T} \frac{\mathbf{1}(t)}{(1 - e^{-t/T})} \mathbf{1}(t)$ <p style="text-align: center;"><math>T = CR ; L/R</math> <math>T = CR ; L/R</math></p>	<p>2.7 a) 2.7 b)</p>	<p>4</p>
<p>CR di accoppiamento, e LCR in parallelo <math>Q_0 \leq 1/2</math></p>	$\left( \frac{2}{\gamma} \frac{e^{-\omega_0 t} / 2Q_0'}{2Q_0'} \text{sen } h \omega_0 t \right) \mathbf{1}(t)$ <p style="text-align: center;">per <math>Q_0 \ll 1</math>;  <math>\left( \frac{1}{\gamma} \frac{e^{-\omega_0 t} Q_0}{e^{-\omega_0 t} / Q_0} \right) \mathbf{1}(t)</math></p> <p style="text-align: center;"><math>\omega_0' = \omega_0 \sqrt{1 - 1/(4Q_0^2)} - 1</math>  <math>Q_0' = Q_0 \sqrt{1 - 1/(4Q_0^2)} - 1</math></p>	<p>2.18' 2.18</p>	<p>7</p>
<p>LCR serie e parallelo <math>Q_0 \geq 1/2</math></p>	$\left( \frac{2}{\gamma} \frac{e^{-\omega_0 t} / 2Q_0'}{2Q_0'} \text{sen } \omega_0 t \right) \mathbf{1}(t)$ <p style="text-align: center;"><math>\omega_0' = \omega_0 \sqrt{1 - 1/(4Q_0^2)}</math>  <math>Q_0' = Q_0 \sqrt{1 - 1/(4Q_0^2)}</math></p>	<p>2.19</p>	<p>7</p>
<p>LCR serie e parallelo e CR di accoppiamento <math>Q_0 = 1/2</math></p>	$\left( \frac{2}{\gamma} \frac{e^{-\omega_0 t} / 2Q_0'}{2Q_0'} \text{sen } \omega_0 t \right) \mathbf{1}(t)$	<p>2.20</p>	<p>7</p>
<p>Filtro di banda <math>Q_1 \neq Q_2, Q_1, Q_2 \gg 1</math></p>	$\left[ \frac{1}{Q} \frac{1+r}{1-r} e^{\frac{r}{1+r} \frac{\omega_0 t}{Q}} - \frac{1}{Q} \frac{1-r}{1+r} e^{-\frac{r}{1+r} \frac{\omega_0 t}{Q}} \right] \cos \omega_0 t \mathbf{1}(t)$	<p>2.26</p>	<p>9</p>
<p>Filtro di banda <math>Q_1 = Q_2 \gg 1</math></p>	$\left[ \frac{2}{Q} \frac{e^{\omega_0 t}}{2Q} - \frac{2}{Q} \frac{e^{-\omega_0 t}}{2Q} \cos \omega_0 t \right] \mathbf{1}(t)$	<p>2.30</p>	<p>9</p>

TABELLA II

Circuito	Coefficiente di ritardo	Coefficiente di riduzione	Coefficiente di estinzione	Figura
CR serie, LR parallelo LR serie, CR parallelo	$t_r/T = 0$ $t_r/T = \infty$	$C_r = 1$ $C_r = 1$	$t_r/T = 2$ $t_s/T = 2$	
CR di accoppiamento e LCR in parallelo $Q_0 \leq 1/2$	$\omega_{0fr} = 1$ $= \frac{1}{\sqrt{1/(4Q_0^2) - 1}}$ Artangh $2Q_0 \sqrt{1 - 4Q_0^2}$ per $Q_0 \ll 1/2$ $\omega_{0fr} \doteq -2Q_0 \ln Q_0$	$\gamma_{Cr} = \frac{\text{Artangh} \sqrt{1 - 4Q_0^2}}{\sqrt{1 - 4Q_0^2}}$ $= \frac{1}{Q_0} e$	$\omega_{0fx} \doteq 2/Q_0$	10, 11, 12
LCR serie e parallelo $Q_0 \geq 1/2$	$\omega_{0fr} = 1$ $= \frac{1}{\sqrt{1 - (1/4Q_0^2)}}$ artang $2Q_0 \sqrt{1 - 4Q_0^2}$ per $Q_0 \gg 1$ $\omega_{0fr} \doteq 1,570$	$\gamma_{Cr} = \frac{\text{artang} \sqrt{4Q_0^2 - 1}}{\sqrt{4Q_0^2 - 1}}$ $= \frac{1}{Q_0} e$	$\omega_{0fx} \doteq 4Q_0 + (\pi/2)$	10, 11, 12
LCR serie e parallelo, e CR di accoppiamento $Q_0 = 1/2$	$\omega_{0fr} = 1$	$\gamma_{Cr} = 0,736$	$\omega_{0fx} \doteq 4,5$	10, 11, 12
Filtro di banda $Q_1 = Q_2, Q_1, Q_2 \gg 1$	$\omega_{0fr} = Q \frac{r+1}{r-1} \ln r$	$QC_r = \frac{1+r}{1-r} \left( \frac{r}{1-r} \frac{1}{1-r} \frac{1}{1-r} \right)$	$\frac{\omega_{0fx}}{Q} \doteq (1+r) (3,1 - \ln \ln r)$	13, 14
Filtro di banda $Q_1 = Q_2 \gg 1$	$\omega_{0fr} = 2Q$	$QC_r \doteq 0,736$	$\frac{\omega_{0fx}}{Q} \doteq 9$	13, 14

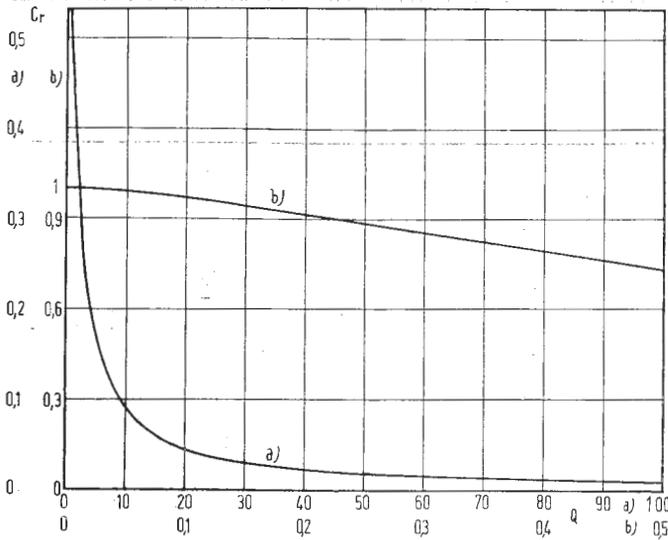


Fig. 10. - Coefficiente di riduzione per circuiti RC di accoppiamento e LCR.

—  $\omega_0 t_z$ ; ( $t_z/T$ ): coefficiente di estinzione, in cui figura il tempo  $t_z$  necessario perchè l'involuppo della  $K(t)$ , sorpassato il massimo  $M$ , si riduca al valore  $M/e^2 \approx 0,135 M$  (3).

I calcoli necessari alla valutazione dei parametri  $\omega_0 t_r$ ,  $C_r$ ,  $\omega_0 t_z$  sono riportati in appendice D: il loro risultato è raccolto nella tabella II con riferimento ai vari circuiti esaminati in precedenza.

Dalle formule riportate nella tabella, e meglio ancora dalle figure 10÷14 si vede come i parametri che determinano l'andamento dei coefficienti  $\omega_0 t_r$ ,  $C_r$  e  $\omega_0 t_z$  sono: la costante di tempo  $T$  per i circuiti elementari RC, RL; la costante  $Q$  per i circuiti RC di accoppiamento e per il circuito RLC, le costanti  $Q$  ed  $r$  per il filtro di banda.

Il coefficiente di ritardo cresce al crescere di  $Q$  e nel filtro di banda anche al crescere di  $r$ , il coefficiente di riduzione diminuisce al crescere di  $Q$  e nel caso del filtro di banda cresce, sia pure di poco, al crescere di  $r$ , diminuendo però all'aumentare di  $Q$ . Il coefficiente di estinzione cresce in ogni caso al crescere di  $Q$  purchè sia  $Q > 1/2$ , mentre per  $Q < 1/2$ , caso esaminato sia per il circuito RC di accoppiamento sia per il circuito LCR in parallelo, diminuisce rapidamente da  $+\infty$  a circa 5 quando  $Q$  cresce da 0 a  $1/2$ .

Nel filtro di banda  $\omega_0 t_z$  cresce anche al crescere di  $r$ .

Da tener sempre presente che per  $Q > 1/2$  le funzioni caratteristiche contengono sempre

(3) Si è scelto il valore  $M/e^2$  per pura comodità di calcolo. Si potrebbe benissimo definire  $\omega_0 t_z$  per qualunque altro rapporto  $M/n$ .

a fattore una funzione circolare (seno o coseno) e quindi hanno un andamento oscillante.

In questo caso occorre tener presente che i coefficienti  $\omega_0 t_r$ ,  $C_r$ ,  $\omega_0 t_z$  sono stati calcolati partendo dalla funzione caratteristica, dopo averla divisa per la funzione circolare contenutavi, e quindi si riferiscono all'involuppo della  $K(t)$ , che non ha più carattere oscillante.

Esaminando attentamente l'andamento delle curve che rappresentano  $\omega_0 t_r$ ,  $C_r$  e  $\omega_0 t_z$  in funzione di  $Q$ , e tenendo presente il significato di tali coefficienti ci si convince facilmente di tre fatti:

1) i circuiti CR di accoppiamento, e il circuito LCR in parallelo con  $Q < 1/2$  trasmettono segnali del tipo di quelli rappresentabili mediante la  $1(t)$  (transitori a fronte ripido, e di lunga durata) tanto meglio quanto minore è il  $Q$ . Per  $Q \rightarrow 0$  essi si riducono a circuiti di accoppiamento atti alla trasmissione di segnali aventi anche componenti in corrente continua.

2) I circuiti LCR serie e parallelo e il filtro di banda con  $Q \gg 1/2$  non sono, in linea di massima, adatti a trasmettere direttamente segnali di tipo transitorio, perchè l'applicazione di essi produce sempre il manifestarsi di oscillazioni aventi frequenza pari a quella propria dei circuiti. Tuttavia l'involuppo della tensione di uscita, ottenibile con un processo di rettificazione, riproduce fedelmente l'andamento di segnali transitori, purchè la durata del fronte e la durata totale del transitorio non siano la prima piccola, e la seconda grande rispetto al periodo proprio del circuito.

Questi circuiti non sono quindi assolutamente adatti a trasmettere segnali transitori aventi

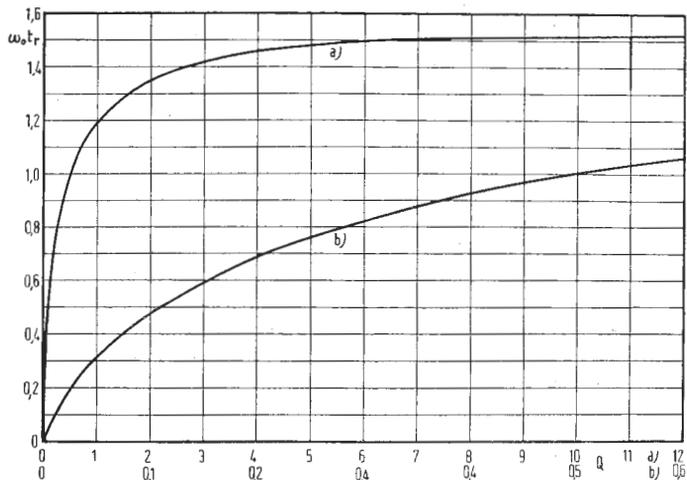


Fig. 11. - Coefficiente di ritardo per circuiti RC di accoppiamento, e LCR.

una componente continua o quasi continua, e in particolare quelli di andamento analogo a quello della funzione  $\mathbf{1}(t)$ .

3) La trasmissione fedele di un segnale transitorio che venga applicato a circuiti LCR e a filtri di banda con  $Q \gg 1$  dopo essere stato sovrapposto ad una portante richiede che siano soddisfatte le condizioni seguenti:

- a) la durata del fronte non deve essere piccola nè rispetto al periodo della portante (modulazione lenta), nè rispetto al periodo proprio del circuito.
- b) Se il processo di modulazione avviene in modo da permettere anche modulazioni molto lente (cioè con periodo molto maggiore di quello della portante) la durata totale del segnale modulante può essere grande a piacere, cioè in questo caso è possibile trasmettere anche segnali transitori aventi forma simile a quella della funzione  $\mathbf{1}(t)$ .

È abbastanza chiaro a questo punto l'uso che si deve fare dei grafici (o delle formule) che danno  $\omega_0 t_r$ ,  $C_r$ ,  $\omega_0 t_x$ , qualora si vogliano determinare, almeno in linea di massima, le caratteristiche di uno dei circuiti esaminati, affinché esso sia in grado di trasmettere più o meno fedelmente un segnale a fronte ripido e di lunga durata totale, sul tipo di quello rappresentato in figura 15.

Nel caso di un segnale unitario occorrerebbe, per una trasmissione assolutamente corretta, fare  $\omega_0 t_r = 0$ ;  $\omega_0 t_x = \infty$ ; condizioni cui consegue  $C_r = 1$ : nel caso esaminato è ragionevole supporre che debba essere  $\omega_0 t_r \doteq \omega_0 \tau_1$ ,  $\omega_0 t_x > \omega_0 \tau_2$ . La trasmissione del segnale sarà

tanto più (o meno) fedele, quanto più (o meno) le dette disuguaglianze sono verificate.

Un valore di orientamento si otterrà facendo  $t_r = \tau_1$ ,  $t_x = \tau_2$ , e da tale valore si potranno dedurre le principali caratteristiche del circuito che deve essere progettato.

Il caso più interessante in pratica è quello del circuito RC di accoppiamento; per il quale si ha (supposto  $Q_0 \ll 1$ ):

$$\begin{aligned} \omega_0 t_r &\doteq -2Q_0 \ln Q_0 & a) & [2.54] \\ \omega_0 t_x &\doteq 2/Q_0 & b) & \end{aligned}$$

Poniamo ora  $t_r/t_x = \tau_1/\tau_2 = a$ : dividendo membro a membro le [2.54] si ottiene

$$\boxed{Q_0^2 \ln Q_0 = -a} \quad [2.54']$$

che, dato  $a$ , permette di ricavare  $Q_0$ .

La figura 16 permette di risolvere la [2.54'].

Noti  $Q_0$  e  $t_x = \tau_2$  la equazione [2.54 b)] permette di ricavare  $\omega_0$ . A questo punto, usando i grafici riportati a pagina 151, 152 del n. 2/1947 di « T.E. » si possono ricavare  $T_a = C_a R_a$ , e  $T_g = C_g R_g$ , in funzione di  $Q$  e di  $f_0 = \omega_0/2\pi$ .

Per esempio, posto  $\tau_1 = 30 \mu\text{sec}$  si ricava  $a = 0,1$ ,  $Q \doteq 0,3$ ,  $f_0 = 3,5 \cdot 10^3$  Hz e quindi  $T_g \doteq 1,5 \cdot 10^{-4}$  sec,  $T_a = 1,5 \cdot 10^{-5}$  sec.

Con una certa pratica, e con l'uso giudizioso dei grafici e delle formule date, si possono ottenere risultati interessanti, anche per tipi di segnale più complicati di quello qui esaminato a titolo di esempio.

Lo studio rigoroso del comportamento di un circuito nel caso più generale richiede, per essere affrontato, l'impiego di mezzi più potenti di quelli finora impiegati; e dei quali viene data notizia nel paragrafo seguente.

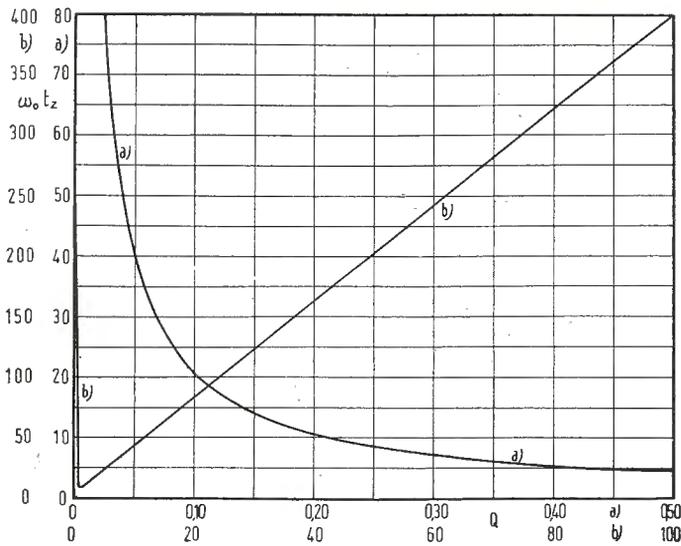


Fig. 12. - Coefficiente di estinzione per circuiti RC di accoppiamento, e LCR.

## 2.5 L'INTEGRALE DI DUHAMEL.

Abbiamo visto, nei paragrafi precedenti che, se il segnale all'ingresso di un circuito, applicato all'istante  $t = 0$ , è rappresentabile mediante la funzione  $\mathbf{1}(t)$ , il segnale di uscita è dato dalla funzione caratteristica del circuito  $K(t)$ . Se il segnale fosse applicato all'istante  $t = \tau$  si avrebbe all'uscita il segnale  $K(t - \tau)$ .

Ammettiamo che il segnale applicato abbia la forma indicata in figura 17: all'uscita si otterrà ovviamente il segnale (4):

$$\begin{aligned} S(t) &= K(t - \tau) - K(t - \tau - \Delta\tau) \doteq \\ &= K(t - \tau) - [K(t - \tau) - \Delta\tau K'(t - \tau)] = \\ &= K'(t - \tau) \Delta\tau. \end{aligned}$$

Supponiamo ora di avere un segnale di ingresso esprimibile da una generica funzione  $f(t)$ , che decomporremo come indica la fig. 18.

Il segnale di uscita si otterrà sommando i contributi di ogni elemento in cui è stato decomposto il segnale di ingresso, tenuto conto della relativa ampiezza: si avrà cioè

$$S(t) = \sum_{\tau=0}^t f(\tau) K'(t - \tau) \Delta\tau$$

e passando al limite per  $\Delta\tau \rightarrow 0$

$$S(t) = \int_0^t f(\tau) \frac{\partial}{\partial \tau} K(t - \tau) d\tau \quad [2.55]$$

E' questo l'integrale di Duhamel: ed è facile mostrare, con un'integrazione per parti, che

(4) Vedi, per il procedimento qui indicato l'articolo citato al N. 8 della bibliografia.

esso può scriversi nella forma, spesso più comoda

$$S(t) = f(0) K(t) + \int_0^t K(t - \tau) \frac{\delta f}{\delta \tau} d\tau \quad [2.55']$$

L'integrale di Duhamel si presta a studiare i circuiti a regime qualunque [cioè qualunque sia la forma analitica della  $f(t)$ ]: la sua applicazione verrà chiarita con un esempio.

Supponiamo che la tensione applicata cresca o decresca linearmente col tempo: questa ipotesi permette di approssimare un transitorio a fronte ripido, come quello di fig. 15, molto meglio di quanto non accada con l'uso della  $\mathbf{1}(t)$ , come si è fatto nell'esempio svolto nel paragrafo 2.4. Supponiamo che il segnale di ingresso sia nullo per  $t = 0$ : in questo caso il primo termine a secondo membro della [2.55'] è nullo. Se ciò non è, occorre tener conto del valore iniziale del segnale.

Sia dunque in generale

$$f(t) \equiv at + b$$

dove  $a$  è una costante e  $b$  il valore iniziale: si ottiene immediatamente

$$S_1(t) = bK(t) + a \int_0^t K(t - \tau) d\tau \quad [2.56]$$

Sostituendo a  $K(t)$  la sua espressione esplicita, a seconda del circuito esaminato, ed effettuata l'integrazione, si ottiene la funzione che dà l'andamento del segnale di uscita. Un caso particolarmente interessante è quello dei circuiti RC di accoppiamento, e del circuito LCR in parallelo con  $Q \ll 1$ , per i quali si ha:

$$K(t) \doteq \frac{1}{\gamma} \left( e^{-\omega_0 t Q_0} - e^{-\omega_0 t / Q_0} \right) \mathbf{1}(t) \quad [2.18]$$

Usando la [2.56] si ottiene facilmente

$$S_1(t) = \left[ \frac{b}{\gamma} \left( e^{-\omega_0 t Q_0} - e^{-\omega_0 t / Q_0} \right) + \frac{a}{\gamma} \left( \frac{1}{\omega_0 Q_0} [1 - e^{-\omega_0 t Q_0}] - \frac{Q_0}{\omega_0} [1 - e^{-\omega_0 t / Q_0}] \right) \right] \mathbf{1}(t) \quad [2.58]$$

che, sviluppando in serie gli esponenziali si trasforma facilmente nella

$$S_1(t) = \left[ \frac{b}{\gamma} \left( e^{-\omega_0 t Q_0} - e^{-\omega_0 t / Q_0} \right) + \frac{at}{\gamma} \left[ \omega_0 t \left( \frac{1}{Q_0} - Q_0 \right) - \dots \right] \right] \mathbf{1}(t)$$

$$- \omega_0^2 t^2 \left( \frac{1}{Q_0^2} - Q_0^2 + \dots \right) \mathbf{1}(t)$$

e da questa si ottiene infine

$$S_1(t) = \left( \frac{b}{\gamma} + \frac{at}{\gamma} \right) \cdot \left( e^{-\omega_0 t Q_0} - e^{-\omega_0 t / Q_0} \right) \mathbf{1}(t) \quad [2.58']$$

Dalla [2.58] si ricava anche immediatamente

$$\lim_{t \rightarrow \infty} S_1(t) = \frac{a}{\gamma \omega_0} \left( \frac{1}{Q_0} - Q_0 \right) \quad [2.59]$$

il che significa che, mentre il segnale di ingresso tende all'infinito per  $t \rightarrow \infty$ , quello di uscita tende ad un valore finito e costante.

Fig. 13. - Coefficienti di riduzione e di ritardo per il filtro di banda.

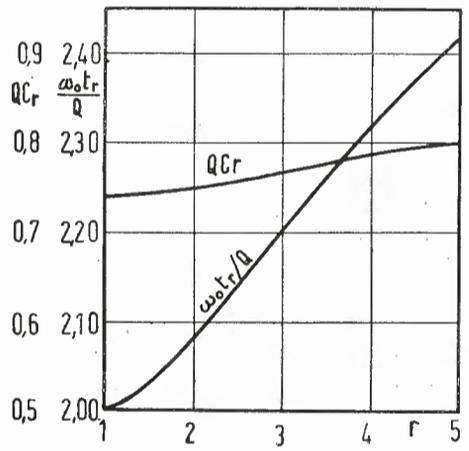
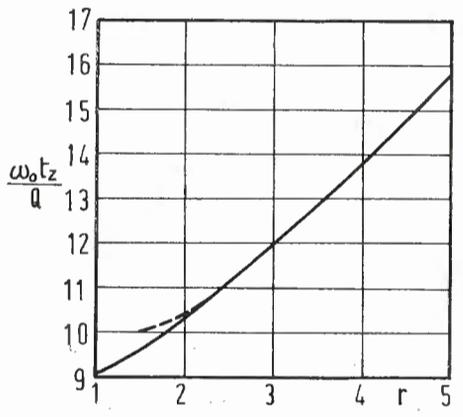


Fig. 14. - Coefficiente di estinzione per il filtro di banda.



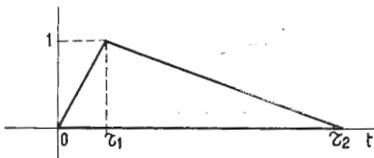


Fig. 15. - Segnale transitorio a fronte ripido e di lunga durata totale.

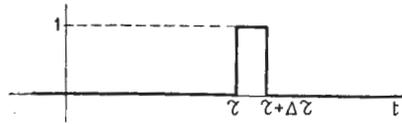


Fig. 17. - Impulso di ampiezza unitaria.

Se il segnale  $S(t) = at$ , anzichè durare per un tempo infinitamente lungo, cessa per  $t = \tau_1$  (vedi figura 15) è evidente che converrà fare  $t_r = \tau_1$ : infatti osservando la [2.58'] si vede che in questo caso si ha il massimo possibile per il segnale di uscita:

$$S'_{1\max}(\tau_1) = (b + a\tau_1) \frac{C_r}{\gamma} \quad [2.60]$$

Se il segnale applicato ha l'andamento indicato in fig. 15, anche per  $t > \tau_1$ , se cioè al primo tratto lineare ne segue un secondo, anch'esso lineare che dura fino a  $t = \tau_2$ , è evidente che non si potrà fare  $t_r = \tau_2$  per il secondo tratto, se questa condizione è già stata imposta per il primo.

Considerando il secondo tratto del segnale alla stessa stregua del primo si avrà sempre

$$|S_2(\tau_2)| < |(c + d\tau_2) \frac{C_r}{\gamma}|$$

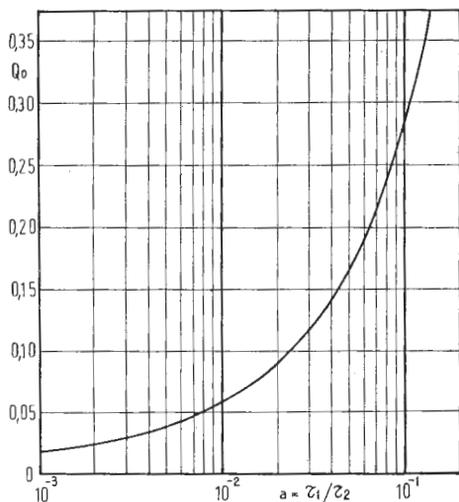


Fig. 16. - Grafico della funzione  $a = Q_0^2 \ln Q_0$ .

Se però si pone la condizione  $\tau_2 > t_z$  si potrà ridurre, per  $t = \tau_2$ , il fattore della seconda parentesi nella [2.58'] poco discosto da  $C_r$ , e tanto meno, quanto meglio è soddisfatta la disuguaglianza posta. Se si fa  $\tau_2 = t_z$  si ha all'incirca

$$S_2(\tau) = 0,135 (c + d\tau_2) \frac{C_r}{\gamma}$$

Come si vede nelle ipotesi fatte in 2.4 ( $\tau_1 = t_r$ ;  $t_z = \tau_2$ ) si ha un'ottima trasmissione del fronte, mentre quella della coda è alquanto insoddisfacente.

Tuttavia si è visto come, in questo caso particolare, anche l'impiego della sola  $K(t)$  ci ha allora condotto a porre condizioni abbastanza vicine a quelle più precise che si possono ottenere con una certa mole di calcoli, mediante il metodo esatto fondato sull'uso dell'integrale di Duhamel.

Consideriamo ancora un caso particolarmente interessante di applicazione dell'integrale di Duhamel (5). Ammettiamo che il segnale applicato sia alternativo sinusoidale, e nullo per  $t = 0$ , e quindi rappresentabile mediante la funzione  $y = A \sin \omega t$ .

Ponendo per semplicità  $A = 1$  l'integrale di Duhamel si scrive, nella sua prima forma

$$S(t) = \int_0^t \sin \omega \tau \frac{\partial}{\partial \tau} K(t-\tau) d\tau$$

Effettuando la sostituzione  $t - \tau = \theta$  si ottiene immediatamente,

$$S(t) = \int_0^t \sin \omega (t - \theta) \frac{\partial}{\partial \theta} K(\theta) d\theta$$

e ricordando le formule di addizione per il seno:

(5) Vedi articolo citato al N. 8 della bibliografia.

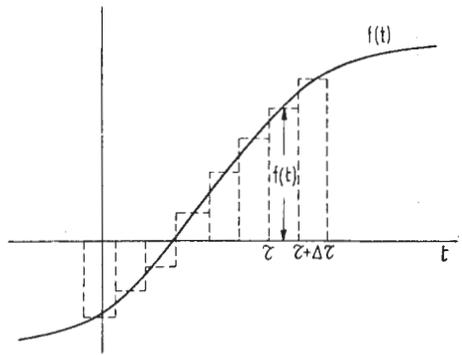


Fig. 18. - Decomposizione di una funzione in elementi di tipo impulsivo.

$$S(t) = \text{sen } \omega t \int_0^t \cos \omega \theta K'(\theta) d\theta - \cos \omega t \int_0^t \text{sen } \omega \theta K'(\theta) d\theta \quad [2.61]$$

Gli integrali che figurano in questa formula sono funzioni di  $t$ , contenenti il parametro  $\omega$ , e si può quindi porre

$$S(t) = c_1(\omega) \text{sen } \omega t + d_1(\omega) \cos \omega t.$$

Si può dimostrare che per  $t \rightarrow \infty$  sia  $c_1$  che  $d_1$  tendono ad un valore limite, cioè che si ha

$$\lim_{t \rightarrow \infty} c_1(\omega) = c(\omega)$$

$$t \rightarrow \infty$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} d_1(\omega) = d(\omega)$$

$$t \rightarrow \infty$$

Si trova così l'espressione ben nota che in regime alternativo sinusoidale permanente da il segnale di uscita, corrispondente a un segnale di ingresso del tipo  $y = \text{sen } \omega t$ :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} S(t) = c(\omega) \text{sen } \omega t + d(\omega) \cos \omega t \quad [2.62]$$

$$t \rightarrow \infty$$

cui corrispondono le caratteristiche di frequenza e di fase:

$$A(\omega) = \sqrt{c^2(\omega) + d^2(\omega)};$$

$$\text{tang } \varphi(\omega) = d(\omega)/c(\omega) \quad [2.63]$$

Si trova dunque il regime permanente, come limite del regime transitorio provocato dalla brusca applicazione di un segnale sinusoidale.

Il risultato ottenuto non aggiunge nulla di concettualmente nuovo a quanto sapevamo; poiché è ovvio che dai risultati validi a regime non permanente si devono poter ricavare quelli validi a regime permanente, con un passaggio al limite per  $t \rightarrow \infty$ . Abbiamo dunque ricavato il procedimento valido per il regime sinusoidale; ma evidentemente dovrà esistere uno valido per qualunque tipo di regime permanente: per le onde quadrate come per quelle

triangolari, per una successione di impulsi equidistanti, come per qualunque altro tipo di segnale periodico.

Questo studio, che si discosta in certi punti dai metodi del calcolo operatorio normale, è oltremodo interessante, poiché da esso si possono ottenere i mezzi per interpretare i risultati sperimentali ottenuti con i generatori di segnali rettangolari, coi generatori di impulsi, ecc.: apparecchi che ormai vanno diffondendosi, e che sono di straordinaria utilità pratica.

Nel paragrafo seguente ci limitiamo a dare un breve riassunto e qualche semplice esempio di applicazione di alcuni metodi del cosiddetto «Calcolo operatorio a regime stazionario» (Steady - State Operational Calculus) lasciando al lettore il compito di approfondire l'argomento, applicando i metodi esposti ai circuiti da noi esaminati in precedenza, o ad altri che più lo interessano: questo perchè è impossibile eseguire una trattazione sistematica e dettagliata del comportamento di tutti i circuiti già da noi studiati per la varietà delle forme di segnale applicato che occorrerebbe prendere in esame.

## 2.6 CIRCUITI A REGIME PERMANENTE, NON SINUSOIDALE.

Consideriamo (6) un segnale d'ingresso (tensione o corrente) periodico, di forma qualunque, e di periodo  $T$ , e supponiamo di voler trovare il corrispondente segnale che si manifesta, a regime, all'uscita di un circuito di cui sia  $K(t)$  la funzione caratteristica. Cerchiamo per semplicità il segnale di uscita per il periodo tra  $t = 0$  e  $t = T$ , supponendo che infiniti periodi precedano l'istante  $t = 0$ , e chiamiamo  $f_n(t)$  la funzione che rappresenta il segnale applicato durante il periodo corrispondente a

$$|(n+1)T| > t > |nT|$$

(6) Vedi per questo procedimento l'articolo di cui al N. 4 della bibliografia.

Il segnale di uscita cercato si compone di due parti: la prima  $S_0(t)$  dovuta al segnale applicato durante il periodo considerato, la seconda  $S_R(t)$  rappresentante la somma, all'istante  $t$ , dei segnali di uscita corrispondenti ai periodi precedenti quello considerato

$$S(t) = S_0(t) + S_{R1}(t) + \dots + S_{Rn}(t) + \dots \quad [2.64]$$

Poichè il segnale applicato è periodico sarà ovviamente:

$$S_{R2}(t) = S_{R1}(t+T) \quad [2.65]$$

$$\dots \dots \dots$$

$$S_{Rn}(t) = S_{R1}[t+(n-1)T]$$

$$\dots \dots \dots$$

Inoltre si ha subito

$$S_0(t) = f_0(t) K(t) + \int_0^t K(t-\tau) \frac{\partial}{\partial \tau} f_0(\tau) d\tau \quad [2.66]$$

Per trovare  $S_{R1}$ , e quindi per le [2.65] anche  $S_{Rn}$  è conveniente introdurre un segnale  $-f_1(t)$  nell'istante  $t=0$  e considerare  $S_{R1}$  come dovuto alla somma dei segnali di uscita corrispondenti al segnale  $f_1(t)$  applicato al circuito all'istante  $t=-T$ , e al segnale  $-f_1(t)$  applicato all'istante  $t=0$ . Questo perchè la funzione  $f_n(t)$  ha un campo di esistenza che può benissimo estendersi al di fuori di un singolo intervallo  $nT < t < (n+1)T$  (vedi linee tratteggiate in fig. 19), mentre in realtà durante ogni periodo il segnale è composto da un singolo tratto e non dell'intera funzione.

La fig. 19 chiarisce meglio di ogni discorso quanto sopra esposto.

Avremo dunque

$$S_{R1}(t) = f_1(-T) K(t+T) + \int_{-T}^t K(t-\tau) f_1'(\tau) d\tau - f_1(0) K(t) - \int_0^t K(t-\tau) f_1'(\tau) d\tau$$

o anche

$$S_{R1}(t) = f_1(-T) K(t+T) - f_1(0) K(t) + \int_{-T}^0 -K(t-\tau) f_1'(\tau) d\tau \quad [2.67]$$

e quindi in definitiva per le [2.65]

$$S(t) = S_0(t) + S_{R1}(t) + S_{R1}(t+T) + \dots + \dots + S_{R1}(t+nT) + \dots \quad [2.68]$$

Particolarmente importante per le applicazioni del metodo è il caso del segnale a dente di sega, per il quale si ha:

$$f_0(t) = at$$

$$f_1(t) = a(t+T) \quad [2.69]$$

e che supporremo applicato ad un circuito per cui valga il teorema dello sviluppo di Heaviside, in modo che si possa porre:

$$K(t) = (K_0 + \sum_n K_n e^{\alpha_n t}) \mathbf{1}(t) \quad [2.70]$$

che non è altro che la [2.15] scritta in forma abbreviata.

Applicando le [2.66], [2.67], [2.68], [2.69] e tenuto conto che

$$e^{z_1 t} + e^{z_1 t(t+T)} + \dots = \frac{e^{z_1 t}}{1 - e^{z_1 T}}$$

si ricava, con semplici calcoli, il segnale di uscita  $S_S(t)$  corrispondente al segnale a dente di sega, applicato ad un generico circuito la cui  $K(t)$  abbia la forma [2.70]:

$$S_S(t) = a \left[ K_0 t - \sum_n \frac{K_n}{\alpha_n} - \sum_n \frac{K_n T}{1 - e^{z_n T}} e^{z_n t} \right] \mathbf{1}(t) \quad [2.71]$$

Applichiamo, tanto per fare un esempio, la [2.71] ad un circuito elementare  $RL$  in serie (o  $CR$  in parallelo), per cui si ha:

$$K(t) = (1 - e^{-t/T_1}) \mathbf{1}(t) \quad [2.7b]$$

Applicando la [2.71], tenuto conto che  $K_0 = 1$ ,  $K_1 = -1$ ,  $\alpha_1 = -1/T_1$  si ha immediatamente:

$$S_S(t) = at \left[ 1 - T_1/t + \frac{T}{t} \frac{e^{-t/T_1}}{1 - e^{-T/T_1}} \right] \mathbf{1}(t) \quad [2.72]$$

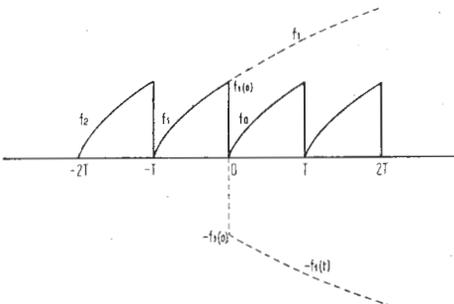


Fig. 19. - Andamento di un generico segnale periodico di periodo  $T$ .

dove  $T$  è il periodo del segnale applicato e  $T_1$  la costante di tempo del circuito. Analogamente per i circuiti  $LR$  in parallelo, o  $CR$  in serie si avrebbe

$$S_s(t) = at \left[ \frac{T_1/t - e^{-t/T_1}}{1 - e^{-T/T_1}} \right] \mathbf{1}(t) \quad [2.72']$$

Non effettuiamo altre applicazioni della [2.71], che richiederebbero calcoli troppo lunghi, anche se non molto difficili, lasciando al lettore la cura di esaminare per suo conto almeno il caso, particolarmente interessante, del circuito  $CR$  di accoppiamento.

La ragione che ci ha condotto a soffermarci in particolar modo sul segnale a dente di sega, risiede nel fatto che è possibile dimostrare, con l'uso della trasformata di Laplace, che, eccezion fatta per quanto riguarda i termini rappresentanti componenti continue del segnale applicato, la conoscenza della risposta di un generico circuito a un segnale a dente di sega, è sufficiente a determinare anche la risposta a qualunque altro tipo di segnale, di egual periodo  $T$  (7).

Ciò è possibile usando la  $S_s(t)$  allo stesso modo della  $K(t)$ , in un integrale simile a quello di Duhamel. Precisamente se il segnale applicato è rappresentato dalla funzione  $f(t)$  si ha la risposta, a regime, durante un generico periodo, calcolando l'espressione:

$$S(t) = K(o) \frac{1}{T} \int_0^T f(\tau) d\tau + \frac{d}{dt} \int_0^T f(\tau) S_s(t-\tau) d\tau \quad [2.73]$$

$K(o)$  è evidente la risposta del circuito ad un segnale continuo, mentre  $1/T \int_0^T f(\tau) d\tau$  è il valor medio del segnale di ingresso. Se il circuito blocca i segnali continui, o se il valor medio del segnale applicato è nullo si ha poi:

$$S(t) = \frac{d}{dt} \int_0^T f(\tau) S_s(t-\tau) d\tau \quad [2.73']$$

Quando poi il segnale di ingresso non contiene armoniche pari è possibile dimostrare che si può usare, al posto della  $S_s(t)$  nelle [2.73], [2.73'] la  $S_Q(t)$ ; cioè la funzione che rappresenta la risposta del circuito ad un'onda quadrata.

(7) Vedi per maggiori dettagli l'articolo di cui al N. 11 della bibliografia.

Si deduce da ciò che lo studio sperimentale di un circuito mediante onde quadrate è meno generale di quello che può effettuarsi mediante onde a dente di sega. Tralasciamo di riportare esempi di applicazione delle formule [2.73], [2.73'], che il lettore può trovare nell'articolo (11) già citato in precedenza.

## 2.7 CONCLUSIONE.

Lo studio dei circuiti elettrici a regime qualunque, ci ha, in questo articolo, portati alquanto lontani dalle semplici trattazioni analitiche che potremmo fare nel caso del regime sinusoidale permanente. Mentre in quel caso analizzammo, con lieve fatica, il comportamento di parecchi circuiti fondamentali, lo studio risultò complicarsi passando al caso del segnale unitario, che pure trattammo con una certa estensione, incontrando qualche difficoltà matematica.

Queste difficoltà son divenute notevoli in quest'ultima parte, dedicata al regime qualunque, transitorio o permanente, tanto che abbiamo dovuto abbandonare la trattazione sistematica dei circuiti da cui eravamo partiti, per non incorrere in calcoli lunghi e fastidiosi.

Così abbiamo dovuto limitarci (se si può parlare di limitazione) a riportare procedimenti e formule generali, lasciando al lettore la cura di effettuare quelle pratiche applicazioni che particolarmente lo interessino.

Malgrado le limitazioni che, per primi, noi stessi riscontriamo in questo lavoro, speriamo che esso non sia del tutto inutile: se non altro se esso invoglierà qualche lettore ad affrontare, su trattazioni migliori e più esaurienti di questa, quei casi complessi che tanta importanza hanno ormai in tutte le applicazioni più recenti della radiotecnica: televisione, modulazione di frequenza, modulazione ad impulso, tecnica radar: tutti campi in cui lo studio dei circuiti a regime qualunque (transitorio, o permanente non sinusoidale) riveste il carattere di necessità, e non, come taluno potrebbe credere, di semplice curiosità matematica.

## APPENDICE D

### Calcolo dei coefficienti $\omega_{0tr}$ , $C_r$ , $\omega_{0tz}$ .

In base alle definizioni date in 2.4 il calcolo di  $\omega_{0tr}$  si effettua determinando il tempo necessario perchè la funzione caratteristica del circuito esaminato raggiunga il suo massimo assoluto, o anche, con poca differenza, perchè l'involuppo  $K$  della funzione caratteristica stessa raggiunga il suo massimo assoluto (generalmente unico).

Per determinare i massimi di una funzione occorre annullare la derivata prima, e verificare quali sono tra i punti di zero così trovati, quelli in cui la derivata seconda è negativa. Nel nostro caso questa verifica non è necessaria, perchè è facile stabilire a priori se i pun-

ti di zero trovati corrispondono o no ad un massimo.

Per quanto riguarda la determinazione di  $C_r$  è sufficiente, per effettuarla, sostituire nella funzione caratteristica il valore di  $t_r$ : infatti è, per definizione,  $C_r = K(t_r)$ .

Infine la determinazione di  $t_z$  si compie risolvendo l'equazione  $\bar{K}(t_z) = K(t_r)/e^2$ , dove con  $\bar{K}(t_z)$  si è indicato il valore che l'involuppo della funzione  $\bar{K}(t)$  assume per  $t = t_z$ . La considerazione della funzione involuppo  $\bar{K}$  è necessaria per il calcolo di  $t_r$  e di  $t_z$ , quando la  $K$  contiene a fattore una funzione circolare.

a) Circuiti LR, CR; funzione  $K_1(t)$  (vedi formula [2.7 a]).

Si ha ovviamente:

$$\boxed{t_r/T = 0; \quad C_r = 1; \quad t_z/T = 2} \quad [2.3]$$

b) Circuiti LR, CR; funzione  $K_2(t)$  (vedi formula [2.7 b]).

Si ha ancora immediatamente:

$$\boxed{t_r/T = \infty; \quad C_r = 1} \quad [2.35]$$

mentre è ovvio che non è possibile parlare in questo caso di coefficiente di estinzione  $t_z/T$  nel senso già definito, essendo  $t_r/T = \infty$ . Definiremo però ancora un coefficiente di salita  $t_s/T$ , legato al tempo necessario perchè la funzione  $K_2(t)$  raggiunga il valore  $C_r - (1/e^2) = 1 - (1/e^2)$ . Si ha allora  $1 - e^{-t_s/T} = 1 - (1/e^2)$ , e quindi:

$$\boxed{t_s/T = 2} \quad [2.36]$$

c) Circuiti LCR in parallelo e di accoppiamento:  $Q_0 \leq 1/2$ ; funzione  $K_3'(t)$ , (vedi formule [2.18] e [2.18']).

Derivando la [2.18'], eguagliando a zero la derivata, e ricordando le proprietà delle funzioni iperboliche si ricava con semplici calcoli la relazione:

$$\text{tanh } \omega_0' t_r = 2Q_0' \quad [2.37]$$

da cui tenuto conto delle relazioni tra  $\omega_0$ ,  $Q_0$ , e  $\omega_0'$ ,  $Q_0'$  si ricava:

$$\boxed{\omega_0 t_r = \frac{1}{\sqrt{(1/4 Q_0^2) - 1}} \cdot \text{Artangh } 2 Q_0 \sqrt{(1/4 Q_0^2) - 1}} \quad [2.38]$$

Nel caso di  $Q_0 \ll 1/2$ , ricordando che

$$\text{Artangh}(1 - 2x) = 1/2 \ln(1/x - 1)$$

e trascurando i termini contenenti potenze di  $Q_0$  superiori alla prima, si ricava facilmente

$$\boxed{\omega_0 t_r \doteq -2Q_0 \ln Q_0} \quad [2.38']$$

Il calcolo di  $C_r$  si effettua sostituendo questo valore di  $\omega_0 t_r$  nella [2.18']. Ricordando che per le funzioni iperboliche vale la relazione

$$\text{senh } \varphi = \text{tanh } \varphi / \sqrt{1 - \text{tanh}^2 \varphi}$$

si ricava allora dalla [2.18'], tenendo conto delle [2.37], [2.38']:

$$\boxed{\gamma C_r = 1/Q_0 \cdot e^{-\frac{\text{Artangh } \sqrt{1 - 4 Q_0^2}}{\sqrt{1 - 4 Q_0^2}}}} \quad [2.39]$$

Per il calcolo di  $\omega_0 t_z$  è conveniente servirsi della espressione approssimata [2.18], piuttosto che di quella esatta [2.18']; inoltre essendo  $Q_0 \leq 1$  si può, nella [2.18] trascurare il secondo termine esponenziale rispetto al primo.

Si ottiene così facilmente, risolvendo l'equazione trascendente  $\bar{K}_3'(\omega_0 t_z) = C_r/e^2$ , e osservando che in questo caso si ha  $\bar{K}_3' \equiv K_3'$

$$\omega_0 t_z = 2/Q_0 + (\ln Q_0) Q_0 + \frac{\text{Artgh } \sqrt{1 - 4 Q_0^2}}{Q_0 \sqrt{1 - 4 Q_0^2}} \quad [2.40]$$

D'altra parte è noto che si ha, per qualunque valore di  $x$

$$\ln x = -\text{Artangh}(1 - x^2)/(1 + x^2)$$

e poichè il terzo termine della [2.40] si può scrivere, per  $Q_0 \ll 1$ :

$$\frac{1}{Q_0} (1 - 2 Q_0^2) \text{Artangh}(1 - 2 Q_0^2) \doteq \frac{1}{Q_0} \text{Artangh}(1 - Q_0^2)/(1 + Q_0^2) \doteq -\ln Q_0/Q_0$$

si vede che si ha, con buona approssimazione, per  $Q \leq 0,5$ :

$$\boxed{\omega_0 t_z \doteq 2/Q_0} \quad [2.41]$$

A questa formula si poteva giungere molto rapidamente, partendo dalla [2.18], trascurando in questa il secondo esponenziale, come si è fatto in precedenza, e ponendo anche  $C_r = 1$ ; cioè risolvendo la equazione

$$\frac{-\omega_0 Q_0 t_z}{e} = e$$

In questo caso però la seconda ipotesi sarebbe parea assai discutibile.

Passiamo ora al caso dei

d) Circuiti LCR serie e parallelo:  $Q_0 \gg 1/2$  funzione  $K_3''(t)$ , (vedi formula [2.19]).

Si vede immediatamente che in questo caso le formule che danno  $\omega_0' t_r$ ,  $\omega_0 t_r$  e  $C_r$  si ottengono dalle [2.37], [2.38], [2.39] sostituendo  $1 - (1/4Q_0^2)$  a  $(1/4Q_0^2) - 1$ ; e  $4Q_0^2 - 1$  a

$1 - 4Q_0^2$ , nonchè le funzioni circolari alle iperboliche. Si ha dunque:

$$\text{tang } \omega_0 t_r = 2Q_0' \quad [2.42]$$

$$\omega_0 t_r = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q_0^2}}} \cdot \arctang 2Q_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q_0^2}} \quad [2.43]$$

che per  $Q_0 \gg 1$  diviene

$$\omega_0 t_r \doteq 1,750$$

mentre per  $\gamma C_r$  si ha

$$\gamma C_r = 1/Q_0 e^{-\frac{\text{artang } \sqrt{4Q_0^2 - 1}}{\sqrt{4Q_0^2 - 1}}} \quad [2.44]$$

Per il coefficiente di estinzione  $\omega_0 t_z$  si ottiene facilmente, procedendo come si è fatto in e):

$$\omega_0 t_z = 2Q_0 \left( 2 - \ln \sqrt{1 - \frac{1}{4Q_0^2}} \right) + 2Q_0 \frac{\text{artang } \sqrt{4Q_0^2 - 1}}{\sqrt{4Q_0^2 - 1}} \quad [2.45]$$

che per  $Q_0 \gg 1$  diviene

$$\omega_0 t_z \doteq 4Q_0 + \pi/2 \quad [2.46]$$

e) **Circuiti LCR e di accoppiamento:**  $Q_0 = 1/2$ : funzione  $K_3'''(t)$  (vedi formula [2.20]).

Col solito metodo si ricava la condizione

$$-\omega_0 t_r e^{-\omega_0 t_r} (1 - \omega_0 t_r) = 0$$

da cui

$$\omega_0 t_r = 1 \quad [2.47]$$

ricordando che si ha  $\gamma = 1$  per i circuiti LC, e, in questo caso di  $Q = Q_{\max} = 1/2$ ,  $\gamma = 2$  per i circuiti di accoppiamento, si ha poi

$$C_r = 2/e \doteq 0,736$$

$$C_r' = 1/e \doteq 0,368 \quad [2.48]$$

Per quanto riguarda  $\omega_0 t_z$  si ha poi in entrambi i casi

$$-\omega_0 t_z e^{-\omega_0 t_z} = 1/e^3$$

che ammette una prima soluzione  $\omega_0 t_z' \ll 1$ , e una seconda  $\omega_0 t_z'' \doteq 4,5$ .

La soluzione da scegliere è quella che da  $t_z > t_r$ , cioè:

$$\omega_0 t_z \doteq 4,5 \quad [2.49]$$

f) **Filtro di banda:**  $Q_1 \neq Q_2$  (vedi formula [2.26]).

Dalla funzione  $\bar{K}_4(t) = K_4(t)/\cos \omega_0 t$  si ricava al solito la condizione di massimo

$$-\frac{r}{1+r} \frac{\omega_0 t_r}{Q} - \frac{-1}{1+r} \frac{\omega_0 t_r}{Q} - \frac{r}{1+r} e^{-\frac{r}{1+r} \omega_0 t_r} + \frac{1}{1+r} e^{-\frac{1}{1+r} \omega_0 t_r} = 0$$

da cui si deduce la condizione:

$$\omega_0 t_r = Q \frac{r+1}{r-1} \ln r \quad [2.50]$$

dove ricordiamo che si ha  $Q = 2Q_1 Q_2 / (Q_1 + Q_2)$ .

Sostituendo la [2.50] nella [2.26] si ottiene:

$$C_r = 1/Q (1+r)/(1-r) \left( e^{-\frac{r(1+r)}{1-r} \omega_0 t_r} - e^{-\frac{1}{1-r} \omega_0 t_r} \right)$$

che può anche scriversi

$$Q C_r = (1+r)/(1-r) (r^r (1-r) - r^{1/(1-r)}) \quad [2.51]$$

Per ricavare  $\omega_0 t_z$  occorre al solito risolvere l'equazione  $\bar{K}_4(t_z) = C_r/e^2$ , che, posto  $\omega_0 t_z/Q = x$  equivale alla

$$e^{-\frac{r(1+r)}{1-r} x} - e^{-\frac{1}{1-r} x} = \frac{1}{e^2} \left( r^{\frac{r}{1-r}} - r^{\frac{1}{1-r}} \right) = (1/e^2) f(r)$$

Per  $r \leq 5$  si verifica facilmente che si può porre, con ottima approssimazione  $r = e^{2f(r)}$  e quindi anche

$$f(r) = -(1/3) \ln r$$

Inoltre, per  $1,5 \leq r \leq 5$ , e per  $x \geq 5$ , si ha sempre

$$e^{-\frac{r(1+r)}{1-r} x} \leq e^{-(1/(1+r)) x}$$

La [2.53] si riduce quindi alla

$$-\frac{1}{1+r} x = (1/3e^2) \ln r$$

la cui soluzione è:

$$(\omega_0 t_z/Q) = x \doteq (1+r) (3,1 - \ln \ln r) \quad [2.52]$$

valida beninteso nell'intervallo  $1,5 \leq r \leq 5$ . g) **Filtro di banda:**  $Q_1 = Q_2 = Q$ : vedi formula [2.30].

Per  $Q_1 = Q_2 = Q$  osserviamo che la [2.30] può scriversi:

$$Q K_4'(t)/\cos \omega_0 t = -(2 \omega_0 t/2Q) e^{-\omega_0 t/2Q}$$

che è analoga alla [2.20], salvo la sostituzione di  $-QK_4'/\cos \omega_0 t$  al posto di  $(\gamma/2) K_3'''(t)$ , e di  $\omega_0 t/2Q$  al posto di  $\omega_0 t$ .

Tenuto conto di questo si ricava immediatamente, analogamente a quanto si è visto in e):

$$C_r \doteq 0,736/Q; \omega_0 t_r = 2Q$$

$$\omega_0 t_z/Q \doteq 9 \quad [2.53]$$

- 1) A. ASTA: *Lo studio dei transitori simmetrici nelle macchine sincrone mediante gli operatori di Heaviside*. - « Rend. AEI », 1934, pag. 73.
- 2) S. TREVES: *Fondamenti della teoria dei fenomeni transitori nelle comunicazioni elettriche*. - « Rend. AEI », 1934, pag. 397.
- 3) G. COCCI: *Studio di involuppi con metodi operazionali - Applicazione alla determinazione delle proprietà selettive di ricevitori rispetto a perturbazioni non periodiche*. - « Rend. AEI », 1934, pag. 415.
- 4) C. W. CARNAHAN: *The Steady - State response of a network to a periodic driving force of arbitrary shape, and applications to television circuits*. - « Proc. IRE », vol. 23, pag. 1393-1404, nov. 1935.
- 5) GILBERT SWIFT: *Amplifier Testing by means of Square Waves*. - Communications Febb. 1939, pag. 22-26.
- 6) H. KÖHLER: *Die Eignung von Widerstand-verstärken zur Verstärkung von Gleichspannungs - Impulsen*. - « ENT », 1941 maggio, pag. 97.
- 7) NATHAN MARCHAND: *The response of electrical networks to non sinusoidal periodic waves*. - « Proc. IRE », vol. 29, pagg. 330-333, giugno 1941.
- 8) J. HAANTJES: *L'appréciation d'un amplificateur a l'aide de la caractéristique discontinue*. - « Rev. Tech. Philips », luglio 1941.
- 9) E. W. HAMLIN: *The response of a network to an arbitrary periodic driving force*. - « Jour. Frank. Inst. », vol. 233, pagg. 257-270, marzo 1942.
- 10) D. L. WAIDELICH: *The steady - state response of circuits*. - « Communications » vol. 23, pagg. 30-36, aprile 1943.
- 11) D. L. WAIDELICH: *Steady - state Testing with Saw-Tooth Waves*. - « Proc. IRE », vol. 32, pagg. 339-348, giugno 1944.
- 12) D. L. WAIDELICH: *The Steady - State operational Calculus*. - « Proc. IRE », vol. 34, pagg. 78 P-83 P, febbraio 1946.

# CONSIDERAZIONI SUL CIRCUITO A DOPPIA CONVERSIONE DI FREQUENZA

Mario Santoro

Class. Dec. R. 361.23



*Viene discussa la attuazione di un circuito con due stadi di conversione di frequenza e viene dimostrato come, con tale circuito, si ottengono i migliori allineamenti, pur avendosi sensibilità all'immagine e stabilità uguali a quelle di una normale supereterodina*

L'attuazione del comando unico nelle normali supereterodine (1) consente di ottenere allineamenti che, allo stato attuale della tecnica, e nella maggior parte dei casi, possono ritenersi soddisfacenti.

L'unico artificio attuabile per ridurre alquanto l'entità consiste, nel caso di ricevitori a più gamme di frequenza — nei quali per note considerazioni non si può operare praticamente la speciale sagomatura dei condensatori variabili, — nell'usare un condensatore di compensazione in serie nel circuito di accordo del segnale in arrivo (2).

Con tale artificio si può conseguire una riduzione del 20% circa nei disallineamenti, nel caso in cui le induttanze dei circuiti di accordo a radiofrequenza e dell'oscillatore siano determinate con i noti metodi. Se invece i valori effettivi delle induttanze non sono quelli teoricamente determinati, il vantaggio conseguente all'uso del condensatore di compensazione in serie, oltre che nel circuito dell'oscillatore locale, anche per il circuito di accordo a radiofrequenza, avviene ancora più sensibile in quanto si rende possibile variare la frequenza centrale di allineamento fino al raggiungimento di quel valore per il quale i disallineamenti risultano minimi.

Implicitamente è stato dimostrato (3) che i disallineamenti percentuali esistenti nella attuazione del comando unico in una normale supereterodina sono funzione, oltre che della ampiezza della gamma di frequenze da ricevere (rapporto fra le frequenze massima e minima), del valore assoluto delle frequenze stesse o,

in altri termini, del valore di frequenza intermedia adoperata. Infatti per un determinato valore di quest'ultima i disallineamenti percentuali sono tanto più bassi quanto più elevate sono le frequenze da ricevere e quanto più stretta è la gamma di tali frequenze, mentre per una determinata ampiezza di tale gamma i disallineamenti sono tanto più bassi, quanto minore è il valore di frequenza intermedia adoperata. Si è inoltre potuto constatare che nella normale attuazione del comando unico, per un determinato valore di frequenza intermedia e di ampiezza di gamma, l'entità numerica dei disallineamenti (valore assoluto delle differenze fra la frequenza di funzionamento dell'oscillatore locale e la somma — o la differenza — delle frequenze del segnale in arrivo e di accordo dei trasformatori di media frequenza) si mantiene quasi costante per le varie gamme di frequenze sicchè i disallineamenti percentuali risultano quasi inversamente proporzionali — ad esempio — alla frequenza centrale della gamma di frequenze da ricevere (4).

Quest'ultima considerazione suggerisce una applicazione che consente, in linea teorica, di conseguire una riduzione dei disallineamenti percentuali — che come è noto influenzano la sensibilità, la selettività ed il rapporto d'immagine di una supereterodina — operando la moltiplicazione delle frequenze della gamma di segnali da ricevere, pur lasciandone inalterata l'ampiezza.

(4) In effetti per una gamma di ampiezza 3 e per una frequenza intermedia avente il valore di 350 kHz, nella gamma delle onde medie (500-1500 kHz) si ha un disallineamento, calcolato teoricamente, il cui valore assoluto è di 2,3 kHz al limite inferiore della gamma. Nella gamma delle onde corte (5-15 MHz) tale disallineamento, allo stesso limite di gamma, è di 3,7 kHz mentre per una gamma intermedia (1500-4500 kHz) lo stesso disallineamento è di 3,4 kHz.

(1) M. SANTORO - *Il comando unico delle supereterodine*. A. F. 1938, VII - pag. 740.

(2) M. SANTORO - *Nuove considerazioni sul comando unico delle supereterodine*. A. F. 1940, IX - pag. 213.

(3) *Loc. cit.* note (1) e (2).

Il circuito che consente di conseguire tale risultato è quello indicato schematicamente dalla fig. 1. Esso risulta costituito da due stadi di conversione di frequenza: nel primo si esegue il battimento fra il segnale da ricevere, la cui frequenza indichiamo con  $f_3$ , e la tensione generata da un primo oscillatore locale funzionante sulla frequenza  $f_4$ .

Si generano così le due frequenze  $f_3 \pm f_4$  una delle quali, ad esempio  $f_3 + f_4$ , dopo essere stata selezionata dall'altra frequenza  $f_3 - f_4$  a mezzo di un circuito accordato su  $f_1 = f_3 + f_4$ , batte successivamente con la tensione erogata da un secondo oscillatore locale funzionante sulla frequenza  $f_2$ .

Si ottengono così le due frequenze

$$f_0 = f_2 \pm (f_3 + f_4).$$

Su una di tali due frequenze, ad esempio su  $f_2 - (f_3 + f_4)$  vengono accordati i trasformatori a frequenza intermedia.

La condizione perchè i disallineamenti per-

sono attuati secondo il medesimo schema della fig. 2, la condizione può ritenersi effettivamente soddisfatta. Naturalmente il circuito oscillatorio del secondo stadio di conversione deve venir attuato secondo uno dei due schemi delle figure 3 e 4, fra loro equivalenti.

Vediamo ora la attuazione del comando unico.

Siano  $m$ ,  $n$  i valori di capacità massima e minima del condensatore variabile;

$L_1$  l'induttanza del circuito di accoppiamento fra i due stadi di conversione di frequenza;

$L_2$  l'induttanza del circuito oscillatorio del secondo stadio di conversione;

$L_3$  l'induttanza del circuito selettore del segnale in arrivo;

$L_4$  l'induttanza del circuito oscillatorio del primo stadio di conversione.

Siano inoltre  $C_{a1}$ ,  $C_{a3}$ ,  $C_{a4}$  i rispettivi valori della capacità del condensatore di compensazione in parallelo.

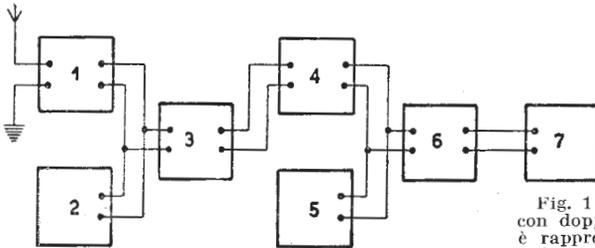


Fig. 1 - Schema di principio di un ricevitore con doppia conversione di frequenza, in cui si è rappresentato con:

- 1 il circuito di entrata accordato su  $f_3$
- 2 il circuito oscillatorio, funzionante su  $f_4$
- 3 il circuito mescolatore
- 4 il circuito di accoppiamento, accordato su  $f_1$
- 5 il circuito oscillatorio, funzionante su  $f_2$
- 6 il circuito mescolatore
- 7 il circuito di amplificazione a frequenza intermedia  $f_0$

centuali risultino minimi è data, come si è già detto, dall'essere  $f_1$  ed  $f_2$  i più alti possibili e quindi, essendo

$$\begin{aligned} f_1 &= f_3 + f_4, \\ f_2 &= f_2 - f_1, \end{aligned}$$

deve pure risultare assai elevata la frequenza  $f_4$ .

Ovviamente i disallineamenti più bassi corrispondono alla attuazione per cui le frequenze dei circuiti  $f_3$ ,  $f_4$  ed  $f_1$  risultano fra loro proporzionali. In tal modo il primo stadio di conversione di frequenza non ha teoricamente disallineamento alcuno.

Infatti si supponga

$$f_4 = \tau f_3;$$

risulta allora

$$f_1 = (\tau + 1) f_3$$

e se i circuiti selettori del segnale in arrivo, oscillatorio del primo stadio di conversione, e di accoppiamento fra i due stadi di conversione

Per il circuito selettore del segnale in arrivo sarà: (5)

$$\begin{aligned} L_3 &= \frac{a^2 - b^2}{4 \pi^2 a^2 b^2 (m - n)}, \\ C_{a3} &= \frac{b^2 m - a^2 n}{a^2 - b^2}. \end{aligned}$$

Stabiliamo per esempio, per  $f_4/f_3 = \tau$ , il valore 1, ossia supponiamo che l'oscillatore locale del primo stadio di conversione di frequenza funzioni su una frequenza uguale a quella del segnale di entrata. Sarà allora

$$\begin{aligned} L_4 &= \frac{a^2 - b^2}{4 \pi^2 a^2 b^2 (m - n)} = L_3, \\ C_{a4} &= \frac{b^2 m - a^2 n}{a^2 - b^2} = C_{a3}. \end{aligned}$$

(5) Loc. cit. nota (1) pag. 742.

Nel caso più generale invece, per un rapporto  $\tau$  diverso dall'unità, si avrà

$$L_4 = \frac{\tau^2 (a^2 - b^2)}{4 \pi^2 \tau^4 a^2 b^2 (m - n)} = \frac{a^2 - b^2}{4 \pi^2 \tau^2 a^2 b^2 (m - n)}$$

$$C_{a4} = \frac{\tau^2 (b^2 m - a^2 n)}{\tau^2 (a^2 - b^2)} = C_{a3}.$$

Poichè il circuito di accoppiamento fra il primo e il secondo stadio di conversione di frequenza deve funzionare fra le frequenze estreme  $(\tau+1)a$  e  $(\tau+1)b$ , i valori degli elementi costituenti tale circuito saranno definiti da

$$L_1 = \frac{(\tau+1)^2 (a^2 - b^2)}{4 \pi^2 (\tau+1)^4 a^2 b^2 (m - n)} = \frac{a^2 - b^2}{4 \pi^2 (\tau+1)^2 a^2 b^2 (m - n)},$$

Le tre capacità  $x, y, z$ , del condensatore variabile, corrispondenti alle tre frequenze di allineamento, verranno determinate in base alle relazioni

$$x + C_{a1} = \frac{(\tau+1)^2 a^2}{(\tau+1)^2 (b^2 \sqrt{ab}/2)^{2/3}} = \frac{a^2}{\sqrt[3]{ab^5/2}}$$

$$n + C_{a1} = \frac{(\tau+1)^2 a^2}{(\tau+1)^2 ab} = \frac{a}{b}$$

$$y + C_{a1} = \frac{(\tau+1)^2 a^2}{(\tau+1)^2 (a^2 \sqrt{2ab})^{2/3}} = \frac{a}{\sqrt[3]{2a^2 b}}$$

Dalla prima di queste si ricava

$$x = \frac{a^2}{\sqrt[3]{ab^5/2}} (n + C_a) - C_a$$

e tenendo presente il valore di  $C_a$  precedentemente ottenuto, si ha:

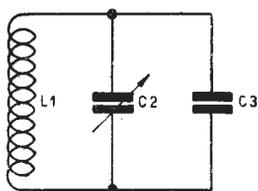


Fig. 2 - Forma tipica del circuito di accordo e radiofrequenza.

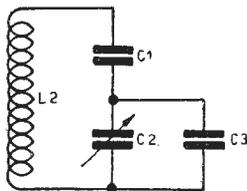


Fig. 3 - Primo tipo di circuito per oscillatore locale.

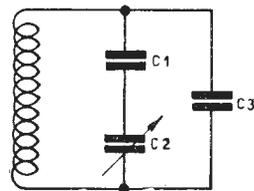


Fig. 4 - Secondo tipo di circuito per oscillatore locale.

$$C_{a1} = \frac{(\tau+1)^2 (b^2 m - a^2 n)}{(\tau+1)^2 (a^2 - b^2)} = \frac{b^2 m - a^2 n}{a^2 - b^2} = C_{a4} = C_{a3}.$$

Per la determinazione degli elementi costituenti il circuito oscillatorio del secondo stadio di conversione, incominciamo col calcolare le frequenze di allineamento. Esse sono definite da:

$$\alpha - f_0 = \sqrt[3]{\frac{(\tau+1)^2 a b}{(\tau+1)^2 b^2}} = \sqrt[3]{\frac{(\tau+1)^2 ab}{2}}$$

$$\gamma - f_0 = (\tau+1) \sqrt[3]{\frac{b^2 \sqrt{ab/2}}{a^2 \sqrt{2ab}}}$$

(6) Loc. cit. nota (1) pag. 745.

$$x = \frac{b^2 m - a^2 n}{a^2 - b^2} \left\{ \frac{a^2}{\sqrt[3]{ab^5/2}} - 1 \right\} + \frac{a^2}{\sqrt[3]{ab^5/2}} n$$

Analogamente

$$y = \frac{a/b (n + C_a) - C_a}{ab (m - n) - (b^2 m - a^2 n)} = \frac{a}{a^2 - b^2}$$

ed infine

$$z = \left( \frac{a}{\sqrt[3]{2 a^2 b}} - 1 \right) C_a + \frac{a}{\sqrt[3]{2 a^2 b}} n = \left\{ \frac{a}{\sqrt[3]{2 a^2 b}} - 1 \right\} \frac{b^2 m - a^2 n}{a^2 - b^2} + \frac{a}{\sqrt[3]{2 a^2 b}} n$$

Determinati così i valori delle capacità  $x, y, z$ , corrispondenti alle frequenze di allineamento, valori identici a quelli che si avrebbero se il circuito di accoppiamento fra il primo e secondo stadio di conversione dovesse accor-

dare la gamma di frequenza da  $a$  a  $b$  anziché da  $(\tau+1)a$  a  $(\tau+1)b$ , possiamo determinare gli elementi costituenti il circuito oscillatorio del secondo stadio di conversione. Essi verranno determinati in base alle relazioni: (7)

$$C_3 = \frac{x\alpha^2 (y-z) - y\beta^2 (x-z) - z\gamma^2 (x-y)}{(x-z)\beta^2 - (y-z)\alpha^2 - (x-y)\gamma^2}$$

$$C_1 = \frac{(x+C_3)(y+C_3)(1-\beta^2/\alpha^2)}{(y+C_3)\beta^2/\alpha^2 - (x+C_3)}$$

$$L_2 = \frac{C_1 + x + C_3}{4\pi^2\alpha^2 C_1(x+C_3)}$$

Risultano in tal modo determinati nel loro valore tutti i vari elementi che costituiscono i due circuiti di conversione di frequenza del dispositivo illustrato della figura 1.

$$\begin{aligned} \text{Si ha allora: } L_3 &= 240,27 \mu\text{H}, \\ C_3 &= 21,875 \mu\mu\text{F}. \end{aligned}$$

Per il circuito oscillatorio del primo stadio di conversione, essendo  $\tau = 2$ , si ha:

$$\begin{aligned} L_4 &= 60,067 \mu\text{H}, \\ C_4 &= 21,875 \mu\mu\text{F}. \end{aligned}$$

Per il circuito di accoppiamento fra il primo e secondo stadio di conversione si ha:

$$\begin{aligned} L_1 &= 26,696 \mu\text{H}, \\ C &= 21,875 \mu\mu\text{F}. \end{aligned}$$

Le frequenze di allineamento sono

$$\begin{aligned} \alpha - f_0 &= 1604,9 \text{ kHz}; \\ \beta - f_0 &= 2598,1 \text{ kHz}; \\ \gamma - f_0 &= 4205,9 \text{ kHz}. \end{aligned}$$

e quindi risultano:

$$\begin{aligned} \alpha &= 1954,9 \text{ kHz}; \\ \beta &= 2948,1 \text{ kHz}; \\ \gamma &= 4555,9 \text{ kHz}. \end{aligned}$$

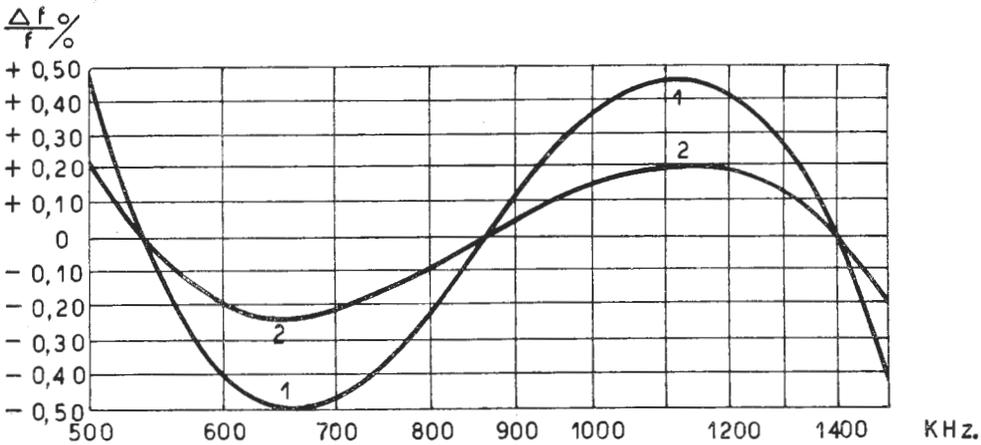


Fig. 5 - Disallineamenti ottenibili con la normale supereterodina (curva 1) e con la supereterodina a doppia conversione di frequenza (curva 2).

Un esempio sarà utile per confermare quanto precedentemente detto e come guida alle altre considerazioni che seguono.

La gamma di frequenze da ricevere si estenda da 500 a 1500 kHz. La frequenza di funzionamento dell'oscillatore del primo stadio di conversione si estenda da 1000 a 3000 kHz, ossia sia doppia di quella di entrata. I trasformatori a frequenza intermedia siano accordati su 350 kHz e il condensatore variabile abbia quattro sezioni uguali di capacità massima 400  $\mu\mu\text{F}$ , minima 25  $\mu\mu\text{F}$ .

I dati del circuito di entrata vengono determinati in base alle relazioni precedentemente trovate in cui sono:

$$\begin{aligned} a &= 1500 \text{ kHz}; & b &= 500 \text{ kHz}; & m &= 400 \mu\mu\text{F}; \\ n &= 25 \mu\mu\text{F}. \end{aligned}$$

Le capacità del condensatore variabile, che corrisponde alle frequenze di allineamento testè trovate, sono:

$$\begin{aligned} x &= 346,67 \mu\mu\text{F}; \\ y &= 118,75 \mu\mu\text{F}; \\ z &= 31,783 \mu\mu\text{F}. \end{aligned}$$

Sostituendo tali valori nelle relazioni che definiscono  $C_3$ ,  $C_1$  e  $L_2$  si ha:

$$\begin{aligned} C_3 &= 25,537 \mu\mu\text{F}, \\ C_1 &= 1553,3 \mu\mu\text{F}, \\ L_2 &= 22,075 \mu\text{H}. \end{aligned}$$

I disallineamenti che ne risultano sono riportati nella curva 2 della fig. 5, mentre la curva 1 si riferisce ai disallineamenti ottenuti con la normale attenuazione del circuito supereterodina ad un solo stadio di conversione di frequenza.

Rimane così dimostrato che mediante il cir-

(7) Loc. cit. nota (1) pag. 743.

cuito con doppia conversione di frequenza si possono conseguire riduzioni di disallineamento per oltre il 60% rispetto ai disallineamenti che si hanno nei normali circuiti a supereterodina.

Vediamo ora quali altre particolarità presenta il circuito illustrato dalla fig. 1.

Anzitutto la stabilità della frequenza ricevuta rimane inalterata. Si supponga infatti che una causa esterna, ad esempio una variazione di temperatura, agisca sui due oscillatori apportando alla loro frequenza di funzionamento una variazione che, come è ovvio, risulta proporzionale alla frequenza stessa.

La frequenza del primo oscillatore locale varia quindi di una quantità  $\Delta f_4$  mentre quella dell'oscillatore locale del secondo stadio di conversione varia di  $\Delta f_2$ .

Le relazioni che legano le frequenze dei vari circuiti sono:

$$\begin{aligned} f_3 &= f_1 - f_4 \\ f_1 &= f_2 - f_0 \end{aligned}$$

Risulta quindi

$$f_3 = f_2 - f_0 - f_4.$$

Supponendo, come è lecito, che il valore  $f_0$  di frequenza intermedia rimanga costante, la variazione della frequenza ricevuta risulta

$$\Delta f_3 = \Delta f_2 - \Delta f_4.$$

Essendo

$$f_3 = \tau f_2,$$

si ha

$$\Delta f_3 = \frac{\Delta f_2}{\tau};$$

essendo inoltre

$$f_2 = f_1 + f_0 = (\tau + 1) f_3 + f_0,$$

risulta

$$\Delta f_3 = \frac{\Delta f_2}{\tau + 1}.$$

Poichè, per quanto si è detto, le variazioni percentuali di frequenza rimangono uguali, si ha

$$\frac{\Delta f_4}{\tau} = \frac{\Delta f_2}{\tau + 1},$$

quindi

$$\Delta f_2 = \frac{(\tau + 1) \Delta f_4}{\tau}.$$

Si ottiene allora

$$\Delta f_3 = \Delta f_2 - \Delta f_4 = \frac{\Delta f_4}{\tau},$$

ed essendo

$$f_3 = f_4 / \tau,$$

risulta che la variazione percentuale della frequenza ricevuta è uguale a quella della frequenza di funzionamento degli oscillatori locali.

Altra particolarità del circuito illustrato dalla fig. 1 sta nella distribuzione delle frequenze dei vari segnali esistenti sul circuito di accoppiamento fra primo e secondo stadio di conversione di frequenza, ossia sul circuito di entrata della normale supereterodina che segue al primo stadio di conversione di frequenza.

Riferendoci all'esempio avanti riportato, si supponga di dover ricevere un segnale avente la frequenza ad esempio di 700 kHz.

Tale segnale viene accordato dal circuito selettore del primo stadio di conversione di frequenza ed il valore di capacità del condensatore variabile è dato dalla relazione.

$$\frac{x_1 + C_a}{n + C_a} = \frac{a^2}{f^2},$$

da cui si ricava, sostituendo i valori

$$x_1 = 193,37 \mu\mu F.$$

A tale capacità corrisponde, per il circuito oscillatorio del primo stadio di conversione di frequenza, la frequenza

$$f_4 = 1400 \text{ kHz},$$

e per il circuito di accoppiamento fra primo e secondo stadio di conversione, la frequenza

$$f_1 = 2100 \text{ kHz}.$$

Supponiamo ora che si debba ricevere un altro segnale, la cui frequenza sia ad esempio di 709 kHz. La capacità del condensatore variabile, corrispondente a tale frequenza è

$$x_2 = 187,94 \mu\mu F,$$

alla quale, per il circuito di accoppiamento fra primo e secondo stadio di conversione, corrisponde la frequenza

$$f_1 = 2127 \text{ kHz}.$$

Quindi l'esatta sintonizzazione delle due radiofrequenze, che senza la doppia conversione di frequenza avrebbe richiesto uno spostamento della frequenza di accordo di 9 kHz, con la doppia conversione di frequenza richiede una variazione dell'accordo del circuito di accoppiamento fra primo e secondo stadio di conversione, di 27 kHz. Naturalmente se il segnale desiderato è interferito da un altro segnale, tale interferenza risulterà invariata anche dopo le due conversioni di frequenza.

Rimane infine da considerare la sensibilità all'immagine. Poichè la relazione che lega le varie frequenze del circuito della fig. 1 è,

$$f_3 = f_2 - f_0 - f_4,$$

e poichè le equazioni dei battimenti parziali sono nel nostro caso

$$\begin{aligned} f_3 &= f_1 \pm f_4 \\ f_1 &= f_2 \pm f_0 \end{aligned}$$

risulta

$$f_3 = f_2 \pm f_4 \pm f_0,$$

che definisce le varie frequenze che potrebbero venir ricevute. Nell'esempio da noi considerato, il circuito selettore del segnale in arrivo è accordato su

$$f_3 = f_2 - f_4 - f_0$$

e le frequenze immagini distano da tale frequenza di accordo l'una per  $2f_4$ , l'altra per  $2f_0$ , e un'altra ancora per  $2f_4 + 2f_0$ . Poichè però è  $f_4 \gg f_0$  la frequenza immagine ricevibile rimane quasi solamente la frequenza

$$f_3 = f_2 - f_4 + f_0$$

cioè si ha praticamente un'immagine uguale a quella dei normali circuiti a supereterodina con un solo stadio di conversione di frequenza.

**FORNI ELETTRONICI PER  
RISCALDAMENTO DIELETTRICO**

**MAGNETI  
MARELLI**



**FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI-MILANO**

Class. Dec. R. 720 (R 381.22)



*Fig. 1 - Ispezione ottica della carta in aggiunta a quella microscopica sulla formazione della fibra.*

Alcuni secoli fa, quando i nostri predecessori scopersero che potevano usare la corteccia degli alberi quale mezzo per conservare i loro pensieri, difficilmente avrebbero potuto immaginarsi che un giorno, nell'attuale nostra progredita civiltà, sarebbe stato possibile produrre un foglio di carta di un ordito perfettissimo e di tale sottigliezza da avere uno spessore inferiore ad un quinto di un capello umano.

A merito dei nostri antenati dobbiamo aggiungere che per il vasto pubblico di oggi la maggior parte dei dispositivi tecnici incorporati negli apparecchi radio o televisivi costituiscono ancora un mistero allo stesso modo di come lo rappresenterebbero per lo scriba egiziano da lungo tempo estinto. Perciò se l'uomo della strada chiede: «Carta per condensatori? che cosa è ciò?» quelli che di noi sono impegnati in una quotidiana lotta con i problemi di questa produzione non devono essere turbati.

La materia «carta per condensatori» può essere capita più facilmente se viene considerata in due fasi distinte, primo, il suo sviluppo come il più sottile prodotto ottenuto nel campo della produzione cartacea, secondo, la sua metamorfosi in un materiale dielettrico.

La carta per condensatori deriva il suo nome da un oggetto tanto vitale e tanto vario nelle sue applicazioni che non vi è bisogno di spiegazioni a questo proposito. Una delle prime, e certamente una delle più importanti applicazioni della carta per condensatori è stata realizzata nell'equipaggiamento telefonico. Ci si accorse che per ragioni economiche, la carta avrebbe dovuto essere la più sottile e la più pura che fosse ottenibile. Essa divenne quindi un problema di quei produttori che erano specializzati nelle carte di peso leggero.

La levigatezza dell'ordito e l'assenza o presenza di forellini venivano constatate per mezzo dell'ispezione visiva. Per ciò la determinazione se la carta per condensatori fosse buona era decisione piuttosto soggettiva anziché scientifica. Spesso la valutazione della qualità dipendeva più dall'intensità della luce mantenuta dietro la carta durante l'ispezione che dal sudore e dall'impegno del sovrintendente a questa operazione. La carta è ancora esaminata in questo modo, come da fig. 1, ma presso la Schweitzer Paper Company, di New York, da cui sono state prese le seguenti fotografie, la produzione è controllata da prove chimiche e fisiche continue, eseguite nel laboratorio.



Fig. 2 - In alto il bollitore che viene vuotato nel lavatoio inferiore nel quale le impurità vengono eliminate.

E' stata fatta menzione della purezza della carta. Anche qui l'occhio ebbe un ruolo più importante dell'operazione tecnica. Le macchie scure erano contate e la carta era accettata o respinta a seconda dell'umore del momento, sebbene un po' più tardi si adottassero prove chimiche per scoprire le macchie insidiose causate dal ferro o dalla ruggine. Il numero di tali macchie che veniva tollerato per ogni piede quadrato di carta, variava altrettanto considerevolmente che per i metodi di prova usati.

Più tardi fu adottato il metodo di sottoporre a prova la carta per condensatori suscettibile di avere particelle conduttrici, usando un rullo o una lastra e così si ebbe la possibilità di usare dei mezzi ben più esatti per determinare questa importante impurità delle carte per isolamenti. Un esame microscopico delle particelle oscure, dimostrò in maniera abbastanza sorprendente che il 90% di esse erano di carbone, e pertanto non erano mai state indicate dalle prove indirizzate a ricercare solo le particelle metalliche.

**Materiali e loro preparazione.** - Il problema di ottenere un foglio di carta, che può essere meglio definito, come la produzione di una struttura cartacea abbastanza uniforme nell'ordito si da presentare una

massa omogenea completamente priva di grumi e macchie, è senza dubbio il più difficile nell'arte di fare la carta, ed è veramente un'arte. Siamo abituati a pensare a metalli sottili prodotti cilindrando lastre metalliche ad alta pressione, e in generale si pensa che anche i fogli di carta sottile siano prodotti in un simile modo. Nulla più lontano dal vero, come apparirà evidente da questa relazione sui processi usati nella produzione di carta per condensatori. Se la carta deve venir prodotta da lino o stracci, la scelta di tali materiali deve essere fatta con la più grande cura. Il lino o lo straccio di cotone è scelto per la sua purezza e resistenza. Questo di solito preclude l'uso di qualsiasi cosa che non sia materiale da poco sciupato.

Gli scarti di stracci o cenci sono per prima cosa portati in un tagliastracci. Qui una lama ruotante riduce le dimensioni degli stracci a tale grandezza che essi più tardi, nelle operazioni di cottura e battitura, non possano tendere ad annodarsi. Gli stracci dopo che sono stati passati nel tagliatoio, sono, usualmente, trasportati da un convogliatore a nastro in una macchina comunemente nota come spolveratore. I tipi di spolveratore sono diversi, ma il loro scopo è sempre lo stesso.



Fig. 3 - Bollitore sferico da laboratorio e lavatoio.

L'azione di spolveramento è simile sotto molti aspetti a quella che viene eseguita quando si battono i panni di famiglia in giardino; essa ha luogo in questi apparecchi e una quantità sorprendentemente grande di polvere e sudiciume viene rimossa anche dagli stracci più nuovi in seguito a questo trattamento.

I cenci sono quindi pronti per l'operazione di cottura illustrata nella fig. 2. Bollitori speciali o cilindrici, chiamati anche marmitte, e capaci di resistere a pressioni di vapore fino a 100 libbre, sono usate per questi scopi. La loro capacità varia dalle 5 tonnellate ad alcuni modelli di recente costruzione ove è possibile cuocere 25 tonnellate di fibre in una sola volta. Nella fig. 2 si può vedere in alto una parte di un bollitore sferico, mentre la fig. 3 mostra un piccolo bollitore da laboratorio dal quale la fibra cotta è vuotata in un lavatoio.

Lo scopo della cottura è di rimuovere i materiali non cellulosi dalla massa di fibra. Le sostanze chimiche usate sono la calce o la soda caustica. Quest'ultima è preferibile poichè nella lavatura che segue all'operazione di bollitura, l'eccesso di soda caustica è molto più facilmente rimossa che la calce meno solubile. Allo stadio di cottura, il vapore è introdotto nel bollitore conte-

nente una mistura di stracci e di sostanze chimiche, con una aggiunta di acqua in quantità sufficiente per compenetrare tutti gli stracci.

Durante la prima parte della cottura il bollitore è fermo, e una apertura è aperta sulla parte superiore di esso affinchè il vapore che entra possa far uscire l'aria esistente nel bollitore. Questa è una preoccupazione necessaria per rendere al minimo le possibilità di esplosione del bollitore. Quando tutta l'aria è stata fatta uscire, l'apertura è chiusa e il bollitore viene fatto ruotare lentamente. Scopo della rotazione è di assicurare un'esatta mescolazione delle sostanze chimiche e delle fibre con il risultato di una cottura uniforme della massa. La cottura richiede dalle 10 alle 12 ore. Quindi la massa di fibre cotte viene estratta dal bollitore e trasferita in un lavatoio mostrato nel piano della fig. 2.

Il lavatoio è composto di una tinozza di cemento o di legno, contenente un cilindro con sbarre protudenti, al di sotto del quale è posta una lastra con sbarre ad un piccolo angolo di distanza dalle sbarre del cilindro. Il cilindro usualmente è abbassato fino ad una grande vicinanza alla lastra ed esegue un'azione di stracciamento sui cenci che tende a ridurre la lunghezza delle fibre e a fa-



Fig. 4 - Macchine battitrici nell'opposito reparto

cilitare l'allontanamento delle impurità contenute nella struttura degli stracci. Un tamburo cilindrico, come si può vedere a sinistra della fig. 2, è montato nella tinozza in modo che possa ruotare quando è immerso nella mistura delle fibre e dell'acqua, ed estrarre l'acqua con le impurità della cottura nella stessa velocità con cui è aggiunta acqua fresca.

La fibra è ora pronta per l'imbiancatura, se necessaria. Altrimenti la partita, come viene chiamata la fibra in queste condizioni, è gettata negli scolatoi, ove è mantenuta fino a quando è richiesta per la fase di battitura.

L'operazione di imbiancatura, è eseguita nel lavatoio o, come talvolta avviene, le fibre sono trasferite negli imbiancatoi. La struttura di un imbiancatoio è simile a quella del lavatoio, con la differenza che il cilindro e la lastra non sono necessari e che la massa viene fatta circolare nella tinozza per mezzo di una ruota a pale. L'imbiancatura può essere eseguita in differenti maniere, ma in tutti i modi, il cloro è la sostanza chimica base che viene usata. Il cloro può venire introdotto come gas, oppure mescolato con calce o caustica per formare un ipoclorito. Una volta ottenuta la bianchezza desiderata per la partita, si aggiunge acqua fresca finché l'eccesso di imbiancante non sia rimosso.

L'operazione finale di lavatura deve essere eseguita accuratamente al fine di rimuovere qualsiasi residuo di bianco che possa restare nella partita, e contaminare più tardi

la carta finita con un contenuto di cloro indesiderato.

La partita è quindi pronta per il procedimento che deve accorciare considerevolmente la lunghezza della fibra in una macchina per la battitura. Questa macchina per la battitura (fig. 4) è simile sotto ogni rispetto, al lavatoio prima descritto. La differenza tuttavia può essere meglio spiegata dicendo che la macchina per battere deve eseguire un lavoro di precisione. La posizione del cilindro rispetto alla lastra di base è controllata accuratamente e nelle fabbriche di carta più moderna questa azione di battitura è seguita visualmente, come da fig. 5, di modo che ogni carica della partita è battuta in una maniera identica.

A questo punto è importante far rilevare che sebbene la descrizione dei procedimenti eseguiti nella preparazione della partita si riferisce a fibre di cenci o di lino, negli Stati Uniti, la carta per condensatori è stata fabbricata negli ultimi anni, quasi esclusivamente con polpa di legno kraft, non sbiancata. La polpa è lavorata dai produttori di polpa fino ad un punto che il produttore di carta può passare direttamente alla macchina per la battitura senza alcun trattamento preliminare.

È importante tuttavia, per il produttore di carta per condensatori scegliere con grande cura la polpa che deve usare, poiché non tutte le polpe kraft vanno bene per produrre carte molto sottili.

La polpa deve essere forte e la fibra atta ad idratarsi nella giusta misura durante l'operazione di battitura. Questa idratazione

determina un cambiamento nella struttura della fibra, la quale ha luogo nella misura con cui la partita progressivamente si fissa fra il cilindro del battitore e la lastra di base. All'esame microscopico, la fibra appare sminuzzata in numerosissime piccole striscie che si mescolano insieme nella macchina che fa la carta per formare un foglio accettabile.

Terminato il ciclo di battitura, la partita viene rovesciata in un recipiente cui viene aggiunta acqua finchè le fibre non rappresentino più del 2% del totale della miscela. Da questo recipiente la miscela è pompata in una macchina Jordan la quale è essenzialmente un battitore concentrato, e la fibra vi riceve un ulteriore spezzettamento. Altra acqua è aggiunta e infine la miscela è pronta per la macchina che forma la carta.

**La macchina produttrice la carta** — Poichè l'assenza di particelle conducenti è una condizione essenziale per la carta da isolamenti, la miscela con la fibra e l'acqua viene passata attraverso dei centrifugatori e qui si allontanano effettivamente tutte le particelle impure poichè queste hanno un peso specifico maggiore della fibra. La macchina per fare la carta è divisa in tre sezioni: la

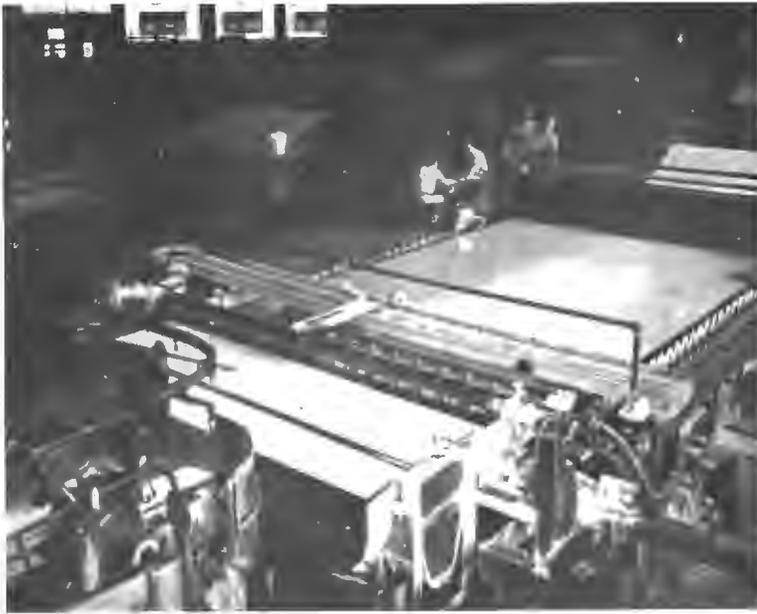
parte umida, le presse e gli asciugatoi. La parte umida che è parte essenziale della macchina produttrice la carta può essere vista nella fig. 6.

Un circolante senza fine, con un vaglio di rete di bronzo intrecciata, denominato il «cavo», riceve la miscela di fibra ed acqua dal bacino a sinistra nella fig. 6. Questa massa molto acquosa che si muove lungo il circolante, perde l'acqua attraverso i fori del «cavo» man mano che questo gira sulle ruote di sostegno. Poichè con questo metodo di estrazione dell'acqua occorrerebbe avere un «cavo» di lunghezza irragionevole, una volta che la miscela ha avuto la possibilità di assumere una forma più propria, aiutata in questo dall'azione di scuotimento impartita al «cavo», alcune scatole aspiranti poste nella parte inferiore del «cavo» estraggono una grande quantità di acqua, lasciando uno strato di fibra perfettamente formato sebbene ancora molto umido. Lo spessore della carta prodotta è controllato dalla misura in cui la partita viene introdotta nel macchinario e dal grado di velocità con cui il «cavo» lavora.

Il foglio umido, che è ora un foglio di carta, è quindi trasferito su un feltro di lana



Fig 5 - L'azione delle battitrici è individualmente registrata da strumenti.



*Fig. 6 - Fibre e carta alimentano la macchina per la produzione della carta costituita da una rete di supporto sostenuta da rulli. L'acqua viene eliminata attraverso le maglie della rete.*

che trasporta il tessuto fibroso umido attraverso delle presse le quali estraggono una altra parte di acqua per pressione. Il foglio di carta è approssimativamente asciutto per il 40% quando entra nella sezione di prosciugamento.

La sezione di prosciugamento (fig. 7) è composta di cilindri cavi riscaldati a vapore. L'umidità è rimossa progressivamente e il foglio di carta gira intorno agli asciugatori finchè alla fine della sezione di essiccazione, si ha un foglio di carta completamente asciutto. Quando la carta raggiunge la fine della sezione di asciugamento, mostrata nella fig. 7; essa viene raccolta in rotoli molto grandi. L'intera macchina per produrre la carta è così regolata che la carta dal «cavo» ai rotoli asciutti si trova in movimento sempre ad una velocità costante.

La carta per condensatori, con eccezione di quella usata nei condensatori elettrolitici, è sottoposta alla cilindatura, come mostrato nella fig. 8, per mezzo della quale il suo spessore viene sostanzialmente ridotto. Ora non rimane altro per la carta che tagliarla nelle larghezze che i clienti desiderano, come da fig. 9 e di essere passata ad una attenta ispezione prima che venga spedita dalla fabbrica alla sua destinazione in qualche miracoloso congegno elettrico.

I vari stadi della produzione di carta sopra descritti non riguardano solo la produzione di carta isolante ma anche tutti i prin-

cipali tipi di carta sottile. È interessante notare tuttavia, le variazioni di concezione che si sono attraversate prima che la carta per condensatori passasse dall'essere un semplice tipo di carta sottile in un tipo di stratificazione specificatamente isolante.

#### **L'evoluzione della carta per condensatori**

— Poichè vi sono come è noto parecchi materiali isolanti, è bene esaminare le proprietà della carta che la rendano adatta e in genere preferibile come sostanza isolante nel maggior numero di tipi di condensatori.

Poichè il costo è un importante fattore, noi troviamo che la carta è vantaggiosa dato il suo basso peso specifico e corrispondente enorme copertura per ogni libbra di materiale. Alcuni dei più sottili tipi di carta bastano per 100.000 pollici quadrati ogni libbra. Oggi il peso specifico della carta per condensatori è sottoposto a rigidi controlli di laboratorio. Questo fattore è il rapporto fra il peso asciutto in grammi per il volume in millimetri, determinato pesando un foglio di dimensioni predeterminate in una bilancia di precisione. Le specificazioni della carta per condensatori richiedono usualmente un peso specifico da 0.95 a 1.05.

Un'altra considerazione molto importante è che la carta deve essere prontamente soggetta ad impregnarsi. Questo assicura il massimo di proprietà isolanti e una aumentata capacità risultante dalle sostanze impregnanti, garantendo anche ai condensatori una

lunga vita. Per controllare questa caratteristica sono stati istituiti nei laboratori del Chrysler Building dei piccoli impianti in miniatura per condensatori.

La fig. 10 mostra un piccolo impianto per impregnazione riprodotto le condizioni standard di produzione, ove campioni di condensatori arrotolati nella macchina a destra nella fig. 11 possono venir trattati con varie miscele da impregnazione.

Gli esperimenti di laboratorio testimoniano del successo degli sforzi tesi a migliorare le proprietà isolanti della carta. Ad esempio la carta sottile è ora prodotta con quasi assoluta assenza di porosità all'aria. Questo è un altro fattore controllato in laboratorio.

Il grado di porosità è determinato dalla misura di volume d'aria che passa attraverso un singolo spessore di carta in 15 secondi, con una superficie esposta alla pressione atmosferica. In questo esperimento la carta è sigillata su un orifizio al di sotto del quale vi è un tubo contenente acqua. Allorché l'aria entra nella parte sovrastante l'acqua, attraverso la carta, l'acqua gocciola nel tubo. Così l'ammontare di aria passante attraverso la carta è misura a intervalli di 15 secondi. Le migliori qualità di carta si avvicinano alla porosità zero.

Le carte per condensatori sono state anche migliorate dall'eliminazione virtuale di materiali estranei ed ora sono anche di una grande purezza chimica.

Questo ha voluto dire sostanziali riduzioni di costo per i produttori di condensatori, e per le dimensioni meccaniche dei condensatori, poichè le carte sottili migliorate, resistono ad alte tensioni ed aumentano la capacità per pollice quadrato di foglio.

Naturalmente siccome le esigenze dei produttori di condensatori sono divenute più stringenti, per i produttori di carta per condensatori si sono aggiunti altri aggravii per poter marciare di pari passo col progresso. L'ispezione visiva da sola non è stata più sufficiente a garantire un prodotto accettabile. L'uniformità fino ad un grado considerato irraggiungibile nel passato è considerata come assoluto oggi giorno. L'intero procedimento è cambiato e il prodotto anzichè essere il risultato di un artigiano è divenuto un foglio di carta creato da un controllo scientifico inanimato. Le variazioni dovute agli errori umani sono state grandemente eliminate da un attrezzatura di prova adeguata. Uno degli assiomi della produzione di carta è sempre stata: «La carta è fatta nei battitori». Questo è ancora in gran parte

*Fig. 7 - Macchina per l'essiccazione dei rulli di carta.*





Fig. 8 - Calandra per uniformizzare o ridurre lo spessore della carta.

vero, ma mentre un tempo il risultato finale dipendeva dall'abilità dell'uomo-battitore singolo, ora la battitura controllata automaticamente, è il risultato di infiniti e pazienti esperimenti, il che ha reso possibile la produzione quotidiana di carta la cui uniformità è molto apprezzata dai produttori di condensatori.

**Applicazioni** — L'importanza di carte per condensatori come dielettrici è di origine più o meno recente. Confrontata con l'utilizzazione di carte sottili per altri scopi, essa ha una giovinezza robusta, in quanto dalle comparativamente poche migliaia di libbre all'anno richieste in un primo tempo dall'industria dei telefoni, si è passati coll'avvento della radio, a milioni di libbre all'anno.

La depressione del 1929, che ridusse tanto fortemente il volume della produzione industriale americana, produsse anche un concorrente alla carta per condensatori. Questo scellerato, personificato dal condensatore elettrolitico, causò la rovina nella riserva di caccia favorita della carta per condensatori: i condensatori di filtro degli apparecchi radio. Allora nell'importantissimo campo della carta per condensatori, i condensatori a filtro elettrolitici furono progettati per utilizzare il più economico rivestimento di carta non collata. Ma come ogni triste racconto

deve avere un lieto fine, così anche la carta riconquistò il suo terreno perduto, e oggi giorno gli elettrolitici sono prodotti con carta da condensatori specialmente preparata ed estremamente pura, la cui assorbenza è stata sviluppata ad un punto tale che ha eliminato i rivestimenti di carta non collata e ha garantito un'ulteriore economia di grande importanza.

E' ora evidente che quando parliamo della carta per condensatori noi dobbiamo recisamente differenziare fra il materiale convenzionale, e quello usato nei condensatori elettrolitici. Il procedimento della produzione di ambedue i tipi è simile, ma con una differenza notevole. Abbiamo parlato dell'importanza dell'operazione di battitura nella produzione di carta per condensatori e della precauzione presa per preparare le fibre in una certa lunghezza e idratazione. Nella produzione di carta per elettrolitici la considerazione dell'assorbenza è di primaria importanza, mentre l'azione della battitura e la riduzione della lunghezza della fibra, necessaria per la formazione di un foglio come si deve, impone la necessità di una minima idratazione. Fortunatamente per il produttore di carta, la porosità nelle carte elettrolitiche è di poca importanza, e un foglio ben stretto non è necessario. Nella preparazione

Fig. 9 - Macchina per tagliare la carta nella larghezza desiderata.



della partita, si usa allora piuttosto tagliare anziché sminuzzare la fibra, eliminando così l'idratazione che altrimenti ridurrebbe l'assorbimento della carta elettrolitica finita.

Fino a questo punto noi abbiamo trascurato un campo molto importante per la carta da condensatori, cioè la correzione del fattore di potenza.

La correzione del fattore di potenza fornisce un uso per la carta da condensatori, che è grandemente lontana dal campo delle comunicazioni.

Con l'uso di condensatori nelle linee trasportanti corrente alternata, si può ottenere un massimo di efficienza nella capacità di trasporto della corrente di una linea, poiché quasi tutta la corrente nella linea può eseguire un lavoro utile anziché avere una riduzione della propria capacità potenziale, in conseguenza del basso fattore di potenza del macchinario elettrico connesso alla linea. Dato che i condensatori di correzione del fattore di potenza operano su una corrente alternata, la carta per condensatori presenta piccole variazioni rispetto a quella usata nelle applicazioni di corrente continua ed una maggiore attenzione è data a quelle proprietà della carta che hanno una portata diretta sul fattore di potenza finale del condensatore finito di quanto è neces-

sario in connessione con altri tipi di condensatori.

Per questa ragione il nostro laboratorio produttore carta, include delle attrezzature per controllare il fattore di potenza, come si può vedere all'estrema sinistra della fig. 11.

Abbiamo così illustrato le tre principali applicazioni della carta per condensatori; condensatori a filtro, elettrolitici, e correzione del fattore di potenza. La nostra quotidiana attività ci porta sempre in contatto con qualche macchinario che prevede l'impiego di carta per condensatori e nuove applicazioni nascono a tempo accelerato.

Le carte per condensatori per elementi che non siano elettrolitici sono prodotte in spessori che partono da 0.0002" e per scopi elettrolitici da 0.001 a 0.004".

L'accenno agli spessori della carta per condensatori permette di ricordare una recente esigenza, l'importanza della quale non può essere sottovalutata. Il proiettile a prossimità considerato la massima conquista tecnica della guerra, dopo la bomba atomica, non avrebbe potuto essere stato prodotto se non fosse stato possibile fare una carta per condensatori più sottile di qualsiasi altra conosciuta. Si è dovuto produrre un foglio di carta di tale sottigliezza da esserne necessari 4.000 per fare uno spessore di un pol-



*Fig. 10 - Attrezzatura, con piccola autoclave, per la campionatura di condensatori con le carte in prova.*

lice. La sfida fu accettata e tale carta fu prodotta. Fu prodotta in realtà, senza alcun sacrificio delle varie restrizioni imposte dalle specificazioni che coprivano l'attuale carta per condensatori. Oggi, mentre la nostra Nazione (U.S.A.) passa dalle azioni di guerra alle attività di pace, attendiamo che la carta per condensatori realizzi nuove conquiste in quell'enigma che è lo sviluppo scientifico. Oggi come non mai, i produttori di carta sono in grado di affrontare qualsiasi nuova richiesta. ☉

*Fig. 11 - Da sinistra a destra. Ponte per la misura del fattore di potenza, prova di vita accelerata, avvalgitrice per condensatori.*





## MODULAZIONE DI FREQUENZA E DI FASE

Class. Dec. R 055 (R 148.3) | a cura di A. TESCARI

*Si è avuto sovente occasione, dalle colonne di questa rivista, di segnalare e sottolineare l'importanza che le ricerche bibliografiche hanno acquistato nel campo radioelettronico. È con vivo piacere, e convinti di effettuare cosa assai utile, che iniziamo, probabilmente per primi in Italia, la pubblicazione di raccolte bibliografiche approfondite, su determinati argomenti. E riteniamo non privo di interesse il fatto che tali pubblicazioni abbiano inizio con la raccolta riguardante la modulazione di frequenza, uno dei rami delle telecomunicazioni di più viva e vivace attualità.*

*Secondo questo concetto, di dare cioè al lettore uno strumento di lavoro adeguato ai suoi attuali bisogni, seguiranno presto altre raccolte fra le quali già ultimata è quella sul riscaldamento elettronico. Queste raccolte sono singolarmente affidate a specialisti di chiara fama che personalmente eseguono il coordinamento e l'aggiornamento del vasto materiale e che, quasi sempre, si sono trovati nella necessità di eseguire le relative ricerche bibliografiche nell'ambito del proprio lavoro professionale. È chiaro come ciò sia garanzia di un lavoro scrupoloso e metodico che permetterà ai lettori interessati di conseguire un notevole risparmio di tempo.*

*Queste raccolte hanno una piccola storia. Sono nate per l'iniziativa di un ristretto numero di collaboratori di T.E. che animati da amicizia e spirito pratico, hanno stabilito di creare una scheda bibliografica unificata e di curarne la compilazione nell'ambito delle singole specialità. Queste schede, redatte in più copie, vengono poi fraternamente scambiate. Come sempre succede quando si è in pochi, tre o quattro riunioni bastarono per definire il tipo di scheda, i singoli incarichi etc. e qui si possono già vedere i primi risultati di questa iniziativa.*

*Se le richieste dei lettori lo consiglieranno queste raccolte verranno anche pubblicate in estratto.*

A. P.

Ogni ramo della tecnica elettronica ormai vastissima è andato lentamente differenziandosi per assumere una propria consistenza e una fisionomia ben definita.

La modulazione di frequenza e di fase che risale per quanto concerne i suoi principi fondamentali ai primordi della Radiotecnica, al punto che chi ricerca i primi studi resta sorpreso dell'eccezionale anzianità di essi, si è recentemente arricchita dell'apporto di un rilevante numero di studi e memorie tanto nel campo teorico che in quello sperimentale.

Si è venuta creando una branca a sé stante ben definita e delimitata che, pur essendo tributaria di altri settori e strettamente collegata ad essi, può essere analizzata e divisa in modo sistematico e venire presentata allo studioso sotto un aspetto organico.

È opportuno osservare che apparirebbe più logico e conveniente pensare ad uno studio unitario con una relativa sistematica dei complessi fenomeni delle modulazioni di ogni specie e delle numerose applicazioni entro un quadro omogeneo e comparato.

In realtà sia trattati, che memorie scientifiche, che alcuni famosi indici bibliografici, ad esempio quelli del Vilbig, trattano la modulazione da un punto di vista molto generale ed unitario e non introducono suddivisioni tra i vari sistemi. Eifettivamente la modulazione è un fenomeno applicabile dovunque e comunque e non si vede ad un esame superficiale perchè si sia venuta a localizzare una particolare tecnica che comprende solo la modulazione di frequenza e di fase. La ragione sta nel fatto che oltre al procedimento che è di per sé eccezionale questi due tipi di modulazioni, per le loro particolari caratteristiche soprattutto nei riguardi della banda interessata, vengono a operare nella gamma più alta dello spettro delle radiofrequenze. Ne nasce la necessità di possedere la tecnica delle frequenze superiori a 30 MHz, di conoscere l'uso e il comportamento dei tubi relativi, di impiegare opportunamente le antenne, di sfruttare il meccanismo delle propagazioni ecc.

In tal modo il semplice fatto di modulare di frequenza (e di fase) ha dato origine a tutta una serie di studi e di applicazioni che, pur esu-

lando dal fatto della modulazione in sè e per sè, sono ad essa intimamente collegate. Non si può ormai concepire di occuparsi di questa modulazione senza pensare alle antenne Turnstile, senza prescindere dal tipo di polarizzazione usata nella propagazione, senza, ad esempio, dover risolvere problemi relativi ai tubi su frequenze molto alte.

Crediamo che i molti cultori della modulazione di fase e di frequenza che ormai conta anche il nostro paese possono essere interessati nel trovare elencata in un'unica raccolta bibliografica una gran parte degli articoli, degli studi e delle pubblicazioni comparsi sino ad ora sull'argomento. Spesso, tanto per il ricercatore, come per il progettista o il tecnico, è un compito arduo l'orientarsi su quello che è stato fatto in un certo settore. Certamente ciò costituisce una delle cose più complicate e preoccupanti almeno dal punto di vista del tempo richiesto e della quasi impossibilità di avere a disposizione le dozzine di annate delle più svariate riviste e di arrivare a consultare tutte le fonti generalmente sparse presso vari enti. Ci siamo prudentemente limitati a dire «una gran parte degli studi pubblicati» perchè riteniamo difficile riuscire a redigere una raccolta completa specie data l'attuale carenza di intere annate di scritti stranieri editi durante la guerra. Ci proponiamo di completare con successive pubblicazioni ed in base ad ulteriori arrivi questo primo elenco. Il criterio di suddivisione della materia è derivato dalla pratica corrente. Avendo dovuto personalmente esaminare molto materiale in diversi settori si è presentata spontaneamente una certa suddivisione che, in seguito, anche dopo scambi di idee con altri tecnici tra i quali l'ing. Dobner, per successivi raggruppamenti, si è andata definitivamente fissando nell'aspetto seguente:

1. Principi, fondamenti e circuiti fondamentali.
2. Ricezione Broadcasting.
3. Trasmissione Broadcasting.
4. Ricezione e trasmissione non Broadcasting.
5. Misure, strumenti, accessori.
6. Tubi elettronici per frequenze maggiori di 30 MHz.
7. Antenne e propagazione per frequenze maggiori di 30 MHz.
8. Acustica e fedeltà musicale.
9. Varie.

E' chiaro il contenuto dei primi tre gruppi. Notiamo che nel gruppo 1) sono contenute citazioni di studi matematici che, pur non avendo direttamente a che fare con le modulazioni in questione, ci forniscono la conoscenza di algoritmi assai snelli, utili ed efficaci che permettono di trattare problemi più complessi. Nei gruppi 2) e 3) è stato riunito tutto ciò che riguarda tutto e solo il broadcasting dato che solo per questa applicazione è possibile dividere nettamente la sezione trasmittente dalla ricevente. Il gruppo 4) comprende evidentemente

studi che riguardano esclusivamente le Modulazioni di Frequenza e di Fase applicate ai campi speciali. Sono da ricercarsi qui tutte le applicazioni che riguardano la Polizia, le Ferrovie, la Telefonia a frequenze vettrici per centrali elettriche, i servizi per taxi, ecc.

Nel gruppo 6) sono citati studi relativi ai tubi adottati alle frequenze superiori a 30 MHz. Riteniamo che la conoscenza particolare del comportamento dei tubi alle onde ultracorte sia indispensabile per un corretto uso di essi nei circuiti relativi alle modulazioni di frequenze e di fase.

Nel gruppo 7) sono contenute una parte dei lavori dedicati alle antenne e alla propagazione di onde ultracorte. Data la ricchezza degli studi esistenti in quel particolare settore, solo una esigua parte di essi è stata qui riunita. E' interessante notare qui il notevole contributo dei tecnici e dei ricercatori italiani.

Il gruppo 8) riporta studi concernenti l'acustica che si ritiene debba essere al tempo stesso la base di partenza e l'obbiettivo di coloro che si occupano della modulazione di frequenza, applicabile specie al Broadcasting e all'alta fedeltà musicale, ma anche ad esempio ai circuiti voce. Questo gruppo contiene anche studi di acustica del linguaggio, tecnica degli altoparlanti e dei trasduttori ad alta fedeltà.

Il gruppo 9) contiene varie pubblicazioni nel campo della normalizzazione, impiego, legislazione, alcuni studi critici e molte polemiche sull'opportunità di applicare questo sistema nella radiodiffusione circolare. Alcuni di questi articoli sono comparsi su giornali e riviste economiche o critico-letterarie o su quotidiani politici. Da questo gruppo si possono estrarre studi assai vari che servono a dare un quadro molto completo dell'argomento. Una volta superate le incertezze tecniche, l'argomento è assai dibattuto sul piano realizzativo ed economico.

La materia entro l'ambito di ogni gruppo è stata ordinata in ordine cronologico. Ciò può sembrare forse meno maneggevole di un ordinamento in ordine alfabetico o con altri criteri ma, data la preliminare suddivisione principale nei nove gruppi citati, riesce già abbastanza facilitata la ricerca, specie se si hanno indizi anche vaghi sull'epoca in cui un determinato studio è stato fatto. Il che, se si è orientati, è possibile.

Crediamo valga la pena, prima di chiudere questa breve introduzione, aggiungere alcuni brevi cenni sulla storia della modulazione di frequenza vista proprio attraverso uno studio bibliografico, nonché alcune considerazioni generali sulla situazione e l'indirizzo attuale di questi studi. Sorta in sede di speculazione teorica da parte dei più grandi ricercatori nella tecnica delle correnti deboli — ci riferiamo agli studi di Carson, Van der Pol, Eckersley — il fenomeno in principio veniva dai tecnici perseguito per i suoi effetti negativi e, come per altri campi della fisica — ad esempio le perdite dielettriche e l'effetto pelle — ogni studio veniva condotto per eliminare gli effetti dannosi

sulla modulazione di ampiezza, mentre numerosi studi puramente teorici venivano nel frattempo pubblicati.

Nel 1930 Heilmann e nel 1931 Roder pubblicarono importanti analisi comparate delle tre modulazioni. Una delle preoccupazioni tecniche più vive di quegli anni era l'eliminazione dei disturbi atmosferici e Armstrong nel 1936 pubblicò sul « Proceedings of the I.R.E. » la famosa memoria che presenta la modulazione di frequenza come la « panacea » contro tali disturbi. Alcuni anni passarono senza che in realtà la modulazione di frequenza potesse uscire dalla chiusa cerchia delle esperienze e della realizzazione dei tecnici americani perchè soprattutto il problema veniva ad urtare contro i colossali interessi costituiti dalla diffusione americana a modulazione di ampiezza. Nel frattempo su ENT, Telefunken Zeitung, Hochfreq. und Elektroak. venivano pubblicati apprezzabili e compiuti studi teorici sulla natura e sulle leggi delle modulazioni. Ma in America nei collegamenti speciali tra punti mobili, Polizia, mezzi portuali, ricezione panoramica ecc. le due modulazioni, ma in modo particolare la modulazione di fase, venivano assumendo sempre maggiore importanza. Fin da allora dovevano certamente delinearsi in America gli studi per le esigenze delle Forze Armate.

Come è noto la seconda guerra mondiale ha portato questa tecnica ad una affermazione indiscutibile dimostrando le eccezionali possibilità e non solo per le applicazioni militari, per le quali l'unica soluzione efficiente non poteva essere che questa, ma nel Broadcasting, nei relais tra punti fissi, nel « citizen service », nei collegamenti con treni e tra treni, nella navigazione aerea con altimetri, telemetri, radiogoniometri, ecc. Migliaia di ingegneri e ricercatori premono su questa tecnica, e nel dopoguerra « Electronics », « Proceedings of I.R.E. », « Wireless Engineer » si sono buttati sull'argomento sviscerandolo a fondo. Tutti i vari sistemi dei più grossi gruppi industriali del mondo sono stati esaminati e descritti dando un quadro completo del problema. L'« Onde Electrique » ha pubblicato una serie di apprezzabili articoli sui fondamenti e sulle applicazioni e la BBC ha dato sulla sua rivista un'ampia relazione degli studi comparati condotti dai suoi tecnici sui sistemi di radiodiffusione a modulazione di ampiezza e frequenza, si noti, ambedue su onde ultracorte. Questa notevole fecondità di studi è tuttora in atto con tendenza crescente e riesce difficile ai tecnici di seguire l'enorme numero delle pubblicazioni di questo solo ramo che è pur sempre assai ristretto di fronte a tutta l'elettronica.

#### PRINCIPI, FONDAMENTI E CIRCUITI FONDAMENTALI

Notes of the Theory of Modulation - J. R. Carson (Pire, febr. 1922, p. 57).

Fonctions de Lamé et fonctions de Mathieu - Humbert (Memorial des Sc. Math, vol. 10, 1926).

Short Wave Wireless Telegraphy - Eckersley T. L. (J.I.E.E., 1927, n. 65, p. 600).

The Reduction of Atmospheric Disturbances - J. R. Carson PIRE, luglio 1928, p. 967).

Apparent Demodulation of a Weak Station by a Stronger One - Beatty R. T. (Exp. Wir. & Wir. Eng., giugno 1928, n. 5, pag. 300).

Frequency Modulation - J. Harmon (Wir. World, genn. 1929, pag. 89).

Ueber Frequenzmodulation - H. Roder (Tel. Zeit., 1929, n. 53, pag. 48).

Apparent Demodulation of a Weak Station by a Stronger One - Butterworth S. (Exp. Wir. & Wir. Eng., nov. 1929, n. 6, p. 619).

A Study of the Frequency Modulation Problem - H. Heil-

mann (ENT, giugno 1930, pag. 217).

Einige Betrachtungen zum Problem des Gleichwellenrundfunks - Gerth F. and W. Hannemann (ENT, 1930, n. 7, pag. 226).

Einige Betrachtungen zum Problem der Frequenzmodulation - Heilmann A. (ENT, 1930, n. 7, pag. 217).

Untersuchungen an amplituden und frequenz modulierten Sendern - Runge W. (ENT, 1930, n. 7, d. 488).

Ueber die Moeglichkeit, Sender zu trennen, deren Seitenbaender sich ueberlappen - Runge W. (Telefunk., 1930, n. 55, pag. 28).

The Phase of Carrier to Side Bands and its Relation to a Synchronous Fading Phenomenon - Ladner A. W. (Marconi Rev., agosto 1930, n. 25).

The Physical Reality of Side Bands - Coolebrook F. M. (Exp. Wir. & Wir. Eng., 1930, n. 8, p. 4).

Ueber Modulation, Senderbreite, und Demodulation - Runge W. (Tel. Zeit., 1930, n. 55, p. 28).

Frequency Modulation - Van der Pol B. (PIRE, luglio 1930, n. 18, pag. 1174).

Frequency Modulation and Distortion - T. L. Eckersley (Exp. Wir. & Wir. Engin., sett. 1930, pp. 482 - 485).

Phasen Modulation - Loest W. (Hochfr. und Elek., 1930, n. 35, pag. 186).

Note on Relationships Existing Between Radio Waves Modulated in Frequency and in Amplitude - C. H. Smith (Exper. Wir. & Wir. Eng. novembre 1930, p. 609).

An Interesting Side Band Problem - Howe G. W. O. (Exp. Wir. & Wir. Eng., 1930, n. 7, pag. 651).

Lamésche-Mathieusche, und verwandte Funktionen in Physik und Technik - Strutt M. J. O. (Zeit. f. Phys., 1931, vol. 69 pag. 597).

The Detection of Two Modulated Waves Which Differ Slightly in Carrier Frequency - Aiken C. B. (PIRE, 1931, vol. 19, pag. 120).

Mutual Demodulation and Allied Problems - Howe G. W. O. (Exp. Wir. & Wir. Eng., agosto 1931, n. 8, p. 405).

A Further Note on Apparent Demodulation - Coolebrook F. M. (Exp. Wir. & Wir. Eng., agosto 1931, n. 8, p. 409).

- Amplitude, Phase and Frequency Modulation** - Hans Roder (PIRE, dic. 1931, p. 2145).
- On the Simultaneous Operation of Different Broadcast Stations on the Same Channel** - Eckersley P. P. (PIRE, 1931, n. 19, p. 175).
- A New Electrical Method of Frequency Analysis and Its Application to FM** - Barrow W. L. (PIRE, 1932, n. 20, p. 1626).
- Frequency Modulation and the Effects of Periodic Capacitance Variation in a Non-dissipative Oscillatory Circuit** - Barrow W. L. (PIRE, agosto 1933, pag. 1182).
- Transmission Lines as Frequency Modulators** - A. V. Eastmann & E. D. Scott (PIRE, luglio 1934, p. 878).
- Theoretical & Experimental Investigation of Frequency and Phase Modulated Oscillators** - F. Lautenschlager (ENT., ottobre 1934, p. 357).
- Automatic Frequency Control** - C. Travis (PIRE, 1935, n. 1125, pag. 25).
- Contrôle automatique de la fréquence** - Travis (PIRE, 1935, pag. 1125).
- The Detection of Frequency Modulated Waves** - J. G. Chaffee (PIRE, maggio 1935, p. 517).
- Phase-Frequency Modulation** - D. G. Fink (Electr., nov. 1935, pag. 431).
- A Study of the Characteristics of Noise** - G. V. Landon (Radio Eng., novem. 1935, p. 1514).
- Frequency Modulation on Ultra Short Waves** - D. Pollack (Radio News, febr. 1936, p. 438).
- A Method of Reducing Disturbances in Radio Signalling by a System of Frequency Modulation** - E. H. Armstrong (PIRE, maggio 1936, p. 589).
- Frequency Modulated Generators** - A. W. Barber (Radio Eng., nov. 1935, pag. 14).
- Wide Band Frequency Modulation** - Roder H. (Electr., maggio 1937, n. 10, pp. 22 - 64).
- Radio Engineering** - F. E. Terman (Mc. Grow Hill Co. Editore, 1937, p. 380).
- Communication Engineering** - W. L. Everitt (Mc. Grow Hill Co. Editore, 1937, p. 408).
- Application of the Autosynchronized Oscillator to Frequency Demodulation** - J. R. Woodyard (PIRE, maggio 1937, pag. 612 - 619).
- The Application of Negative Feedback to Frequency Modulation Systems** - J. C. Choffee (Bell Syst. Tech. Jour., ottobre 1937, p. 404).
- Noise in Frequency Modulation** - H. Roder (Electr., maggio 1937, p. 22).
- Frequency Modulation Noise Characteristics** - M. G. Crosby (PIRE, aprile 1937, p. 472).
- Variable Frequency Electric Circuit Theory With Application to the Theory of Frequency Modulation** - Carson & Fry (Bell Syst. Tech. Jour., ottobre 1937, p. 515).
- Effects of Tuned Circuits on a Frequency Modulated Signal** - Hans Roder (PIRE, dic. 1937, pag. 1617).
- Carrier & Side Frequency Reactions with Multi-Tone Frequency for Phase Modulation** - M. G. Crosby (RCA Review, luglio 1938, p. 103).
- Armstrong's Frequency Modulator** - D. L. Jaffe (PIRE, aprile 1938, p. 475).
- Reduction of Interference by Frequency Modulation** - E. H. Plumb (PIRE, sett. 1938, pag. 73).
- Communication by Phase Modulation** - Murray C. Crosby (PIRE, febr. 1939, pp. 126-136).
- Frequency Modulation Fundamentals** - D. E. Nobel (Comm. agosto 1939).
- Frequency Modulation** - C. H. Yocum (Communic., novembre 1939, pp. 5 - 8).
- Funzionamento di un rivelatore a diodo con un segnale modulato in ampiezza e fase** - Giovanni Cocci (A. F. ottobre 1939, pp. 612 - 639).
- Teoria della Modulazione** - G. Cocci - R. Sartori (Riunione AEI, ott. 1939, p. 205).
- Frequency Modulation** - C. H. Yocum (Communic., dicembre 1939, pp. 14 - 16 e 27 - 30).
- A Note on Frequency Modulation Terminology** - Harry Stockmann (PIRE, marzo 1940, pp. 181 - 183).
- Bande étroite contre bande large** - L. Lévy (Electr., giugno 1940).
- Frequency vs. Phase Modulation** - Scott H. J. (Communic., agosto 1940, n. 20, p. 10).
- Modulation Limits in FM** - L. J. Black and H. J. Scott (Electr., sett. 1940, p. 30).
- System of Phase and Frequency Modulation** - Sabaroff S. (Communic., ott. 1940, n. 20, pag. 11).
- Amplitude, Frequency, and Phase Angle Modulation** - Carson J. R. (Wir. Eng., nov. 1940, n. 17, p. 477).
- Note on Modulation** - Brainerd J. G., (PIRE, 1940, n. 28, pag. 136).
- Drift Analysis of the Crosby Frequency Modulated Transmitter Circuit** - Winlund E. S. (PIRE, 1941, n. 29, p. 390).
- La réception d'ondes modulées en fréquence** - Vellat (E.N.T., aprile 1941).
- Frequency Modulation** - Seeley S. W. (RCA Rev., aprile 1941, n. 5).
- Frequency Versus Amplitude Modulation** - Howe G. W. O. (Wir. Eng., genn. 1941, n. 18, pag. 1).
- Sinusoidal Variation of a Parameter in a Simple Series Circuit** - Frank J. Maginniss (PIRE, genn. 1941, pp. 25 - 28).
- Band Width and Readability in Frequency Modulation** - Crosby M. G. (RCA Rev., gennaio 1941, n. 5).
- Funzioni modulate** - G. Cocci - R. Sartori (A.F., febr. 1941, pp. 67 - 111).
- Impulse Noise in FM Reception** - Vernon D. Landon (Electr., febr. 1941, pp. 26 - 3).
- Frequency Modulated Systems** - O. E. Keel (Electr., marzo 1941, p. 68).
- Limits FM Frequency Swing** - Stong C. L. (FM and TL, maggio 1941, p. 24).
- Modulation de fréquence (généralités) III partie d'une étude générale de l'électronique - X** (Electr., giugno 1941).
- Observations of Frequency Modulation Propagation on 26 Mc** - Murray C. Crosby (PIRE, luglio 1941, pp. 398 - 403).
- FM Noise and Interference** - Stanford Goldman (Electr., agosto 1941, pp. 37 - 42).
- An Inductively Coupled Frequency Modulator** - B. E. Montgomery (PIRE, ott. 1941, pagg. 559 - 563).
- Reactance Tubes in FM Applications** - August Hund (Elec. 1942, p. 68).
- Caractéristiques de transmission des systèmes de communication à bandes latérales dissymétriques** - Colin-Cherry (J.I.E.E., marzo 1942).
- Spectres et coefficients de distorsion des oscillations modulées en amplitude: I, II, III, parties** - Kulp (E.N.T., maggio-giugno-luglio 1942).
- Réduction des brouillages par la modulation de fréquence** - G. Lang (Funk. Monat., ottobre 1942).
- Generation and Detection for Frequency Modulated Waves** - S. W. Seeley, C. N. Kimball, A. A. Barco (RCA Rev., gennaio 1942, p. 276).
- A Stabilized Frequency Modulation System** - Roger A. Pieracci (PIRE, febr. 1942, volume 30, pp. 76 - 81).
- Non Linear Distorsion with Particular Reference to the Theory of Frequency-Modulated Waves** - E. C. Cherry and R. S. Rivlin (PIRE, apr. 1942, pag. 272 - 293).

- A Contribution to the Theory of Network Synthesis** - R. A. Whiteman (PIRE, maggio 1942, pag. 244 - 256).
- Sistema di radiocomunicazione con modulazione di fase dell'onda portante** - E. Severini A. F., giugno 1942).
- The Use of Vacuum Tubes as Variable Impedance Elements** - Hersert J. Reich (PIRE, giugno 1942, pp. 288 - 293).
- A Coupled-Circuit Frequency Modulator** - Elwin J. O'Brien (Electr., giugno 1944, pp. 348 - 350).
- Noise Figures of Radio Receivers** - H. T. Friig (PIRE, luglio 1944, pp. 419 - 422).
- Transients in Frequency Modulation** - H. Salinger (PIRE, agosto 1942, pp. 378 - 383).
- Modulation Relation** - August Hund (Electr., sett. 1942, pag. 48).
- Bandes latérales et théorie pendulaire de la modulation de fréquence, pour des modulations sinusoïdales et rectangulaires** - Zinke (E.N.T., aprile 1943).
- La Modulation en fréquence - Matricon** (Rev. Tec., gennaio 1944).
- Emploi simultané de deux techniques nouvelles en radiotélécommunications: ondes électromagnétiques centimétriques et modulation de fréquence** - Clavier et Altovsky (Bull. S.F.E., marzo 1944).
- Frequency and Phase Modulation** - August Hund (PIRE, sett. 1944, pp. 572 - 573).
- The Mutual Effect of two Frequency-Modulated Waves in Limiters** - P. Guttinger (Br. Bev. Rev., sett. 1944, vol. 31, pp. 296 - 297).
- Discussion on Noise Figures of Radio Receivers** - H. T. Friig (PIRE, febr. 1945, pp. 125-127).
- A Theoretical and Experimental Investigation of Tuned-Circuit Distorsion in FM Systems** - David Lawrence Tafte (PIRE, maggio 1945, pagg. 318 - 333).
- Effect of Frequency and Phase Distorsion on Frequency-Modulated Waves** - P. Guttinger (Ass. Suisse Elec. Bull., maggio 1945, vol. 36, pp. 261-269).
- Frequency Modulation** - K. R. Sturley (Journ. J.I.E.E., settembre 1945, n. 19, vol. 92, pag. 197 - 217).
- Phasitron Modulator** - Robert Adler (FM and Tel., dic. 1945, vol. 5, n. 68, pp. 30 - 31).
- Modulation de Fréquence** - Th. J. Weijers (Revue Tech. Philips, febr. 1946, pp. 42 - 50).
- Comparaison de la modulation de fréquence et de la modulation d'amplitude** - Th. J. Weijers (Revue Tech. Philips, marzo 1946, pp. 89 - 96).
- FM Frequency Control System** - J. R. Boykin (Radio, febbraio 1946, vol. 30, pp. 20 - 22).
- Frequency-Modulation by nonlinear coils** - L. R. Wrathall (Bell. Lab. Rec., marzo 1946, vol. 24, pp. 102 - 105).
- The Transmission of a Frequency-Modulated Waves through a network** - W. J. Frantz (PIRE, marzo 1946, vol. 34, pag. 114 P - 125 P).
- Engineers Study FM - Meggio** - (Elect. Indust., maggio 1946, vol. 5, pp. 66 - 70).
- The Fundamental Principles of Frequency-Modulation** - B. Van der Pol (Journal I.E.E., maggio 1946, vol. 93, pp. 153-158).
- Theoretical signal to noise ratios** - J. Ernest Smith (Eleggiugno 1946, vol. 19, pagg. 150 - 152).
- Table of the Integral**  $\frac{2}{\pi} \int_0^x \frac{\tanht}{\tau} dt$   
Murlan S. Corrington (RCA Rev., sett. 1946, vol. VII, n. 3, pp. 402 - 437).
- Spectrum of a Phase or Frequency Modulated Wave** - R. E. Burgess (W. E., luglio 1946, vol. 23, pp. 203 - 204).
- Phasitron FM transmitter** - F. M. Bailey and H. P. Thomas (Electr., ott. 1946, vol. 19, pag. 108 - 112).
- Twelve Channel FM Converter** - Elec. dic. 1946, pp. 110-114).
- Phase Detectors Some Theoretical and Practical Aspects** - L. I. Farren (W. E., dic. 1946, pp. 330 - 340).
- Frequency Modulation Distortion Caused by Common- and Adjacent-Channel Interference** - M. S. Corrington (RCA Rev., dic. 1946, vol. VII, n. 4, pp. 522 - 560).
- A New System of Frequency Modulation** - Robert Adler (PIRE, genn. 1947, vol. 35, n. 1, pp. 25 - 31).
- Pre-emphasis and De-emphasis Cathode-Ray** (W. W., maggio 1947, pp. 183 - 185).
- The Ratio Detector** - S. W. Seeley and J. Avins (RCA Rev., giugno 1947, vol. VIII, n. 2, pp. 201 - 235).

## RICEZIONE BROADCASTING

- The Reception of Frequency Modulated Radio Signals** - V. J. Andrew (PIRE, maggio 1932, pag. 835).
- A Receiver for Frequency Modulation** - J. R. Day (Electr. giugno 1939, p. 32).
- A Noise Free Radio Receiver for the Reception of Frequency Modulated Ultra Short Waves** - G. W. Fyler & J. A. Worcester (Gen. Electr. R., luglio 1939, p. 307).

**Two-signal Cross Modulation in a Frequency Modulation Receiver** - Wheeler H. A. (PIRE, dicem. 1940, p. 357).

**Scott High-Fidelity Receivers** - E. H. Scott (PIRE, giugno 1941, pp. 295 - 299).

**Intermediate Frequency Values for Frequency Modulated-Wave Receivers** - Dudley E. Foster John A. Rankin (PIRE, ottobre 1941, pp. 546 - 551).

**Tuning Indicators and Circuits for F. M. Receivers** - John A. Rodgers (PIRE, marzo 1943, pagg. 89 - 93).

**Some Aspects of Radio Reception at Ultra-High Frequency** - Herold Metter (PIRE, agosto 1943).

**Oscillateurs synchronisés utilisés comme limiteurs dans les récepteurs de modulation de fréquence** - Carnahan et Kalmus (Electr., agosto 1944).

**Some Notes on Superregeneration with Particular Emphasis on Its Possibilities for Frequency Modulation** - H. P. Kalmus (PIRE, ott. 1944, pagg. 591 - 600).

**A Frequency Dividing Locked-in Oscillator Frequency Modulation Receiver** - C. L. Beers (PIRE, dic. 1944, pp. 730-737).

**Linéarité des discriminateurs** - Argumbeau (Electr., marzo 1945).

**Exalted-Carrier Amplitude and Phase Modulation Reception** - Murray C. Crosby (PIRE, settembre 1945, pp. 591 - 595).

**Interferenze in ricevitori per modulazione di frequenza** - Robert N. Jehnsen (Electr., sett. 1945, pp. 129 - 131).

**New Ratio Detector simplifies FM Receiver Design** - S. W. Seeley (Broad. News, gennuaio 1946, n. 42, pp. 45 - 47).

**The Theory of Impulse Noise in Ideal Frequency-Modulation Receivers** - David B. Smith William Bradley (PIRE, ottobre 1946, pp. 743 - 751).

**Single-Stage FM Detector** - William Bradley (Electr., ottobre 1945, vol. 19, pp. 88-91).

**Noise and Output Limiters** - Emerick Toth (Electr., dicembre 1946, pp. 120-125).

## TRASMISSIONE BROADCASTING

- A Grounded Plate Amplifier for the FM Transmitter** - A. A. Skine (Bell. Lab. Rec., luglio 1931).
- Phase Shift in Radio Transmitters** - W. A. Fitch (PIRE, maggio 1932, p. 853).
- An Experimental Single-sideband Transmitter** - Aiken C. B. and H. S. Low (Communicat., febr. 1939, n. 19, p. 10).

**Fractional-frequency Generators Utilizing Regenerative Modulation** - Miller R L. (PIRE, 1939, n. 27, p. 446).

**Frequency Modulator** - Sheaffer C. F. (PIRE, ott. 1940, pagg. 444-449).

**A Commercial 50 KW Broadcast Transmitting Station** - H. P. Thomas - R. H. Williamson (PORE, ott. 1941, pp. 573 - 541).

**A Modern 10 KW FM Transmitter** - E. S. Winlund - C. S. Perry (Electronic, marzo 1942, pag. 40).

**Federal FM Broadcast Transmitter** - M. Silver (FM and Television, febr. 1946, vol. 6, pagg. 34-35).

**A New Exciter Unit for Frequency Modulated Transmitters** - N. J. Oman (RCA Rev., marzo 1946, vol. VII, n. 1, pagg. 118-130).

**Design of FM Transmitter for 88-108 Mc** - Samuel L. Saek (Electr. marzo 1946, p. 184).

**Experimental 88 to 108 Mc** - T. H. Martin (Communic., settembre 1946, pp. 22-24, 44-45).

#### RICEZIONE E TRASMISSIONE NON BROADCASTING

**Application of Frequencies above 30,000 Kilocycles to Communication Problems** - H. H. Beverage, H. O. Peterson, and C. W. Hansell (PIRE, 1931, N. 19, p. 1313).

**Altimètre à lecture directe pour l'aéronautique** - Savahiro Matsuo (Onde Electr., luglio 1938).

**Communication by Phase Modulation** - M. G. Crosby (PIRE, febbraio 1939, vol. 27, pag. 126).

**Wide-Band Frequency Modulation in Amateur Communication** - G. Grammer and Byron Goodman (QST, genn. 1940).

**Utilisation conjuguée de la modulation de fréquence et de la modulation d'amplitude en télévision** - Loughren (Electr., febr. 1940).

**A Low-Power Transmitter for Demonstrating FM Receivers** - Marvin Hobbs (Electr., genn. 1941, pp. 20-25).

**A Transmitter for Frequency Modulated Broadcast Service using a New U.H.F. Tetrode** - J. E. Young and A. K. King (RCA Rev., genn. 1941).

**Why not Narrow Band FM for General Amateur Use?** - Norton L. (Radio, genn. 1941, pp. 88-92, 153-159).

**A Low-Power Transmitter for Demonstrating FM Receivers** - G. Grammer and Byron Goodman (Electr., febr. 1941).

**Pennsylvania Turnpike** - U.H.F.

**Traffic Control System** (Electr., maggio 1942, pp. 34-51).

**Frequency Modulation Transmitter Receiver for Studio**

**Transmitter Relay** - W. F. Goetter (PIRE, maggio 1942, p. 251).

**FM Carrier Circuit Telephony** - Branlio Dueno (Electr., maggio 1942, p. 57).

**Use of Subcarrier Frequency Modulation in Communication Systems** - Warren H. Bliff (PIRE, agosto 1943, pp. 419-423).

**FM Transmitter and Receiver for Studio to Transmitter Relay System** - W. F. Goetter (PIRE, novem. 1943, pp. 600-606).

**FM Magnetic Tape Transient Recorder** Harry B. Sheper (PIRE, novem. 1945, pp. 753-750).

**Simplified f. m.** - J. C. Geist (QST, dicem. 1945, vol. 29, pagg. 29 - 30).

**Observations and Comparisons on Radio Telegraph Signaling by Frequency Shift and On-Off Keying** - H. O. Peterson, John B. Atwood, H. E. Golestine, Grant E. Hansell (RCA Rev., marzo 1945, vol. VII, N. 1, pp. 11-31).

**Narrow-Band FM for amateur use** - J. Babkes (CQ, marzo 1946, vol. II, pp. 7-8, 61-63).

**A New Exciter Unit for Frequency Modulated Transmitters** - N. J. Oman (RCA Rev., marzo 1946).

**Frequency Modulation Mobile Radiotelephone Services** - H. B. Martin (RCA Rev., giugno 1945, vol. VII, N. 2, pp. 240-252).

**Frequency Modulated Transmitters for Police and Similar Services** - E. P. Fairbairn (Elec. Engr., luglio 1946, pp. 213-218).

**Moderni sistemi di comunicazioni elettriche per reti ferroviarie** - Antonio Tescari (Tec. Elettr., luglio 1946, vol. I, N. 4, pp. 297-307).

**Frequency Shift Keying Technique** - Chris Buff (Radio, agosto 1946, vol. 30, pp. 14-17).

**Narrow-Band f. m. with Crystal Control** - Geo. W. Shuart (QST, dic. 1946, vol. 30, pagg. 27 - 29).

**Relative Amplitude of Side Frequencies in On-Off and Frequency-Shift telegraph Keying** - G. S. Wickizer (RCA Rev., marzo 1947, vol. VIII, N. 1, pp. 158-168).

**Possibilità ed orientamenti della radiotecnica applicata alle ferrovie** - Pier Luigi Bargellini (Ing. Ferrov., marzo 1947, N. 3).

**Radiotelegrafia a manipolazione di frequenza** - Pier Luigi Bargellini (Tec. Elettr., agosto 1947, vol. II, N. 2, pp. 143-147).

(segue)



## Congresso Marconiano a Roma | Class. Dec. R 007,9

Superbamente organizzato a cura del Consiglio Nazionale delle Ricerche si è tenuto a Roma, come già comunicato, dal 28 settembre al 5 ottobre un Congresso Internazionale di radiotecnica, per degnamente solennizzare il cinquantenario della scoperta marconiana della radio. Il comitato d'onore Internazionale del Congresso era composto da E. V. Appleton, G. Colonnetti, Lee de Forest, J. H. Dellinger, E. Fermi, G. Giorgi, C. Gutton, H. Norinoler e B. Van der Pol. Il comitato promotore, sotto la presidenza di S. E. il prof. G. Colonnetti, presidente del Consiglio Naz. delle Ricerche, era costituito dai seguenti membri: Proff. Amaldi, Bottani, Carrara, Carrelli, Castelnuovo, De Pace, Focaccia, Giacomini, Gori, Marino, Matteini, Dott. Morelli, Prof. Sacco, Ing. Selmo, Dr. Stoppani, Prof. Vecchiacchi. Segretario generale del Congresso il dinamico e instancabile prof. Renato Koch. Erano ufficialmente rappresentate 13 nazioni e oltre 74 enti scientifici o industriali Internazionali di primaria importanza. Fra i graditi ospiti stranieri che hanno partecipato ai lavori erano presenti: per la

Francia, il Prof. Gutton e il Prof. Barthélemy de l'Académie des Sciences de l'Institut, l'Ing. Lorach, de « La Television Francaise », per l'Inghilterra il Dott. Smith-Rose della « International Electric Engineer », della « Royal Society » di Londra ed altri Enti, Mr. Faulkner del Ministero Inglese delle Poste, Mr. Smith e Mr. Tremellen della « Marconi » inglese, Mr. Megaw dell'Ammiragliato britannico, il Prof. Hackett della National University of Ireland; per gli Stati Uniti: Dott. Zworykin dell'Istituto Americano di Fisica e del « National Researc Council » e vice Presidente della « Radio Corporation of America », Dott. Mouromtseff della « Westinghouse Electric Corporation », Mr. Doherty della « Bell System Laboratories », Mr. Bolt dell'Istituto Tecnologico del Massachussets, Dr. Schremp del Office of Naval Research; per il Belgio: il Prof. Mannebach dell'Università di Lovanio; per l'Olanda: il Dott. Strutt e il Dott. Bremmer della « Philips »; per la Svezia il Prof. Norinder della Università di Upsala; per la Svizzera il Prof. Tank, Rettore della Scuola Politecnica Federale di Berna, il Prof. Fisher

e il Dott. Bömmel della Università di Zurigo, l'Ing. Guanella e l'Ing. Lüdi della « Brown Boveri », ecc. ecc.

Per l'Italia erano presenti i Proff. Boella, Carrara, Castelnuovo, Giorgi, Sartori, Vecchiacchi, Piatti, Gigli, Giacomini, Lo Surdo, De Pace, Gori, Marino, Sabbatini, Carrelli, Angelini, Bottani, Treves, Calamandrei, Rutelli, Micheletta, Polvani, Carlevaro, Todesco, Amaldi, Picone, Allara, e i Dr. Ingg. Abele, Bargellini, Krüger, Monachesi, Morelli, Dal Bianco, Pallavicino, Tescari, Egidi, Bordini, Nuovo, Mavano, Niutta, Brizzi, Fagnoni, Cutolo, Stawski, Vaudetti, Montuschi, Castellani, Panetti, Ferrari Toniolo, Tiberio, e molti altri ai quali chiediamo venia per l'involontaria omissione.

« Tecnica Elettronica » era rappresentata dal nostro direttore. Non possiamo inoltre dimenticare la gentile e attivissima segretaria del Congresso, signorina Cora Arata.

Le cerimonie inaugurali del Congresso ha avuto luogo alle 10 del 28 settembre nella sala della Protomoteca in Campidoglio. I discorsi inaugurali furono pronunciati da S. E. Umberto Merlin, Ministro delle Poste e delle Telecomunicazioni, e da S. E. Gustavo Colonnetti come già riferimmo nello scorso numero. Erano presenti insieme ai congressisti, la Marchesa Marconi con la figlia Elettra, i membri del corpo diplomatico, autorità civili, militari e religiose.

Fra i vari trattenimenti offerti agli intervenuti furono una gita ad Ostia Lido e colazione offerta dal Consiglio Nazionale delle Ricerche, con una interessante visita a Ostia Scavi, una gita a Tivoli, con visita alla incantevole Villa d'Este e Punch pure offerto dal C.N.R. Nel pomeriggio di venerdì 3 ottobre ai partecipanti al Congresso fu concessa una particolare udienza del Santo Padre, a Castel Gandolfo. In tale occasione il Pontefice pronunciò un lungo e profondo discorso che non mancò di commuovere gli ascoltatori, e per la nobiltà delle parole e per la rigorosa impostazione tecnica. I partecipanti al Congresso furono individualmente presentati al Pontefice che, esprimendosi direttamente nella lingua di ognuno ebbe

parole di interessamento. La sera dello stesso giorno ebbe luogo nell'auditorio della RAI un concerto con l'esecuzione di una fantasia lirica di Ravel e di un'opera buffa di Strawinski. Il concerto fu seguito da un ricevimento offerto dalla RAI nella sua stessa sede.

Sabato 4 ottobre, alle 16, ebbe luogo la cerimonia di chiusura del congresso all'Accademia Nazionale dei Lincei. In tale occasione parlarono il presidente dell'Accademia stessa Prof. Guido Castelnuovo e il Prof. Carrelli che tenne il discorso di chiusura. Seguì un ricevimento offerto dall'Accademia dei Lincei.

Un'altro ricevimento ebbe luogo presso la stazione radiotrasmettente della Italcable di Torrenova che i congressisti visitarono rendendosi così conto dell'imponente lavoro di ricostruzione già compiuto e in corso.

L'organizzazione generale del Congresso fu eccellente. Ogni Congressista al suo arrivo riceveva da un apposito ufficio del C.N.R. una busta contenente tessere, programmi, inviti, medaglia distintivo, pubblicazioni e persino, gradito dono per i filatelici, una serie di francobolli celebrativi marconiani offerti dal Ministero delle Poste. Per recarsi alle diverse gite i congressisti disposero di lussuosi autopulman. I ricevimenti furono improntati alla più grande signorilità. A tal proposito, anzi, alcuni congressisti italiani non mancarono di far rilevare ai colleghi stranieri come lo standard di vita italiano differisse notevolmente da quello che tali generosi trattenimenti potevano suggerire. Durante il banchetto al Lido di Ostia, si ebbero cordiali brindisi tenuti da S. E. Colonnetti, dal Prof. Gutton, dal Dr. Smith-Rose e dal Dr. Zworykin il quale, abbandonata per un istante la sua impenetrabile maschera, brindò persino all'eccellenza dei vini italiani.

L'organizzazione era completata da un buon servizio di interpreti, stenografe e fotografi. Da notare la deprecabile assenza o insufficienza della stampa quotidiana che si limitò a troppo modesti accenni a tale importante manifestazione.



Colazione a Ostia. Il brindisi di S. E. Colonnetti.



Ostia. Elettra Marcani, il prof. Mourmstsef e il prof. Norinder.

## I LAVORI DEL CONGRESSO

Nelle pagine seguenti viene riportato un breve sommario delle 58 memorie presentate al Congresso. Quando non è specificatamente citato il nome di un relatore, significa che la memoria è stata presentata e discussa dallo stesso autore.

Per ognuna delle quattro sezioni, che svolgevano i loro lavori contemporaneamente, due a due, (e questo era, nello stesso tempo, un male e un bene) sono indicate le date dello svolgimento dei lavori ed i nomi dei Presidenti di sezione.

I sommari che seguono sono tratti dalle note direttamente raccolte dai nostri inviati speciali al congresso, nonché dalla pubblicazione « Elenco e Sommari delle

memorie presentate al Congresso » edito in tre lingue dal Consiglio Nazionale delle Ricerche.

La durata della esposizione delle memorie era in media, di circa mezz'ora per ognuna. Molte di esse sono state illustrate da proiezioni e, per parecchie, ha fatto seguito una discussione fra l'autore e gli ascoltatori. Sono spesso intervenuti nelle discussioni Abele, Boella, Carrara, Guanella, Gutton, Megaw, Pascucci, Rutelli, Smith-Rose, Stawski, Vecchiacchi e molti altri.

Le sedute si sono sempre svolte nelle aule del palazzo del Consiglio Nazionale delle Ricerche, al primo e terzo piano.

Sono in corso di pubblicazione gli « Atti » ufficiali del congresso.



Colazione a Ostia. Il nostro direttore e il dr. Tescari con Elettra Marconi.

All'estrema sinistra il dr. Megaw, o destra il prof. Mouroumtreff.



## SEZ. A. ONDE ELETTROMAGNETICHE. Giorni 29-9 e 1-10 Presidente Prof. Norinder.

**Prof. H. Norinder.** (Università di Uppsala, Svezia). **Propagazione dei disturbi atmosferici.**

Viene riferito su ricerche sperimentali sulla propagazione di disturbi atmosferici generati da fulmini. Vennero impiegate tre stazioni campali mobili provviste di oscillografi a raggi catodici. Il metodo di misura fu l'usuale metodo E, ove il campo E fu determinato usando un'antenna del tipo aperto di conveniente altezza.

**Ing. M. Abele e C. M. Garelli.** (Centro Studi per l'Elettrofisica C.N.R. - I.E.N. Torino). **Guida d'onda a sezione rettangolare con più dielettrici.**

Viene studiato il comportamento di una guida d'onda metallica indefinita a sezione rettangolare contenente due dielettrici diversi disposti simmetricamente. Viene messa in evidenza, per il regime magnetico fondamentale, l'esistenza di una frequenza critica cui corrisponde entro uno dei dielettrici la particolare configurazione di campo elettro-magnetico dell'onda piana. Sono calcolati i diagrammi di irradiazione della guida aperta ad un estremo.

**Ing. M. Abele** (vedi sopra). **Teoria della propagazione di un campo elettromagnetico lungo una guida dielettrica a sezione circolare.**

Si studiano le proprietà di propagazione di un campo e.m. lungo una guida d'onda costituita da un dielettrico in sbarra cilindrica di lunghezza infinita. Supponendo il sistema privo di perdite si dimostra che possono propagarsi due tipi distinti di regimi e.m. di cui si determinano le proprietà. Si calcola il valore della costante di attenuazione.

**S. B. Smith e K. W. Tremellen** (Marconi Wireless Telegraph Co. Londra). **L'avvenire della ricerca sulla propagazione delle radio onde.**

Scopo della relazione è suggerire la tendenza delle future ricerche piuttosto che ricordare ciò che è stato fatto nel passato. Vengono discusse: le interferenze con le radiocomunicazioni in conseguenza delle perturbazioni atmosferiche ed extraterrestri; la propagazione ad altissime frequenze, specie anomala, nella banda  $30 \pm 10.000$  MHz; la propagazione ionosferica nella banda  $3 \pm 30$  MHz con riferimento agli effetti geomagnetici, stagionali, solari ecc.; la propagazione dell'onda terrestre nella banda  $0,15 \pm 3$  MHz con riferimento alla attenuazione, rifrazione costiera ecc.; la propagazione nella banda sui 150 kHz con riferimento al calcolo della superficie di fase e di ampiezza sui percorsi tipici.

**C. R. Burrows** (Cornell University, Ithaca, U.S.A.) **Il meccanismo della propagazione.** (Relatore Prof. V. Gori).

Si descrive il meccanismo della propagazione usato per spiegare le trasmissioni sperimentali transatlantiche marconiane alla luce delle attuali cognizioni. Viene considerato il ruolo giocato dai fenomeni diffrattivi, rifrattivi, di riflessione e propagazione guidata di tali esperimenti e di quelli che seguirono, ivi compresi la propagazione ionosferica e quella delle microonde.

**Dr. M. Cutolo.** (Istituto di Fisica Tecnica, Università di Napoli). **La propagazione delle radio onde nella ionosfera.**

Durante uno studio sull'«effetto Lussemburgo» fu approfondita la teoria di Bailey secondo la quale l'interazione si intensifica qualora la stazione perturbatrice emetta un'onda la cui frequenza differisca di pochi percento dalla frequenza geomagnetica locale.

Vennero eseguite nel 1946 e nel 1947 (in quest'ultimo caso adottando il metodo degli impulsi) esperienze originali per vedere se fosse possibile, variando la frequenza della stazione perturbatrice intorno alla frequenza locale  $f_r$ , determinare sperimentalmente quest'ultima e quindi il campo magnetico terrestre totale  $H$ , il quale è legato alla  $f_r$  dalla relazione  $f_r = eH/2\pi m$  dove  $e$  ed  $m$  sono le costanti elettroniche. In tal modo le esperienze hanno mostrato non solo la reale esistenza dell'effetto di risonanza (girointerazione) nell'interazione delle radio onde ma hanno anche permesso di misurare con buona approssimazione la girofrequenza e il valore totale del campo magnetico terrestri. Si è osservata una variazione regolare durante le ore notturne della girofrequenza, probabilmente a carattere apparente e attribuibile allo spostamento lungo la verticale del punto di riflessione delle onde per il mutamento notturno della densità ionica della ionosfera.

**Prof. W. W. Hansen.** (Stanford University, California, U.S.A.). **Teoria delle guide d'onda caricate con dischi.** (Relatore Prof. V. Gori).

Vengono discusse quantitativamente e qualitativamente le proprietà delle guide a simmetria cilindrica caricate con dischi ad apertura circolare. Vengono date le formule e le curve di variazione per diverse grandezze come la velocità di gruppo e di fase, l'attenuazione e l'integrale del vettore di Poynting.

**Dr. R. Naismith** (The Physical Society, Tedolington). **Le proprietà esplorative delle radioonde e la loro applicazione nella rivelazione della traccia di meteore.**

E' stato dimostrato come gli strati superiori dell'atmosfera siano continuamente sottoposti ad un bombardamento da parte di parti-



*Terranova. Visita alla Italcable. A destra il Dr. Megaw.*

*Il Dr. Tescari, Elettra Marconi e il Dr. Tremellen a Tivoli.*



celle di pulviscolo meteorico ionizzato le quali, a latitudini più temperate, si ritiene siano la causa principale della produzione sporadica di ionizzazione nella regione E.

**Dr. E. Krüger** (Centro di Fisica Stellare del C.N.R. Osservatorio di Merate). **Sullo spettro radio del Sole e della Via Lattea.**

Lo studio del rumore di fondo dei ricevitori per onde metriche ha messo in evidenza che, in relazione a fenomeni solari tale rumore può variare fino a un fattore 10%. I massimi sono collegati col passaggio delle macchie attraverso il meridiano centrale del sole. L'intensità è massima per una  $\lambda$  di 5 m circa e non si hanno risonanze sotto ai 2 m. Per  $\lambda$  sopra ai 10 m l'assorbimento da parte ionosferica diviene importante. La energia ricevuta è dell'ordine di  $10^{-14}$  erg/sec/kHz/cm<sup>2</sup>/grado quadrato.

Anche dalla via lattea si ricevono onde elettromagnetiche che hanno permesso di costruire una carta della via lattea in buon accordo con l'osservazione visuale.

**Mr. T. L. Eckerstey.** (Inghilterra). **Studi sulla propagazione.** (Relatore Prof. M. Boella).

Tentativo di inquadrare, coi concetti propagativi, una parte dell'opera marconiana. Vengono discussi i concetti della diffrazione delle onde intorno alla terra e l'effetto delle irregolarità.

**Mr. T. L. Eckerstey.** **Rifrazione costiera.** (Relatore Prof. M. Boella).

Durante la guerra '14-18 fu osservato che quando le radio onde attraversano una linea costiera esse vengono deviate all'interno nei riguardi della normale alla linea costiera. Viene esposta la teoria completa della propagazione sulla terra e sul mare tenendo conto della curvatura della terra e dimostrando che la velocità di propagazione reale sulla terra è inferiore a quella sul mare e inferiore alla velocità della luce. È mostrato come la rifrazione costiera sparisca per onde molto lunghe o molto corte e che si verifica praticamente solo per  $\lambda$  fra 50 e 100 metri. Si dimostra inoltre che la rifrazione costiera è notevole solo quando la costa è montuosa ed è trascurabile quando la costa è piatta.

**Dr. R. Malvano.** (Centro Studi per l'Elettrofisica del C.N.R. - I.E.N. Torino). **Quadripoli generalizzati.**

Si prendono in esame sistemi spaziali ideali, a simmetria di rivoluzione geometrica ed elettromagnetica intorno ad un asse: si dimostra che in condizioni molto generali si può definire elettromagneticamente un potenziale ed una corrente e che per due valori diversi della ascissa  $z$  di rivoluzione, si può scrivere una relazione matriciale tra tensioni e cor-

renti identica a quella che si scrive per i quadripoli ideali a parametri concentrati. Il risultato raggiunto viene utilizzato in relazione all'impiego dei sistemi sopra definiti come filtri e come adattatori di impedenza.

**Dr. L. J. Chu.** (Massachusetts Inst. of Technology. Cambridge U.S.A.). **Antenne per microonde a fascio.** (Relatore Prof. V. Gori).

Si descrive un semplice procedimento per progettare antenne per microonde a fascio. L'energia proveniente da una sorgente a forma di linea o di punto viene riflessa da un riflettore progettato appositamente per distribuirlo nello spazio in modo prefissato. Si usano a questo scopo semplici leggi dell'ottica geometrica. Sono presentati alcuni tipici risultati sperimentali. Questo lavoro fu iniziato nel 1943 nel Radiation Laboratory del Massachusetts Institute of Technology.

**SEZ. B. OSCILLAZIONI ELETTRICHE ED ACUSTICHE.** Giorni 29-9 e 30-9. Presidenti: Proff. Gutton e Mourontseff.

**Dr. M. J. O. Strutt** (N. V. Philips Gloeilampenfabrieken - Eindhoven). **Limiti attuali della ricezione radio nel campo delle altissime frequenze.**

Vengono discussi i concetti fondamentali relativi al rumore di fondo e cioè ai segnali indesiderati all'entrata dei ricevitori.

Si menzionano i diversi tipi di rumore e cioè: rumore di fondo per agitazione termica, disturbi atmosferici, disturbi industriali, disturbi ionosferici e disturbi provenienti da sorgenti extraterrestri.

Nella Sez. II si discute il rumore di fondo di agitazione termica indotto su una antenna ricevente per effetto di una radiazione corrispondente a quella del corpo nero e si dimostra che esso corrisponde alle fluttuazioni spontanee della resistenza di radiazione dell'antenna ad una temperatura eguale a quella del corpo nero.

La Sez. III contiene dati sui disturbi atmosferici ed industriali e definisce pure la potenza specifica di questi disturbi espressa in W. per cm<sup>2</sup>. Sono pure discussi altri fenomeni atmosferici che creano disturbo alla ricezione desiderata.

Nella Sez. IV si trattano in particolare le perturbazioni ionosferiche e di origine extraterrestre.

La V Sezione riguarda il rumore di fondo nei circuiti dovuto a fluttuazioni elettroniche spontanee nei conduttori ed illustra le nozioni di guadagno e di cifra di rumore per circuiti composti da impedenze semplici.

Nella Sez. VI si trovano i dati del rumore di fondo per diodi elettronici, per cristalli, ed anche per i triodi.

Il rumore di fondo nei triodi è

descritto come combinazione fra due diodi in serie, uno fra catodo e griglia e l'altro fra griglia ed anodo.

I poliodi sono trattati in modo equivalente nella sezione VII cosicché ciascun tipo è considerato come agglomerazione di parecchi diodi consecutivi in cui le fluttuazioni sono contemporanee o no.

I principi fondamentali per ridurre l'effetto del rumore di fondo mediante applicazione di convenienti circuiti a reazione negativa, sono esposti nella sezione VIII che contiene cinque soluzioni fondamentali di questi circuiti a reazione negativa illustrate con semplici esempi.

Nella Sez. IX viene trattata l'applicazione dei principi precedenti e nella Sez. X sono indicati i limiti attuali della ricezione per frequenza fino a 30.000 MHz e si dimostra che l'applicazione di circuiti per ridurre il rumore di fondo conduce a utili risultati specie nel campo delle iperfrequenze.

**Prof. M. Boella.** (I.E.N.G.F. Torino) **Limiti nei confronti di frequenza e di tempo a grandi distanze.**

Svolgendo una serie di misure delle radiofrequenze campione emesse dalla stazione WWV allo scopo di studiare le alterazioni che esse subiscono durante la propagazione per effetto Doppler prodotto dal movimento degli strati ionizzati, si è rilevato che gli errori possono raggiungere  $2.10^{-1}$ , specie nelle ore notturne. Nelle ore pomeridiane su 15 MHz si sono osservati errori minori, dell'ordine di  $2.10^{-2}$ .

**Ing. C. Egidi.** (I.E.N.G.F. Torino) **Dispositivo per il confronto di tempi di alta precisione.**

Si descrivono i metodi usati per il confronto fra frequenze campione radiotrasmesse, di tipo « europeo », « americano » e della stazione WWV e quelle di un campione primario di frequenza. Sono riportate le caratteristiche dei diversi tipi di segnali campione. Con l'apparecchiatura descritta si vogliono raggiungere tre risultati: consentire la visione simultanea dei segnali da confrontare mediante tubo oscillografico a doppio raggio, eseguire il confronto rapido con segnali di tipo europeo mediante conversione di frequenza, e ottenere in modo sicuro l'accordamento a meno di 1/10 di secondo dei segnali americani mediante un dispositivo detto « oscuratore ».

Per il confronto con i segnali di tipo americano e con quelli WWV si usa un unico oscillatore di scansione a denti di sega, a 10 o a 50 Hz, mentre il radiosegnale, e il segnale locale vengono mandati ai due sistemi di placche verticali; la sensibilità del confronto va da 1 a 0,1 msec.

Per i segnali di tipo europeo si è pensato di separare le due coppie di placche deviatrici orizzontali, conservando la scansione a 10 Hz soltanto per quella cui si manda il segnale locale e scandendo invece l'altra con una frequenza di  $10 \times 61/60$  Hz.

Si stanno studiando due diverse soluzioni, una meccanica e l'altra elettrica, per la produzione di quest'ultima frequenza. La prima farebbe uso di un motorino sincrono a 50 Hz, provvisto di due coppie d'ingranaggi, con rapporti 12/60 e 61/60. Si teme tuttavia che le irregolarità di taglio degli ingranaggi possano agire sfavorevolmente sulla precisione, cosicchè probabilmente si preferirà la soluzione elettrica, che consiste nel partire dalla frequenza campione di 1000 Hz, triplicarla, aggiungerci 50 Hz e dividerla per 60, così da ottenere una frequenza di 50,833... Hz, che serve a pilotare un multivibratore a 10,1666... Hz.

L'apparecchiatura è costituita da: a) un oscillatore a denti di sega per frequenze di 10 e 50 Hz, con amplificatore bilanciato, destinato ad alimentare l'una o l'altra coppia od entrambe le coppie di placche deviatrici orizzontali; b), c) n. 2 amplificatori sbilanciati-bilanciati, per le coppie di placche deviatrici verticali; d) un amplificatore di potenza per il motorino dell'oscuratore; e), f), g) alimentatori per l'oscillatore a denti di sega, per il tubo oscillografico e per l'oscuratore.

**Ing. E. Gatti** (I.E.N.G.F. Torino)  
**Demoltiplicatore quasi aperiodico per basse frequenze acustiche.**  
(Relatore Prof. N. Carrara).

Viene descritto l'impiego di amplificatori selettivi R-C quali demoltiplicatori di frequenza al fine di ottenere i valori di 100 Hz e 50 Hz in rapporto esatto con le frequenze di un campione per la formazione di un segnale di tempo di altissima precisione.

**Dr. R. R. Reed** (Westinghouse Electric Co. Bloomfield U.S.A.)  
**Progetto di una cavità risonante per frequenza di riferimento nella gamma di 3 cm.** (Relatore Prof. N. Carrara).

Viene descritta una cavità risonante campione con costruzione bimetallica in modo da presentare un coefficiente di temperatura bassissimo. Il pistone centrale della cavità rientrante è costruito in Invar. Nell'interno della cavità è praticato il vuoto. E' stata raggiunta una precisione del 0,01% nella frequenza campione fornita dal complesso.

**Ing. P. G. Bordoni** (Istituto di Elettroacustica. Roma).  
**Demoltiplicazione sincrona di frequenza.**

L'eccitazione di oscillazioni elettriche per mezzo di una resistenza variabile costituisce il più semplice procedimento per la demoltiplicazione di frequenza. Infatti è molto facile ottenere resistenze negative mediante tetrodi, o triodi con reazione, ed il loro valore può essere ampiamente regolato variando le tensioni degli elettrodi.

In questo modo da uno schema di principio si possono ricavare numerosi circuiti adatti alla demoltiplicazione; in alcuni di essi la



A Ostia scavi. H. W. Staw, sig. Pascucci, prof. Carrara e A. Pascucci.



Du'onte la visita agli Scavi di Ostia faceva col'ò. Il prof. Tank si è tolta la giacca, il prof. Mour. mteff si riparo dal sole, la signorina Arata, segretcrio del Congresso, sorride.

S E. il prof. Colonnetti e il prof. Vecchicchi a colloquia.



tensione sincronizzante è applicata alla placca, che non ha allora bisogno di alcuna polarizzazione continua, in altri essa è applicata alla griglia, il che permette di ottenere contemporaneamente alla demoltiplicazione anche una amplificazione; infine la tensione sincronizzante può anche essere applicata al soppressore od alla seconda griglia di controllo di un tubo mescolatore, in modo da ottenere il massimo disaccoppiamento possibile tra i due circuiti.

Si danno alcune caratteristiche sperimentali, che illustrano il comportamento di un particolare demoltiplicatore, il cui circuito è simile a quello di un oscillatore accordato in griglia ed in placca.

Alcuni oscillogrammi riproducono inoltre la tensione generata quando il circuito è adoperato sia per la divisione, sia per la moltiplicazione della frequenza.

Si vede che la forma d'onda è buona, almeno finché il fattore di moltiplicazione non è troppo elevato, e peggiora abbastanza lentamente al crescere di quest'ultimo.

Qualsiasi altro tipo di oscillatore può essere adoperato come demoltiplicatore, purché l'accoppiamento e le tensioni degli elettrodi siano regolati in modo da rendere impossibili le oscillazioni in assenza della tensione sincronizzante. In particolare gli oscillatori a resistenza-capacità od a sfasamento hanno un funzionamento molto soddisfacente nella demoltiplicazione a bassa frequenza.

**Prof. R. Bolt** (Massachusetts Inst. of Technology - Cambridge U.S.A.). **Recenti progressi nella acustica applicata.**

Breve esame di alcuni studi di acustica applicati particolarmente al campo della radio e delle comunicazioni.

Strumenti elettro-acustici accuratamente progettati sono oggi utilizzabili per misure acustiche fondamentali. Viene descritto un microfono a condensatore che è assai stabile, ha buona caratteristica di responso di frequenza ed è di piccole dimensioni. Sono stati studiati orecchi artificiali per prove realistiche e controllate per telefoni ed è stato costruito un dispositivo per voce artificiale per collaudare microfoni per comunicazioni aeronautiche. Si è migliorato un apparato per misurare l'impedenza acustica dei materiali con l'uso di raffinamenti elettrici e meccanici descritti. Negli ultimi anni sono state accuratamente studiate le caratteristiche dei suoni del linguaggio della voce umana, e si sono trovati nuovi sistemi per misurare con precisione l'intelligibilità della parola. Usando il concetto dell'indice di articolazione è possibile predire l'efficienza totale di trasmissione della parola dei sistemi di comunicazione durante il funzionamento. Viene discussa l'influenza della distorsione sull'intelligibilità della parola. Si può constatare che l'impiego razionale di una specie particolare di distorsione conosciuta come taglio di pre-modula-

zione permette di aumentare il rapporto segnale-disturbo nelle radio comunicazioni a grande distanza, senza indebolire sostanzialmente l'intelligibilità.

Materiali e strutture acustiche sono state il soggetto di investigazioni teoriche e sperimentali di grande dettaglio. Vengono esposti dati grafici tipici per dimostrare alcune proprietà fondamentali di materie porose e i metodi per misurare tali proprietà, per calcolare le costanti di propagazione, la impedenza caratteristica e i coefficienti di assorbimento delle materie acustiche che derivano dalle proprietà fondamentali. Nuovi studi includono assorbitori funzionali per installazioni in grande scala, assorbitori diffusori di legno compensato sottile, e risuonatori per accentuare l'assorbimento delle basse frequenze.

Il progetto e l'efficacia di studi di registrazione e di audizione sono stati analizzati in funzione delle proprietà fondamentali delle onde sonore in ambienti chiusi, prescindendo dal solo rilievo del tempo di riverberazione.

**Prof. A. Giacomini** (Istituto di Elettroacustica. Roma). **Sulla modulazione della luce a radio frequenza mediante ultrasuoni.**

E' possibile ottenere una modulazione della luce mediante una cella ultrasonora immersa in un liquido attraversato dalla luce.

Tale metodo di modulazione richiede peraltro che la frequenza  $f$  degli ultrasuoni e quindi la frequenza di modulazione  $2f$  siano scelte in maniera da consentire la formazione delle onde stazionarie, per assegnata distanza fra la sorgente ultrasonora ed il riflettore ad essa antistante. E' inoltre indispensabile assicurare la costanza della velocità di propagazione degli ultrasuoni nel liquido.

Si è quindi ritenuto utile attuare una cella modulatrice che non presenta gli inconvenienti succennati. Essa è costituita mediante due sorgenti ultrasonore che inviano fasci di onde piane progressive muoventi secondo direzioni parallele ma in verso opposto. La luce attraversa successivamente tali sistemi di onde progressive e viene raccolta da un obiettivo nel cui fuoco si localizzano gli spettrometri di Lucas e Biquard. La luce che compete ai vari ordini, in particolare all'ordine zero, risulta modulata a frequenza  $2f$ , come se essa avesse attraversato un sistema di onde stazionarie, senza però alcuna limitazione inerente alla velocità di propagazione od alla scelta della frequenza  $f$ . Quest'ultima può essere fatta variare con continuità entro ampio intervallo.

Fra le applicazioni cui il nuovo modulatore può essere destinato si segnalano le seguenti:

1°) sorgente stroboscopica per misure di velocità di propagazione mediante onde progressive anziché onde stazionarie;

2°) sorgente stroboscopica per la valutazione di piccole variazioni di velocità degli ultrasuoni intorno ad un valore iniziale;

3°) modulazione di frequenza di un fascio luminoso modulato ad alta frequenza.

**Dr. K. E. Niessen** (Philips Gloeilampenfabrieken - Eindhoven). **Sul metodo per evitare le frequenze inferiori in un risonatore a cavità rettangolare facente parte di un oscillatore a triodo.**

Viene descritto un metodo per aumentare il Q di un risonatore a cavità rettangolare in corrispondenza di una determinata frequenza critica senza avere l'inconveniente della presenza di frequenze inferiori, quando il risonatore è usato nel circuito di un oscillatore a triodo.

**Mr. H. W. Doherty** (Bell Telephone Lab. New York). **Amplificatori lineari di potenza per radiodiffusione in America.**

Il metodo ideato dall'Autore per l'amplificazione lineare ad alto rendimento delle onde modulate nei trasmettitori radiotelefonici, viene usato da un gran numero di stazioni di radiodiffusione.

Sono descritti brevemente i principi di funzionamento del detto metodo e vengono discussi anche alcuni punti pratici nei riguardi della progettazione e della messa a punto del circuito. Vengono descritti dei metodi per la neutralizzazione dei tubi e per l'applicazione della reazione negativa al sistema allo scopo di ottenere un basso livello di rumore di fondo e di ridurre la distorsione armonica e la intermodulazione a proporzioni trascurabili. Vengono date le caratteristiche di funzionamento dei trasmettitori normali che usano il detto tipo di amplificazione. Vengono spiegati i vantaggi del metodo suddetto e viene dimostrato che essi sono di particolare importanza per i trasmettitori di radiodiffusione di grande potenza.

**Ing. G. Sacerdote** (I.E.N.G.F. Torino). **Misure statistiche di intensità vocali.** (Relatore Prof. M. Boella).

Viene riportato uno studio della voce umana da un punto di vista statistico e discusso il problema nei suoi caratteri generali e la rappresentazione e interpretazione dei dati statistici relativamente alla intensità della voce indipendentemente dalla distribuzione di ritmo e frequenza. Si riferisce sui metodi sperimentali dell'analisi statistica ed i risultati conseguiti in tale campo.

**Ing. M. Nuovo.** (Istituto di Elettroacustica. Roma) **Duplicatore aperiodico di frequenza.**

Si descrive un duplicatore aperiodico di frequenza costituito da un solo tubo elettronico con due griglie di comando.

La duplicazione di frequenza viene ottenuta sfruttando la caratteristica  $I_a = f(V_e)$  che ha forma a campana con il massimo in corrispondenza della tensione.

La parte essenziale dello schema è rappresentata dall'alimentazione della seconda griglia di comando mediante un sistema di controreazione di corrente poichè è l'azione di questa griglia sulla corrente anodica che, diventando preponderante rispetto alla  $V_e$ , provoca l'andamento parabolico della caratteristica  $i_a=f(V_e)$  rendendola particolarmente adatta ad ottenere la duplicazione di frequenza.

**Dr. M. J. O. Strutt** (Philips Gloeilampenfabrieken Eindhoven) **Proprietà dei materiali ferromagnetici nel campo delle iperfrequenze.**

Si espongono i dati tecnici attuali, sperimentali, sulla permeabilità magnetica effettiva e nella permeabilità iniziale in funzione della frequenza nella gamma da zero a 30.000 MHz. Da qualche MHz a 300 MHz la permeabilità iniziale resta praticamente indipendente dalla frequenza. Nella regione da 300 a 30.000 MHz si osserva, a temperatura normale, una riduzione del valore effettivo della permeabilità da qualche centinaio di unità fino a qualche unità.

L'attuale teoria della suddetta riduzione di permeabilità ha per base gli spazi elementari di Weiss e se la profondità di penetrazione diventa inferiore alle dimensioni medie degli spazi elementari suddetti, normalmente alla superficie del materiale, c'è da aspettarsi una riduzione della permeabilità iniziale, che tenderà verso zero qualora la profondità di cui sopra si approssimi anche essa allo zero.

Per ottenere una ulteriore conferma di questa teoria, si sono disposti strati molto sottili di materiale ferromagnetico su un materiale non magnetico e si è potuto verificare che il valore della permeabilità magnetica corrispondente al ferro era raggiunto quando lo spessore dello strato ferromagnetico superava la profondità di penetrazione.

Si dimostra anche con queste prove che le dimensioni dei cristalli e quindi pure degli spazi elementari di Weiss per questi strati disposti elettroliticamente si aggirano su un decimo circa di quelle dei fili in ferro.

In conseguenza di questo stato di cose, la riduzione di permeabilità effettiva comincia, per questi strati, dal valore di circa 3000 MHz invece dei 300 MHz sopra considerati.

Si ha così la possibilità di ottenere valori considerevoli di permeabilità nel campo delle iperfrequenze.

Si espongono infine alcune applicazioni di permeabilità elevata per iperfrequenze in guide d'onda ed in cavità risonanti ove sono stati depositi internamente strati di materiale ferromagnetico.

**M. Tournier** (Francia). **Recenti ricerche nel campo della piezoelettricità.** (Relatore Ing. Dal Bianco).

Accennato all'uso del quarzo nelle telecomunicazioni si rileva come esso possa in alcuni casi



Tivoli, villa d'Este. Il Dr. Zworykin.

Il dr. H. W. Stawski sorpreso in una animata discussione.



essere sostituito da cristalli piezoelettrici ottenuti artificialmente. Vengono svolte considerazioni relative ai sali di Seignette.

**Prof. V. Tiberio** (Accademia Navale, Livorno) **Sulla misura della costante dielettrica delle soluzioni ad alta frequenza.**

I nuovi mezzi, che la radiotecnica ha elaborato in questi ultimi anni per la realizzazione dei radar, permettono di perfezionare in modo notevole, i metodi già conosciuti per lo studio sperimentale delle soluzioni, e di tentarne anche dei nuovi. E' possibile, in particolare, estendere il campo delle misure sulla costante dielettrica, determinando il valore di questa grandezza anche nelle soluzioni dotate di conduttività elevata, ed anche sottoponendo il liquido a campi elettrici molto intensi. Alcune difficoltà di interpretazione dei risultati sperimentali possono inoltre essere in parte superate con l'aiuto dei metodi teorici della radio, i quali permettono, ad esempio, di tentare di risalire alla costante dielettrica interonica a partire dal valore di quella esterna. E' infine possibile tentare, con l'aiuto degli impulsi ad onde ultracorte, di ottenere effetti chimici a carattere permanente in particolari condizioni.

**Prof. A. Sabbatini** (Istituto Sup. P.P.T.T., Roma) **Risoluzione grafica di problemi oscillatori nei circuiti con resistenze differenziali negative.**

Il problema delle forme d'onda, che presentano la tensione e la corrente in un oscillatore a resistenza differenziale negativa del tipo dynatron, viene impostato e risolto graficamente disegnando una curva integrale nel piano stesso della caratteristica della resistenza negativa. La curva rappresenta il comportamento reciproco delle tensioni e delle correnti, durante il ciclo delle oscillazioni.

La risoluzione grafica viene poi estesa ai casi di circuiti oscillatori con perdite, che siano rappresentate da resistenze in parallelo od in serie, a oscillazioni di rilassamento in una induttanza, e si indica la possibilità di estensione immediata a tutti i problemi duali di quelli trattati.

**M. S. Wheeler** (U.S.A.) **Misure su di una cavità risonante alla lunghezza d'onda di 3 cm.** (Relatore Prof. N. Carrara).

Le caratteristiche elettriche di una cavità risonante possono essere definite in base al valore del « Q » per il carico inserito e per la frequenza di risonanza, ed in base alle perdite d'inserzione del carico.

E' stato trovato un metodo interessante per misurare la frequenza di risonanza di uno strumento di trasmissione con la precisione di 1 su 200.000, ottenendo nello stesso tempo il mezzo per determinare il valore del « Q » sotto carico, però con una precisione minore. Le perdite d'inserzione vengono misurate mediante il metodo di sostituzione.

**Dott. H. W. Stawski e A. Pascucci** (Milano). **Nuovi materiali ceramici a costante dielettrica elevatissima.**

Viene data in forma riassuntiva una relazione sulle proprietà di certi materiali isolanti ceramici ad elevatissima costante dielettrica realizzati recentemente anche in Italia, sulle misure su di essi effettuate (in ispecie quelle riflettenti i parametri  $\alpha$  e  $\tan \delta$ ) e sulle prospettive di un pratico impiego di tali materiali nella radiotecnica, accertata mediante misura di alcune caratteristiche singolari. Ne viene a tal fine proposto l'impiego in circuiti modulatori di frequenza, in oscillatori a frequenza variabile, come elementi termometrici e bolometrici, ecc.

In particolare vengono presentati alcuni minuscoli condensatori a dischetto (diametro = 9 mm, C = 1600 pF) realizzati dai relatori in Italia, ed un circuito modulatore di reattanza, per modulazione di frequenza, comprendente un circuito L-C nel quale la capacità del condensatore, realizzato coi nuovi dielettrici, varia in funzione dell'ampiezza della modulazione.

**Dr. E. J. Schrepf** (Office of Naval Research, U.S.A.) **Disturbi in reti lineari.**

Trattazione analitica a carattere matematico che porta ad alcune formule risolutive valide per tipiche reti.

**SEZIONE C. ELETTRONICA.**

Giorni 29-9 110 Presidente Mourontseff.

**Prof. I. E. Mourontseff** (Westinghouse Elec. Co. Bloomfield, U.S.A.) **Lo sviluppo del tubo elettronico e la sua parte nel progresso radiotecnico.**

Storia dello sviluppo del tubo elettronico, specie sotto gli aspetti tecnologici. Vengono presi in considerazione i più moderni tubi e ne viene considerata la genesi. Si conclude dimostrando che attualmente anche le idee più ardite meritano di essere tecnicamente esaminate e approfondite.

**Prof. J. T. Randall** (University of London). **Il magnetron a cavità.** (Relatore Prof. N. Carrara).

Storia della evoluzione del magnetron a cavità multiple partendo dagli studi iniziali compiuti all'Università di Birmingham all'inizio della guerra. Il primo magnetron a cavità costruito nel 1940 viene mostrato, nel corso della relazione, dal Dr. Megaw, presente nell'aula e collaboratore di Randall. Esso aveva 6 risonatori e generava una potenza di 400 watt su una lunghezza d'onda di 9,8 cm.

Gli sviluppi successivi consistettero:

- 1) nella costruzione di generatori ermeticamente chiusi;
- 2) nello studio di altri tipi funzionanti ad altre lunghezze d'onda allo scopo di stabilire alcuni principi generali;
- 3) nell'introduzione di catodi di grandi dimensioni e nell'uso di alimentazione ad impulsi.

Questi sviluppi condussero alla produzione di potenze massime dell'ordine di 50 chilowatt a 10 cm. ed a numerosi esperimenti con lunghezze d'onda più corte.

Alla fine della guerra si avevano magnetroni produttori impulsi di potenza pari a diversi megawatt a 10 cm. con rendimento del 50%.

Ciò si dovette in parte al graduale miglioramento nella tecnica di costruzione, e in parte all'adozione di un metodo di collegamento delle cavità (strapping) che permise di aumentare la differenza di frequenza tra i vari modi possibili di oscillazione ed anche di migliorare il rendimento dell'oscillatore.

La nota discute anche gli sviluppi della teoria del magnetron, in particolare i risultati di Hartree e dei suoi collaboratori.

Il relatore conclude augurandosi che anche gli studi teorici che hanno condotto alla realizzazione del magnetron a cavità multiple vengano comunicati agli studiosi per una migliore inquadatura dei problemi.

**Ing. F. Lüdi** (Brown Boveri & C., Baden). **Il « Turbator »: un magnetron a cavità unica.**

La conoscenza della meccanica elettronica è indispensabile per comprendere il funzionamento del magnetron ad anodo provvisto di fenditura e fornisce simultaneamente le basi necessarie alla costruzione. Il procedimento teorico nel caso di un piano dove il catodo ed i segmenti anodici sono sviluppati in due superfici piane suggerisce la realizzazione di un magnetron a grande superficie catodica. Si ottiene così una corrente d'emissione elevata, di conseguenza si deve far ricorso all'anodo a segmenti multipli. Per una frequenza data il rendimento, la tensione anodica ed il campo magnetico sono determinati dal rapporto tra la distanza dell'anodo e del catodo e la distanza che separa due segmenti della stessa fase, nonché dal numero delle fenditure dell'anodo. L'analisi esatta conduce a un rapporto espresso da numeri interi di modo che il diametro del catodo non può assumere che certi valori definiti.

Il collegamento dei segmenti adiacenti con altrettanti circuiti oscillatori identici conduce alla costruzione di un magnetron compatto a grande superficie catodica.

I numerosi circuiti oscillatori provocano una molteplicità di frequenze proprie e l'apparizione di altri « modi » diversi da quello a  $\pi$ , ove i segmenti sono alternativamente caricati positivamente e negativamente.

In queste circostanze si è cer-

cato una soluzione che ammette un'oscillazione secondo il « modo  $\pi$  », escludendo tutte le altre. Questo scopo è stato raggiunto per mezzo della costruzione seguente: un risonatore toroidale (risonatore di Hansen) è combinato ad un sistema di segmenti fissi alternativamente sulle due faccie opposte del risonatore. Al magnetron così costruito si è dato il nome di « turbator ». Nel regime d'emissione esso oscilla su 15 cm. ed è regolabile entro una banda del 7%, dove fornisce una potenza continua da 20 a 50 W con un rendimento del 50% circa.

**E. C. Okress** (Westinghouse Elec. Co. Bloomfield, U.S.A.). **Un sistema di magnetron a cavità risonante.** (Relatore Prof. Carrara).

La memoria ha per argomento lo spettro fondamentale multiplo di un magnetron a cavità multiple e le applicazioni particolari riguardanti la determinazione del modo di oscillazione in  $\pi$ . Segue anche una breve discussione sul funzionamento dell'accoppiamento fra i diversi elementi del risonatore e sul dimensionamento di vari parametri costruttivi. Si conchiude considerando la derivazione del risonatore a cavità rettangolare o a fessura rispetto alla cavità a settore.

**Ing. M. Panetti** (I.E.N.G.F., Torino). **Moto di un elettrone nel magnetron a cavità.**

Si dà notizia in forma riassuntiva di studi intrapresi sopra un magnetron ad elettrodi piani con cavità rettangolari in condizioni di oscillazione nel modo  $\pi$ .

Con un procedimento grafico numerico si determina la configurazione delle linee di campo elettrico e si calcola il valore della frequenza di risonanza.

Si scrivono le equazioni delle traiettorie elettroniche nelle condizioni di oscillazione di cui sopra e si tracciano gli andamenti delle traiettorie per alcuni valori delle grandezze elettriche e magnetiche.

**G. E. Sheppard** (Westinghouse Elec. Co. Bloomfield, U.S.A.). **Il « Resnatron ».** (Relatore Prof. Carrara).

Il « Resnatron » è un tubo capace di generare grandi potenze in modo continuo ad altissime frequenze.

Tali tubi sono generalmente, ma non sempre, dei tetrodi.

I Resnatron si differenziano essenzialmente dai Klystron e dai Magnetron in quanto i principi di funzionamento del Resnatron assomigliano a quelli di un tubo ordinario in classe C, eccettuate le condizioni imposte alle alte frequenze.

Nel campo dell'erogazione continua di grandi potenze ad altissima frequenza, il Resnatron oltrepassa tutti gli altri tipi di gene-

ratori. Lo sviluppo del Resnatron durante la guerra si concretò in un tubo capace di generare con continuità una potenza di 50 a 85 KW a una frequenza di 600 MHz con un rendimento del 40 al 70%.

Durante la guerra dei radar mobili impieganti Resnatron furono utilizzati in funzione di disturbatori dei radar di bordo tedeschi per frequenze da 350 a 650 MHz. Tali unità disponevano di una regolazione meccanica dell'accordo, avevano una modulazione di rumore e potevano fornire una potenza di uscita continua di 50 KW alle frequenze sopra indicate.

**M. J. O. Strutt** (Philips Gloeilampenfabrieken, Eindhoven). **Limiti del guadagno e della potenza d'uscita dei tubi elettronici nel campo delle iperfrequenze.**

Nell'introduzione si richiamano le nozioni di potenza disponibile, di guadagno, di potenza o di guadagno ottimo, sostituendo allo stadio amplificatore in esame un quadripolo lineare.

La Sezione II si occupa dei tubi riceventi e dei tubi amplificatori di potenza, sempre però che si considerino deboli potenze, e per essi viene espresso il guadagno ottimo in funzione della frequenza, sia per piccole che per grandi ampiezze di banda.

Qualora tubi amplificatori di potenza siano utilizzati per potenze di uscita considerevoli, le loro proprietà possono essere studiate in base alle regole di similitudine del campo elettromagnetico.

La Sezione III contiene i risultati fondamentali di un tale studio ed espone in 4 tabelle, secondo la regola suddetta, i coefficienti di moltiplicazione per tutte le grandezze che interessano e cioè: potenza, densità di corrente, ecc.

Nella Sezione IV sono trattate alcune applicazioni di tubi per iperfrequenze e si espongono vari risultati semplici riguardo alle grandezze in funzione della frequenza.

**Prof. A. Pinciroli** (I.E.N.G.F., Torino). **Tubo oscillografico a schermo cilindrico.** (Relatrice: Ing. Passetti).

Si descrive un tubo oscillografico a raggi catodici a comando elettrostatico, dotato di schermo fluorescente di forma cilindrica nel quale l'asse dei tempi è prodotto da un campo elettrico rotante.

Si prendono in esame i pregi e i difetti del nuovo tubo oscillografico. Tra i pregi figura in prima linea quello di non richiedere una tensione a forma di denti di sega per creare l'asse dei tempi e la possibilità di osservare contemporaneamente più oscillogrammi di grandezze isofrequenziali o di frequenza multipla l'una dell'altra.

Si fa cenno dei problemi di ottica elettronica che si sono dovuti affrontare per lo studio del dispositivo e si dà notizia dei risultati ottenuti sopra un tubo sperimentale.

**Prof. Chavas. Voce artificiale.** (Relatore Ing. P. G. Bordini).

Si descrive un generatore di voce artificiale consistente in un tubo al neon che lavora in opportune condizioni provocando una tensione di rumore che viene amplificata circa 10.000 volte. Il rumore risultante è simile a quello di una folla. Mediante l'inserzione di filtri R-C è possibile dare a tale voce artificiale caratteristiche fonetiche maschili o femminili.

*Il prof. Mourontseff e il nostro direttore.*



**SEZ. D RADIOCOMUNICAZIONI.** Giorni 30-9 e 1-10 Presidenti Dott. Zworykni. Prof. Vecchiacchi.

**R. Bureau** (Laboratoire Nationale de Radioélectrité, Parigi). **Sulle applicazioni della radioelettricità alla meteorologia moderna.** (Relatore M. Haubert).

Viene descritto l'impiego di sistemi radio, quali radiogoniometri speciali, per la localizzazione dei temporali a distanza e per varie informazioni sulle condizioni atmosferiche.

Si fa cenno all'impiego di iperfrequenze per scopi analoghi fra i quali quello più spettacolare consiste nell'impiego di Radar registratori per la segnalazione dei cicloni tropicali.

**Prof. F. Vecchiacchi** (Politecnico di Milano). **Il ponte radio Milano-Roma.**

Viene descritto il ponte radio esistente fra Milano e Roma, con stazioni relé a Monte Cimone e a Monte Terminilluccio funzionanti con 4 canali, modulazione a impulsi su frequenze comprese fra 150 e 200 MHz. La potenza impiegata è dell'ordine di qualche decina di W.

Rilievi di larga massa sulla propagazione nel periodo di pochi minuti ed effettuati solamente durante le ore centrali delle giornate, hanno mostrato variazioni del campo in modo assai moderato ad esempio non superiori ad una decina di db circa.

**Dr. V. K. Zworkin** (R.C.A. Princeton, U.S.A.). **I moderni progressi della televisione.**

Gli ultimi anni hanno visto importanti progressi sia nella sensibilità dei tubi di presa, sia nella luminosità e nel contrasto delle immagini ricevute. Nel primo campo l'« image orthicon », utilizzando i principi del convertitore delle immagini, del moltiplicatore elettronico, e dell'analisi con raggio catodico a bassa velocità, rappresenta un tubo di presa con una sensibilità dello stesso ordine di quella dell'occhio umano e perfettamente stabile fino ai valori più alti di illuminazione incontrati. Il rendimento luminoso ed il contrasto dell'immagine sono stati aumentati per mezzo della deposizione sullo schermo fluorescente di una pellicola d'alluminio, trasparente per gli elettroni ma riflettente per la luce.

Il rendimento elevato di questi tipi di tubi viene utilizzato per la proiezione delle immagini televisive mediante sistemi ottici di proiezione od elementi di correzione asferica.

Mentre la televisione monocroma ha raggiunto uno stadio di perfezione tecnica che consente un servizio di diffusione ad elevata qualità, lo stadio definitivo della televisione a colori naturali non è ancora stabilito.

Due sistemi, uno a successione, nel quale le immagini parziali nei tre colori primari sono trasmesse una di seguito all'altra, ed un altro, simultaneo, nel quale esse sono trasmesse nello stesso tempo, utilizzando tre bande di frequenza separate, si sono mostrati capaci di produrre immagini soddisfacenti dal punto di vista della nitidezza e della riproduzione dei colori.

**Dr. R. L. Smith-Rose** (National Physical Laboratory, Teddington). **Progressi recenti nel campo della radiogoniometria.**

Vengono passati in rassegna i progressi nel campo della radiogoniometria descrivendo e classificando i diversi tipi di aerei impiegati per le diverse frequenze. Si accenna ad esperienze eseguite a 1200 MHz nonché all'impiego di tubi a raggi catodici per la rappresentazione dei segnali ricevuti.

**H. C. A. Van Duuren** (Postal Communication Service, Netherlands). **Radiotelescriventi.** (Relatore Prof. F. Vecchiacchi).

Si dà relazione dei principi basilari del funzionamento delle Radiotelescriventi con il sistema sviluppato nei laboratori delle Poste Olandesi.

**F. C. S. Megaw** (Admiralty Signal Estab., Inghilterra) e **W. E. Willshaw** (General Electric Co. Inghilterra). **Una delle prime applicazioni delle onde decimetriche alle comunicazioni navali.** (Relatore Dr. Megaw).

Viene descritto il lavoro sviluppato nel 1937-1939, e un trasmettitore navale con magnetron a 4 segmenti capace di coprire una gamma tra circa 500 e 700 MHz.

Sono descritti gli aerei impiegati e il ricevitore, del tipo super rigenerativo.

**E. M. Ostlund e C. S. Wright** (Federal Telecommunication Lab., U.S.A.) **Modulazione di frequenza nelle radiotrasmissioni negli Stati Uniti.** (Relatore Ing. Dal Bianco).

Dopo aver brevemente accennato agli sviluppi conseguiti sin dal 1933, reattivamente al sistema di modulazione di frequenza nelle trasmissioni radio, gli Autori passano a svolgere delle considerazioni su tale sistema ed a descrivere il ricevitore a modulazione di frequenza. Viene svolto quindi lo studio dei problemi relativi ai disturbi nel ricevitore e nel trasmettitore e vengono descritti il sistema d'antenna ed i vantaggi raggiunti con l'uso delle altissime frequenze.

Vengono riportati infine dei dati comparativi sulle caratteristiche dei due sistemi a modulazione d'ampiezza ed a modulazione di frequenza ed i vantaggi di quest'ultimo rispetto a quello classico a modulazione di ampiezza.

**Prof. R. Barthélemy** (Institut de France, Académie des Sciences). **L'attuale situazione della televisione in Francia.**

Si riferisce sugli attuali orientamenti della tecnica televisiva francese, sulla realizzazione di nuovi tipi di analizzatori elettronici e sulle tendenze ad una elevata definizione dell'immagine che porta verso le 1000 linee.

**Dr. H. Faulkner** (British General Post Office). **Recenti progressi nel campo delle radiocomunicazioni in Gran Bretagna.**

Si descrivono i perfezionamenti nelle installazioni di radiocomunicazioni dell'Amministrazione Britannica delle Poste e Telecomunicazioni.

Si accenna alla installazione di una stazione per onde lunghissime utilizzando una antenna appesa ad una collina e giganteschi sistemi di bobine. Si descrivono sistemi a più canali, e si riferisce circa le realizzazioni e le prospettive future nel campo della televisione.

**Prof. H. Busignies, P. H. Adams e J. Colin** (Federal Telecommunication, Lab. New York). **Relazione sui recenti metodi di radio assistenza alla navigazione aerea.** (Relatore ing. Pallavicino).

Viene tracciato un quadro storico dei metodi di assistenza alla aeronavigazione. Vengono in seguito trattati i moderni sistemi di radio navigazione e che costituiscono due nuove classi.

Queste nuove classi sono il sistema radar e suoi derivati, e i vari metodi di navigazione iperbolica o a distanza differenziale. Vengono descritti i differenti sistemi specifici appartenenti alle due classi, e le nuove applicazioni dei principi delle due prime classi. Viene discussa l'estensione d'installazione di questi aiuti ed i vari sistemi proposti che sono in via di realizzazione; si discute anche l'origine del movimento verso la cooperazione nazionale e internazionale per la definizione di esigenze standard, concernenti la navigazione aerea e la valutazione e l'installazione dei sistemi di radio-navigazione.

Questo movimento portò alla formazione dell'Organizzazione Internazionale per l'Aviazione Civile (ICAO).

**Dr. L. B. Arguimbau e J. Granlund** (Massachusetts Institute of Technology, Cambridge U.S.A.). **Possibilità di trasmissione transatlantica mediante modulazione di frequenza.** (Relatore Prof. Vecchiacchi).

Vengono premesse le note considerazioni concernenti i vantaggi della Mdf rispetto alla MdA nella soppressione delle interferenze. Si accenna inoltre ai fenomeni di distorsione ed evanescenza dovuti alla ricezione di segnali percorrenti vie diverse. In via generale si ammette di poter ave-

re un miglioramento della ricezione nel caso di trasmissione multipla quando è usata la modulazione di frequenza. Il problema è studiato in un modo semi-statico, considerando l'interferenza tra un segnale desiderato e un segnale disturbante di frequenze costanti. Quando il rapporto delle ampiezze,  $1 : a$ , è vicino a uno, la frequenza istantanea risultante varia periodicamente con una frequenza uguale alla differenza tra le due frequenze. Il valore medio della frequenza risultante è sempre esattamente uguale alla frequenza del segnale più forte; però la frequenza risultante si aggira il più del tempo nelle vicinanze della media tra le frequenze dei due segnali, con improvvise variazioni, o punte, di ampiezza

uguale a  $\frac{a}{1-a}$  volte la differenza

tra le frequenze. Se il ricevitore ha risposta lineare in una banda di frequenze sufficientemente ampia, la componente a corrente continua della tensione d'uscita corrisponde alla frequenza del segnale più forte e non è influenzata dalla presenza del segnale più debole. Se invece il ricevitore non passa le punte, il segnale più debole interferisce colla ricezione del più forte. Due canali i cui tempi di trasmissione differiscono di 0,5 millisecondi sono stati costruiti per mezzo di una linea di ritardo a ultrasuoni. Un ricevitore da laboratorio avente un'ampiezza di banda di 4 megahertz in tutte le componenti a valle del limitatore di ampiezza, è usato con una deviazione di frequenza di  $\pm 75$  kilohertz diede risultati praticamente privi di interferenze quando la differenza fra due segnali era di almeno un decibel. E' opinione degli Autori che si può ottenere in questo modo una trasmissione transatlantica esente da distorsione.

**D. D. Grteg e S. Moskowitz** (Federal Telecommunication Laboratories, New York). **Radio diffusione multiplex ad onde ultracorte.** (Relatore Ing. Dal Bianco).

La radio diffusione multiplex è un sistema di radiodiffusione nel quale una sola onda portante è modulata simultaneamente da parecchi programmi. I vantaggi che possono derivare da questo sistema sono i seguenti:

1. - Economia di installazione, conseguente allo sfruttamento massimo della posizione di trasmissione più favorevole.

2. - Maggiore rendimento nel funzionamento, conseguente alla eliminazione dei sistemi duplicatori di antenne e trasmettitori.

3. - Notevole riduzione dei problemi di riflessione nella località d'installazione del ricevitore, il che consente l'uso di una sola antenna semplice per ricezione dei programmi.

4. - Semplificazione di costruzione, conseguente all'eliminazione dello stadio accordato a radio frequenza nel ricevitore.

5. - Risulta molto semplificata la creazione di sistemi ripetitori per collegare diverse zone di servizio.

Fra i diversi metodi di radiodiffusione multiplex, sembra abbia molti vantaggi il sistema della modulazione ad impulsi di posizione variabile nel tempo con un sistema multiplex a selezione nel tempo.

Si descrive un sistema di radiodiffusione di questo genere che usa i metodi di trasmissione sopra citati. E' stato realizzato un sistema a otto canali a banda larga (100-8000 Hz). I dati caratteristici del sistema sono:

1) Frequenza di trasmissione 930 MHz.

2) Larghezza di banda video degli impulsi variabili nel tempo 2,8 MHz.

3) Frequenza di ripetizione degli impulsi: 24 kilo impulsi per secondo per canale, con una deviazione corrispondente alla modulazione nel tempo, pari a  $\pm 1$  micro secondo.

Viene poi descritto l'apparato che comprende il trasmettitore, il ricevitore e le antenne.

**H. Chireix** (Société Francaise Radioélectrique, Parigi). **Collegamento radiotelefonici multiplex su onde ultracorte.**

Allo stadio attuale della tecnica è possibile attuare con l'impiego di potenze molto piccole delle comunicazioni radiotelefoniche multiplex con un numero di canali sufficientemente elevato tra punti lontani, grazie all'utilizzazione delle onde ultracorte e di relé intermedi.

Vengono discusse le qualità e le caratteristiche del sistema e si descrivono le relative apparecchiature e la loro realizzazione.

**H. I. Romnes** (Americ. Teleph. and Telegraph Co., New York). **La radio nel servizio telefonico americano.** (Relatore Prof. Vecchiacchi).

Negli ultimi venti anni la radio ha avuto una parte di più in più importante nella rete telefonica americana. Essa è stata applicata in tre modi generali: Servizio transatlantico; servizio mobile e servizio domestico tra punti fissi.

La memoria dà un riassunto dello sviluppo di ognuna di queste applicazioni.

Si fa inoltre la descrizione di varie innovazioni nell'uso della radio, incluso il sistema del radiorelé operato con frequenze di migliaia di megahertz, ognuna delle quali permette di contenere centinaia di vie di conversazione.

**P. Giroud e L. Couillard** (Société Francaise Radioélectrique, Parigi). **Altimetri radioelettrici per la misura delle altezze degli aeromobili dalla superficie del suolo.** (Relatore Ing. Montuschi).

Dopo aver dimostrato la necessità di avere a bordo di un'aeronave, un mezzo per determinare non l'altitudine in rapporto al livello del mare o in rapporto ad un livello di riferimento qualsiasi, ma l'altezza reale al disopra della regione sorvolata, gli Autori espongono il principio del sondaggio a modulazione di frequenza.

La discussione della teoria generale e delle varie cause di errori è seguita dalla descrizione delle sonde «Aviasol», studiate nei laboratori della Società Francaise Radioélectrique e fabbricate in serie dalla stessa Società.

L'ultima parte riassume le caratteristiche ed i risultati ottenuti con l'«Aviasol».

**Ing. Vaudetti** (R.A.I., Torino). **Nuovo sistema di modulazione per grandi trasmettitori.**

Viene descritto un sistema ad alta efficienza, adottato in alcuni grandi trasmettitori italiani costruiti dalla stessa R.A.I., che elimina l'impiego del normale trasformatore di modulazione. Il nuovo sistema consente una sensibile economia e buon rendimento.

**B. J. Edwards** (Pye Ltd, Inghilterra). **Standardizzazione dei sistemi televisivi europei.**

Vengono passati in rassegna i sistemi televisivi europei quanto a «standard» del segnale e metodo di modulazione e sincronizzazione e si accenna ad un sistema unificato che possa costituire un unico standard europeo.

R. L. Smith Rose  
 Giorgio G. Boella  
 V. K. Zworykin

Maria Cristina Marconi  
 Elettra Marconi  
 Lista dei Vini

Menù  
 C. Gutton  
 S. E. Prof. Colonnelli  
 LASAGNE VERDI ALLA BOLOGNESE

SPIGOLE DEL MEDITERRANEO ALLA ROMAGNOIA

POLLO TOSCANO ALLA DIAVOLO

INSALATA CAPRICCIO

SAINT - HONORE

FRUTTA : UVA DA TAVOLA

CAFFÈ

S. E. Prof. Colonnelli

Amalia  
 Usciolani

Alf. Bazzoli  
 i K S  
 Luigi Piatti  
 K. W. Tremellen  
 E. Hackett

James Neuhack

APERITIVI - VERMUT  
 F. Tank

Bianchi Soave - Chianti - Orvieto - Frascati  
 Maccarese - Torre in Pietra

Rosè Frascati - Orvieto

Rossi Barolo - Barbera - Volpolicello - Chianti  
 Rosso Piceno - Orvieto - Frascati  
 Maccarese - Torre in Pietra - Foro

Liquorosi Salento bianco e rosso - Vin Santo  
 Frascati - Marsala

SPUMANTI

COGNAC - LIQUORI

Alf. Bazzoli  
 M. J. O. Strutt  
 Dr. A. Tescari

Aut. Min. Te. (L. 10/11/1918)  
 Pascorci  
 Am. Bazzoli

« Un interessante e raro documento del Congresso: il menù della colazione offerta a Ostia ai congressisti dal C.N.R., con le firme autografe di alcuni fra i più autorevoli partecipanti. Da sinistra a destra, dall'alto in basso: Dr. R. L. Smith Rose, Marchesa Maria Cristina Marconi, S. E. Prof. G. Giorgi, Prof. M. Boella, Elettra Marconi, Dr. V. K. Zworykin, Prof. C. Gutton, S. E. Prof. Colonnelli, Ing. P. G. Bordoni, Prof. J. E. Mourontseff, Ing. A. Castellani, Prof. F. Tank, Ing. E. Fagnoni, Dr. H. Affolter, Prof. G. Rustelli, Ing. G. Rubino, Prof. F. Fisher, Ing. P. L. Bargellini, Dr. H. W. Stawski, Prof. R. Barthélemy, Prof. N. Carrara, Prof. L. Piatti, Prof. R. Bolt, Mr. K. W. Tremellen, Ing. C. Egidi, Dr. A. Tescari, Prof. F. E. W. Hackett, Dr. M. J. O. Strutt, Prof. F. Vecchiacchi, Prof. R. Sartori, Ing. M. Lorach ».

# UN TRASMETTITORE SEMPLICE ED ECONOMICO DA 20 W PER 7 E 14 MHz

Gerardo Gerardi

Class. Dec. R 355.41

*Viene descritto un semplice ed economico trasmettitore adatto anche per il principiante. Degno di nota è l'adozione di un circuito a pi-greco sullo stadio finale.*

Il trasmettitore che descriviamo se non presenta nessuna novità nel campo tecnico considerato nei suoi stadi separatamente, nel suo insieme rappresenta una soluzione abbastanza soddisfacente del compromesso tecnico-economico per chi, per motivi finanziari od altro, volesse realizzare un « tx » di modesta mole e costo.

Il circuito dell'oscillatore pilota è un E.C.O.; questa scelta è stata suggerita dalla necessità, creatasi col crescente numero di OM, di cercare di trovarsi un « buco » libero tra il fortissimo QRM, che esiste, specie sui 7 MHz, la sera e nei giorni festivi; l'E.C.O. è particolarmente indispensabile in un trasmettitore di piccola potenza come il nostro.

Le valvole impiegate sono note a tutti gli OM, anche principianti, e sono 1-6K6 oscillatrice-pilota, 1-807 P.A., 1-VR 150 stabilizzatrice nella parte trasmittente vera e propria. 1-6SJ7 preamplificatrice microfonica, 1-6C5 amplificatrice, 1-807 finale di potenza, 1-5U4 rettificatrice delle due semionde, nella parte alimentatore - modulatore. Come vediamo si tratta di comunissime valvole che possono anche essere sostituite con altre. Volendo si possono usare delle 6L6 al posto delle 807 con uguale risultato e volendo ancora delle 6V6 con una resa alquanto minore. Da notare che così come è impiegata la 807 P.A. lavora in condizioni di estrema tranquillità.

Passando ora ad esaminare più attentamente



Il "posto" di i PF

lo schema del trasmettitore notiamo: 1-6K6 oscillatrice E.C.O. stabilizzata in G2 con una VR 150 alimentata attraverso R2 di 5000 ohm 3 W. L1 consta di 8 spire di filo rame stagnato da 0,9 mm, su supporto in ceramica del diametro di 32 mm. Lunghezza dell'avvolgimento 20 mm, presa per il catodo alla terza spira lato massa. C1 è di 120 pF. a bassissimo coefficiente di temperatura, C2 un semifisso ad aria da 50 pF e C3, che rappresenta il vero condensatore d'accordo, è di 25 pF ad aria. C1 e C2 hanno la funzione di «zavorra» per una maggiore stabilità e al tempo stesso per ottenere un piccolo  $\Delta C$  del sistema di accordo, in modo che la banda dei 7 MHz viene coperta in due terzi della corsa di C3. R1 e C4 formano il normale gruppo di griglia e C5 C6 hanno lo scopo di fugare a massa l'eventuale R.F. presente sul filamento, onde evitare, dato l'unico secondario di accensione, accoppiamenti con altri stadi. C7 è anche esso un condensatore di fuga e la VR 150 stabilizza eventuali variazioni di tensione dovute sia a fluttuazioni della rete sia a variazioni della tensione anodica prodotte per effetto della modulazione. In placca della valvola 6K6 troviamo C8 che serve per l'accordo ed L2 e L3 rispettivamente per 7 e 14 MHz. L2 è composta di 18 spire filo 0,6 mm smaltato, lunghezza totale dell'avvolgimento 25 mm, su supporto ceramico del diametro di 32 mm, L3 è uguale ad L1. Su 14 MHz la pilota funziona da duplicatrice evitando in tal modo di dover duplicare col finale, con conseguente minore resa. S1 è un comune deviatore del tipo a pallina, Z1 è una bobina d'arresto per O.C. e C9 è un condensatore di fuga.

Esaminato il pilota passiamo al P.A. attraverso C10. Sulla griglia controllo della 807 notiamo Z2 che ha lo scopo di impedire il passaggio della R.F. verso massa e che è uguale a Z1; R3 serve per la polarizzazione di griglia e C11 fuga la R.F., R4 costituisce lo «shunt» dello strumento per una portata di 6 mA. Il gruppo R6-Z, ha lo scopo di evitare oscillazioni su frequenze elevatissime ed è composto da una resistenza di 50 ohm antinduttiva e da 6 spire filo smalto da 1 mm avvolte attorno alla stessa R6. Il catodo della 807 è a massa attraverso la R5 che è lo «shunt» per la portata a 150 mA dello strumento. C12 e C13 sono condensatori di fuga. Si noti la semplificazione ottenuta per la commutazione e contemporanea inversione di polarità dello strumento mediante un semplice deviatore a pallina. C14 e C15 hanno lo stesso scopo di C5 e C6.

Sulla griglia schermo notiamo C16 condensatore di fuga e R8 che serve a provocare una adeguata caduta di tensione; questo elettrodo fa capo ad un morsetto separato, segnato con «G2», che viene unito al morsetto «+AT» per il lavoro in fonia attraverso un ponticello e attraverso il tasto in grafia. C21 ha lo scopo di smorzare lo scintillio prodotto dal tasto.

Sulla placca abbiamo il gruppo R7-Z con scopo e caratteristiche identiche a quelli di R6-Z.

Z3 impedisce il passaggio della R.F. verso l'alimentazione coadiuvata da C17. Il particolare circuito a pi-greco dello stadio finale (filtro Collins) dà ottimi risultati per quanto riguarda l'attenuazione delle armoniche e ci dà la possibilità di poter adattare l'impedenza da circa 30 a 600 ohm, consentendo quindi di usare antenne di fortuna (1). C18 blocca la tensione di alimentazione, mentre C19 e C20 servono rispettivamente per l'accordo e per l'adattamento d'impedenza. L4 consta di 19 spire totali filo 10/10 nudo argentato o stagnato delle quali restano attive solo 7 spire per il lavoro sui 14 MHz. Il supporto, in frequenza, ha un diametro di 50 mm e la distanza tra le spire è di mm 1 e di mm 3 per le ultime 2 spire cioè verso l'antenna.

Il circuito dell'alimentatore-modulatore non ha bisogno di particolari commenti. L'ingresso è previsto per microfono piezoelettrico e i valori dal partitore di entrata sono del tipo consigliato dalla R.C.A. Il trasformatore di modulazione ha i seguenti dati: sezione del nucleo cm<sup>2</sup> 9, primario 1500 spire 0,25 mm, secondario 1500 spire 0,25 mm e 52 spire 0,8 mm per il secondario della bobina-mobile. La presenza del secondario per la bobina mobile (B.M.) consente l'uso del modulatore come normale amplificatore. La presa per la cuffia è utile per potere controllare la quantità e la qualità di modulazione, il ronzio ecc.

## MONTAGGIO

Il complesso è stato realizzato su due telai separati e ciò per diversi motivi:

- possibilità di usare l'alimentatore-modulatore separatamente come amplificatore;
- possibilità di usare l'alimentatore-modulatore in accoppiamento ad altri eventuali trasmettitori per altre gamme o accoppiato ad un sintonizzatore come ricevitore;
- possibilità di sistemare i due telai nel modo più conveniente;
- separazione degli stadi di B.F. da quelli di A.F.

Gli accorgimenti interessanti da prendere sono quelli relativi allo schermaggio della pilota, alle masse della 6K6, della 807 P.A. nonché a quelli della 6SJ7 preamplificatrice. Bisognerà curare che tutti i ritorni del circuito di griglia della 6K6 vadano in un punto e che sia il più breve possibile. Quelli di placca in un altro punto separato e così per le altre. Il circuito di griglia della 6K6 è stato schermato da ogni altro, come si nota dalla fotografia, e chiuso in una scatola. Tre fori: uno per i filamenti, uno per l'alimentazione di G2 e uno per l'uscita di placca servono al collegamento.

Posteriormente a ciascun telaio trovano posto due morsettiere con tre serrafili così contrassegnati:

#### Sull'alimentatore modulatore:

- F - Filamento
- Massa
- F - Filamento
- B.M. - Bobina mobile
- + M.T. - Positivo media tensione per la pilota
- + A.T. - Positivo alta tensione per il P.A.

#### sul trasmettitore:

- F - Filamento
- Massa
- F - Filamento
- + M.T. - Positivo media tensione per la pilota
- + A.T. - Positivo alta tensione per il P.A.
- G2 - Per l'eventuale grafia vedi testo)

Si curerà la massima rigidità meccanica di tutti gli organi e principalmente di quelli relativi al circuito di griglia della 6K6. I collegamenti saranno i più brevi possibile e con filo di buona sezione. La 807 del P.A. verrà incastrata nel telaio portando la parte inferiore della placca al livello del telaio stesso in modo da schermare i circuiti di entrata e di uscita, e la 6K6 se non è del tipo metallico verrà pure schermata. C3 sarà reso accessibile ad un giravite per la regolazione durante la messa a punto.

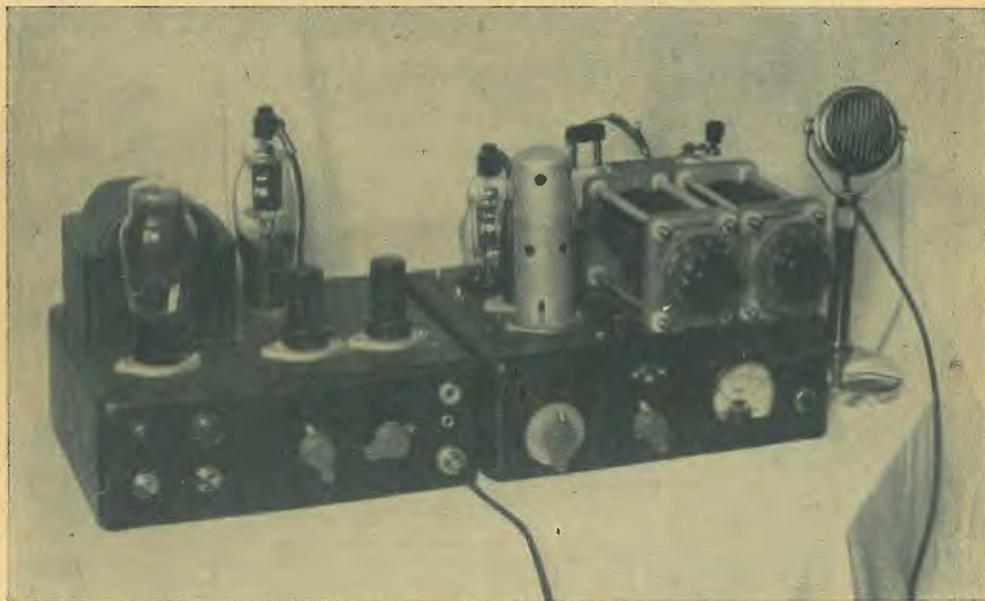
#### MESSA A PUNTO

Nessuna difficoltà dovrà incontrarsi. Controllato il modulatore, con cuffia o con altoparlante, lo si collegherà al trasmettitore. Fatto ciò si chiuderà l'interruttore generale e, dopo che i catodi delle valvole si saranno riscaldati, quello sul negativo dell'alimentazione. Si constaterà subito l'innesco della V.R. 150 il che confermerà il suo corretto funzionamento. Ci si accerterà

che la 6K6 oscilli controllando la corrente di griglia della 807, corrente che verrà aggiustata a circa 3 mA mediante la regolazione di C8. Sarà bene accertarsi che il P.A. non entri in oscillazione; a tale scopo mediante lampadina al neon si constaterà la presenza della R.F. in L4 che dovrà mancare togliendo la 6K6. Durante tale operazione la corrente anodica salirà dai 100 ai 120 mA. Qualora si constatasse il contrario, cioè che il P.A. oscilla per conto suo, si controllerà che non si sia incorsi in qualche trascuratezza che possa provocare l'accoppiamento e si proverà a spostare il ritorno del circuito di griglia e di placca e, in modo certo, il fenomeno dovrà cessare.

L'operazione d'accordo è semplicissima: con l'aereo attaccato si metterà C20 alla massima capacità e si ruoterà C19 per un « dip » cioè un minimo della corrente anodica, circa 20 ÷ 30 mA. Indi diminuendo progressivamente C20 e ricercando man mano un « dip » con C19 si giungerà ad un punto in cui la corrente anodica raggiungerà circa 75-80 mA. In queste condizioni si sarà raggiunto l'accordo e l'adattamento d'impedenza.

In quanto alla messa a punto del circuito dell'E.C.O. se l'OM non disponesse di strumenti atti allo scopo si potrà usare un buon ricevitore, per il quale si sia certi della taratura; C2 sarà regolato in modo che il centro della gamma dei 7 MHz cada a metà della corsa di C3. Sotto il bottone ad indice si potrà mettere un quadrante direttamente tarato in m o MHz. Per il lavoro in gamma 14 MHz si includerà mediante S1 la L3 e si porrà il ponticello « P » sulla L4; nel resto si procederà come prima detto.



I due telai affiancati

La corrente di griglia della 807 verrà regolata a circa 3 mA, valore dimostratosi ottimo.

Riteniamo non avere altro d'importante da dire ed ad ogni modo siamo a disposizione per qualunque chiarimento. Saremo altresì grati a chi volesse darci comunicazione di eventuali modifiche e perfezionamenti apportati.\*

### RISULTATI

Installato il trasmettitore con una antenna, come in fig. 1 ubicata molto bassa e schermata tutt'intorno da case, s'è potuto constatare, dai controlli avuti, il buon rendimento di tutto il complesso per quanto riguarda stabilità di frequenza, purezza della portante, banda occupata, assenza di armoniche e qualità della modulazione.

È stato constatato inoltre il corretto funzionamento del trasmettitore anche sulla banda dei 28MHz; però non essendo stato impiegato per collegamenti su questa banda non possiamo elencare dei risultati.

Per il funzionamento sui 28 MHz si è adoperata la Pilota quale duplicatrice, duplicando successivamente col finale; sono state lasciate 2 spire attive della L4.

### MATERIALE USATO

#### Trasmettitore (fig. 1):

C1 - cond. fisso a mica 120 pF coefficiente minimo di temperatura

- C2 - cond. semifisso ad aria 50 pF 500 V1
- C3 - cond. variabile ad aria 25 pF 600 V1
- C4, C10 - cond. fissi a mica 100 pF 1500 Vp
- C5, C6, C14, C15 - cond. fissi a carta 5000 pF 1500 V1.
- C7, C9 - cond. fissi a mica 10.000 pF, 600 V1
- C11, C12 - cond. fissi a mica 1.000 pF, 600 V1
- C13 - cond. fissi a mica 10.000 pF 600 V1
- C16, C17 - cond. fissi a mica 2.000 pF 1.000 V1
- C18 - cond. fissi a mica 4.000 pF 1.000 V1
- C19, C20 - cond. variabili ad aria 150 pF 3.000 V1
- C21 - cond. fisso a carta 0,1 μF 1.000 V1
- R1 - Resistenza fissa 50 kΩ 1 W
- R2 - Resistenza fissa 5 kΩ 3 W
- R3 - Resistenza fissa 20 kΩ 2 W
- R4, R5 - Shunt (vedi testo)
- R6-Z, R7-Z - (vedi testo) impedenze smorzamento
- R8 - Resistenza fissa 15 kΩ 6 W
- Z1, Z2, Z3 - Impedenze per O.C. 2,5 mH
- L1, L2, L3, L4 - (vedi testo)
- S1, S2 - Deviatori a pallina
- mA - Milliampmetro 2 scale 6 e 150 mA
- P - Ponticello per la banda dei 14 MHz
- M1, M2 - Morsettiere a 3 serrafili
- V1 - Valvola tipo 6K6 G
- V2 - Valvola tipo VR 150
- V3 - Valvola tipo 807

#### Nell'alimentatore-modulatore (fig. 2):

C1 - conden. a mica 50 pF  
C2, C6 conden. elettrolitici 10 μF 25 1

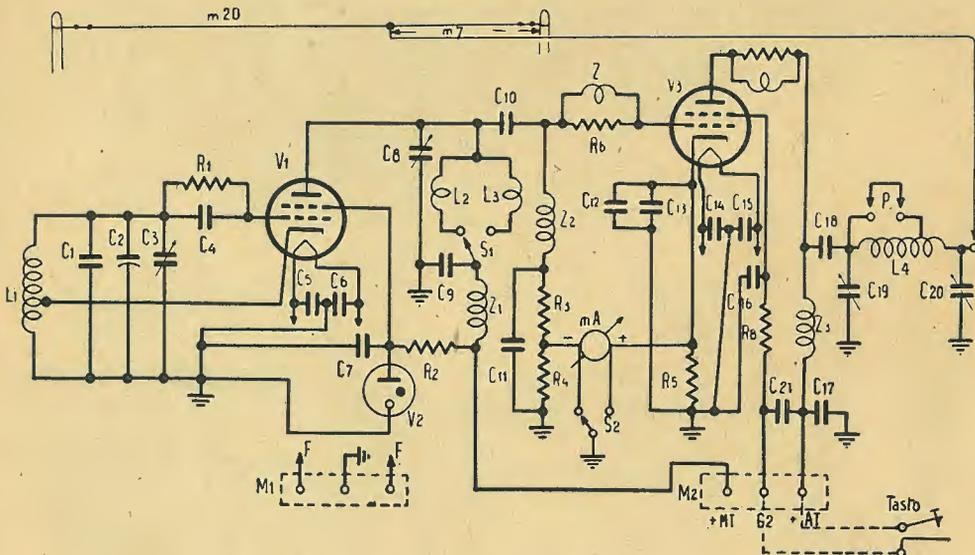


Fig. 1 - Telaio del trasmettitore.

- C3 - conden. fisso a carta 0,1  $\mu$ F 1500 V1
- C4 - conden. fisso a carta 0,01  $\mu$ F 1500 V1
- C5, C11, C12, C13 - cond. elettrolitici 8  $\mu$ F 500 V1
- C7 - conden. fisso a mica 0,01  $\mu$ F 500 V1
- C8 - conden. elettrolitico 25  $\mu$ F 50 V1
- C9 - conden. fisso a carta 20.000 pF 1.500 V1
- C10 - conden. fisso a carta 0,01  $\mu$ F 500 V1
- R1 - resistenza fissa 3 M $\Omega$  1/2 W
- R2 - resistenza fissa 2 M $\Omega$  1/2 W
- R3 - resistenza fissa 2 K $\Omega$  1 W
- R4 - resistenza fissa 1 M $\Omega$  1 W
- R5 - resistenza fissa 0,25 M $\Omega$  1 W
- R6 - resistenza fissa 50 K $\Omega$  1 W
- R7 - Potenziometro senza interruttore 0,5 M $\Omega$
- R8 - Resistenza fissa 1 K $\Omega$  1 W
- R9 - Resistenza fissa 0,1 M $\Omega$  1 W
- R10 - Resistenza fissa 0,3 M $\Omega$  1 W
- R11 - Resistenza fissa 1 K $\Omega$  1 W
- R12 - Resistenza fissa 200  $\Omega$  3 W
- R13 - Resistenza fissa 20 K $\Omega$  1 W
- Z1, Z2 - impedenze di BF: nucleo cm<sup>2</sup> 5, spire 2200 filo 0,25 sm
- T1 - trasf. alim: primario universale, secondari: 340 + 340 V 0,2 A - 6,3 V - 4 A - 5 V - 3 A
- T2 - Trasn. di modulazione (vedi testo)
- S1, S2 - interruttori a pallina
- M1, M2 - morsettiere a tre serrafili
- V1 - valvola tipo 6SJ7
- V2 - valvola tipo 6C5
- V3 - valvola tipo 807
- V4 - valvola tipo 5U4

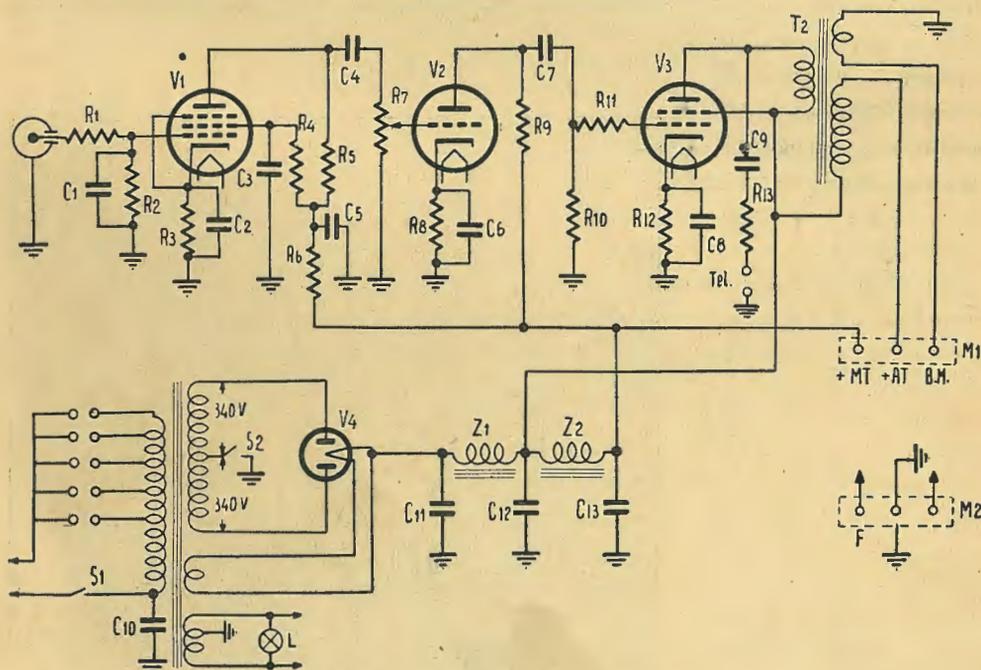


Fig. 2 - Telaio dell'Alimentatore - Modulatore.



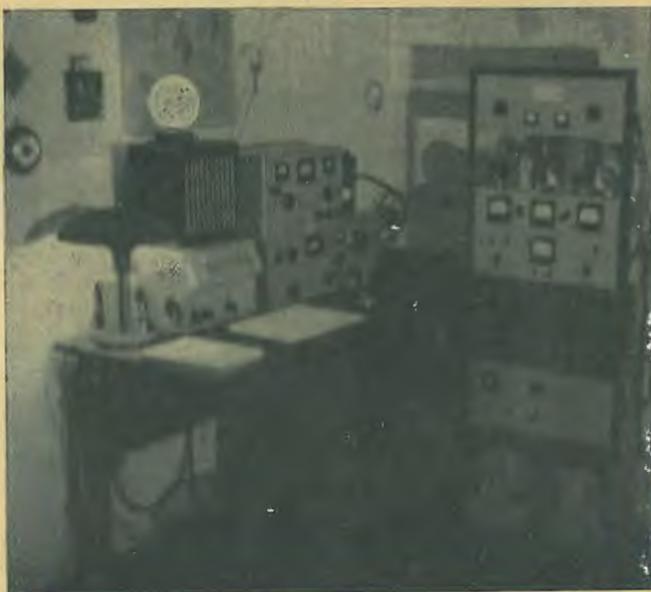
# Reparto Cannoni...

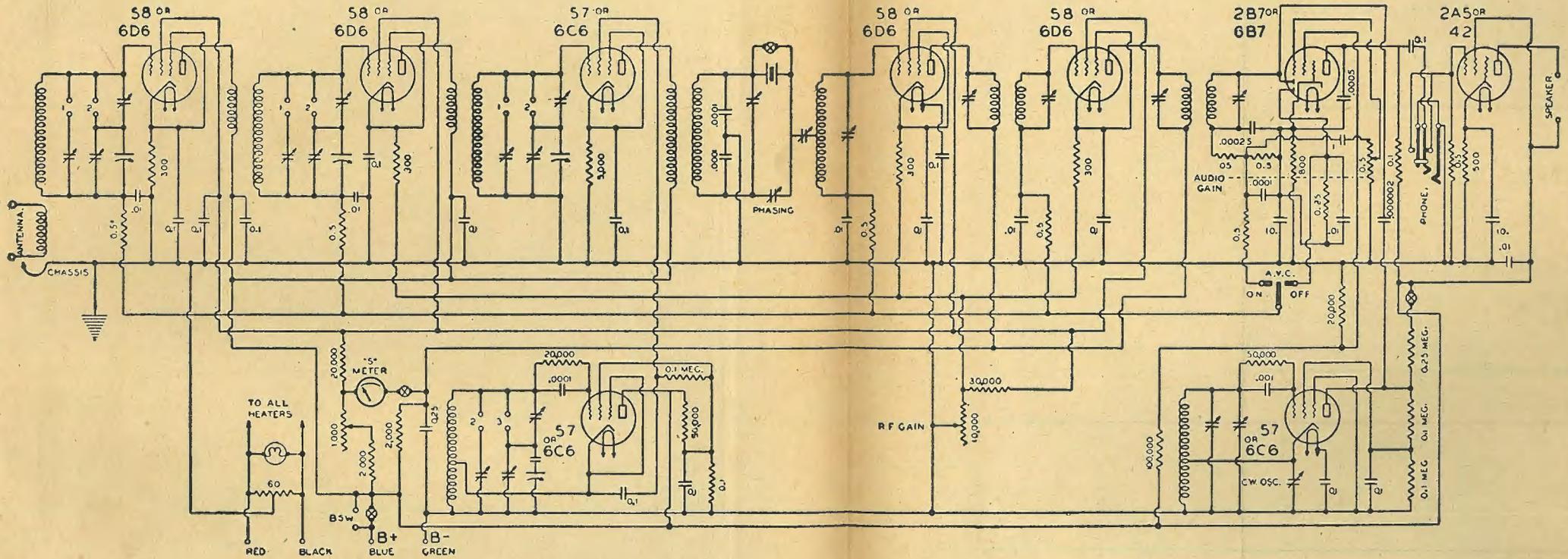
L'ing. Renzo Pasquotti è un noto DXer, in più, come si può facilmente constatare dalle fotografie, il suo shack è di un ordine e lindore addirittura sconcertanti.

Ma iLRZ afferma, giustamente, che quando le cose marciano bene non vi è alcun motivo perchè debbano conservare un pittoresco quanto caotico disordine. iLRZ opera normalmente sui 10 e 20 metri in fonìa e grafìa. Raramente sugli 80. Il trasmettitore ha 3 stadi: 6K7 (ECO) + 6L6 (F.D.) + RL12P35 (P.A.) con un input di 40÷50 watt. Modulazione su placca e schermo con controfase di 807 classe AB<sub>1</sub>. Per i 10 metri iLRZ si serve di una « ground-plane » o di una « Levy » 5+5 m che usa anche per i 20.

I ricevitori sono un tradizionale AR18 per uso generale, un Lorenz UKW a 10 valvole modificato a doppio cambiamento di frequenza per i 10 m e una super a 7 valvole, autocostruita alla maniera di Hallicrafters, per i 20, 40 e 80 m.

Durante il recente sciopero dei metallurgici l'ing. Pasquotti ha passato il suo tempo mettendo a punto la « ground-plane ».

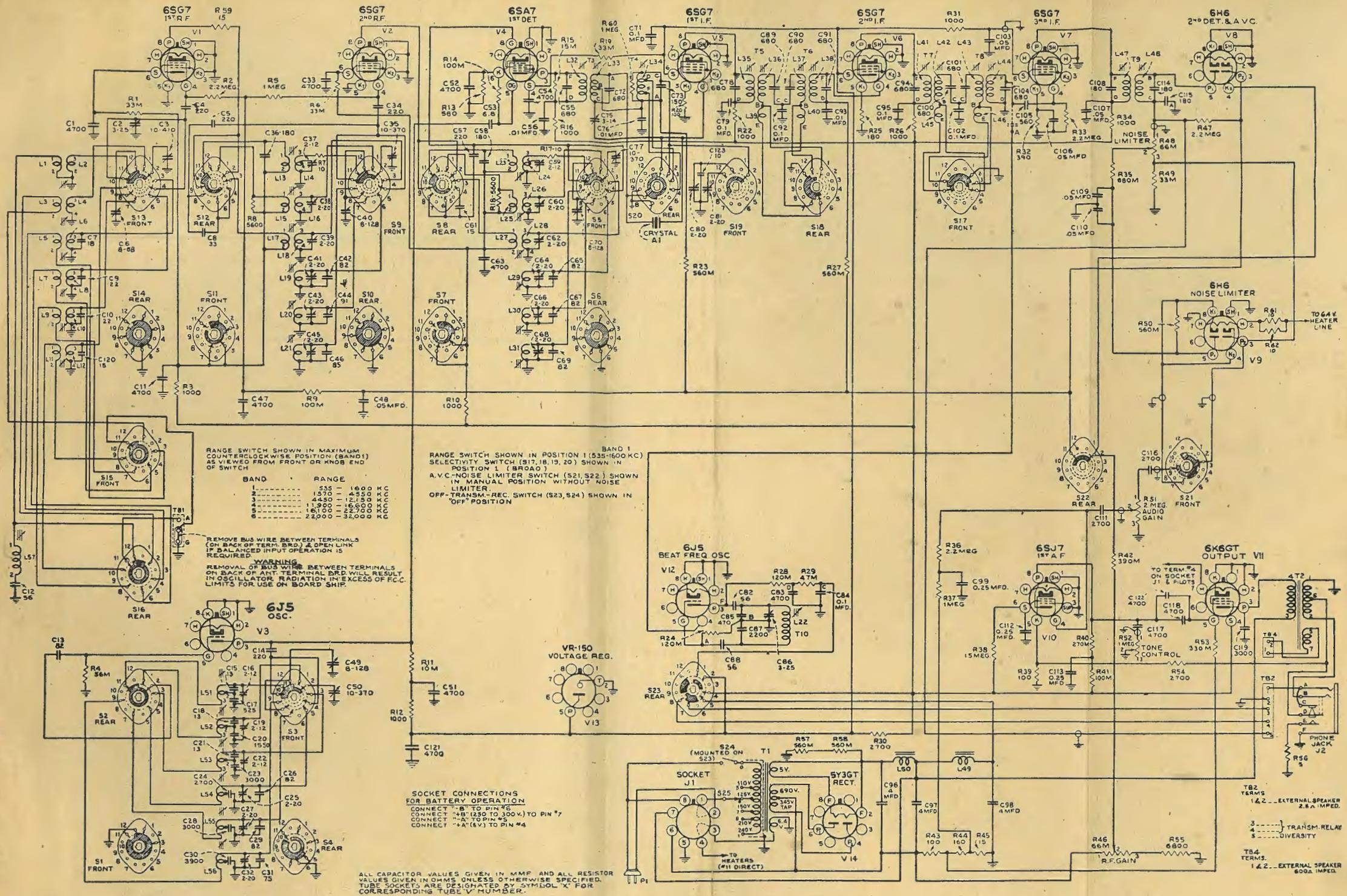




468a

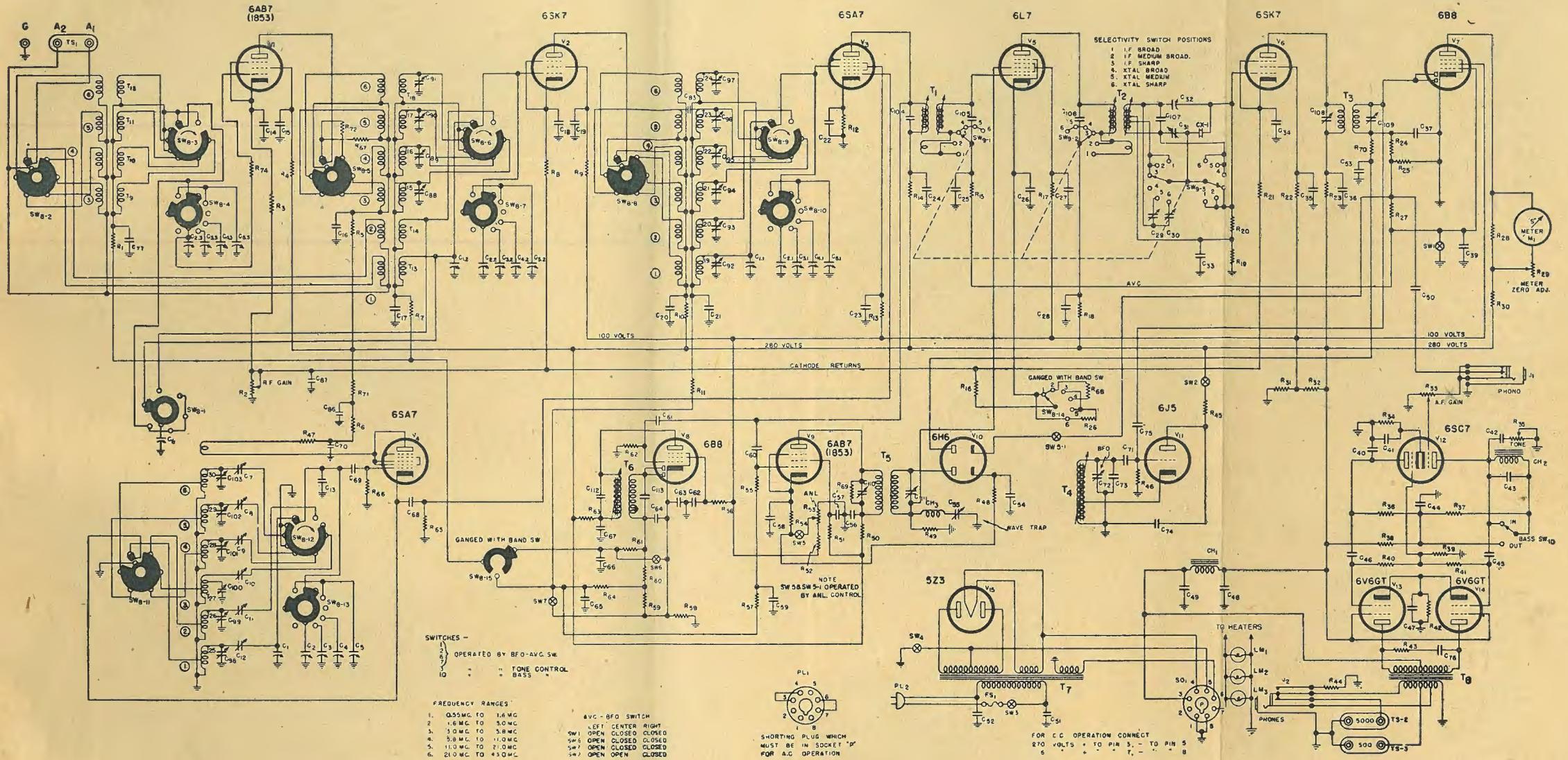
**RICEVITORE H.R.O. NATIONAL**

N. B. - L'alimentazione anodica (B+ e B-) è di 230 volt a 65 milliampere.



**RICEVITORE AR-88D RCA**

N. B. - Tenere presente, nei valori delle resistenze, che il simbolo **M** significa "mila,, vale a dire:  
560 M = 560'000 ohm.



# RICEVITORE S X 28 HALLICRAFTERS

**R**  
 R1=0,1M $\Omega$   
 R2=10 K  
 R3=330  
 R4=27 K  
 R5=1000  
 R6=6800  
 R7=R1  
 R8=R3  
 R9=R5  
 R10=2700  
 R11=R1  
 R12=390  
 R13=R10  
 R15=R1  
 R16=270  
 R17=R5  
 R18=R10  
 R19=R1  
 R20=0,47 M $\Omega$   
 R21=270  
 R22=R5  
 R23=R10  
 R24=R1  
 R25=R20  
 R26=1000  
 R27=R20  
 R28=100  
 R29=500  
 R30=27 K  
 R31-32=11.000-4000  
 R33=0,5 M $\Omega$   
 R34=R5  
 R35=0,5 M $\Omega$   
 R36=R1  
 R37=R1  
 R38=47 K  
 R39=180 K  
 R40=270 K  
 R41=R40  
 R42=220  
 R43=20 K  
 R44=5000  
 R45=R43  
 R46=R38  
 R47=10  
 R48=R1  
 R49=1 M $\Omega$   
 R50=560  
 R51=20 K  
 R52=R38  
 R53=50 K  
 R54=33  
 R55=R20  
 R56=R5  
 R57=R1  
 R58=180  
 R59=R1  
 R60=R40  
 R61=R20  
 R62=R20  
 R63=R10  
 R64=R20

**C**  
 C6=3,5-50  
 C7=2980  
 C8=2400  
 C9=2240  
 C10=1700  
 C11=822  
 C12=541  
 C13=5  
 C14=0,02  
 C15=C14  
 C16=0,02  
 C17=0,05  
 C18=C14  
 C19=C14  
 C20=C16  
 C21=C17  
 C22=C14  
 C23=C14  
 C24=C16  
 C25=2200  
 C26=C17  
 C27=C14  
 C28=C16  
 C29=2-6  
 C30=4-20  
 C31=C30  
 C32=3-25  
 C33=C14  
 C34=C14  
 C35=C14  
 C36=C16  
 C37=47  
 C39=C14  
 C40=470  
 C41=10  $\mu$ F-25 V  
 C42=C16  
 C43=5100  
 C44=10  $\mu$ F-300 V  
 C45=0,05  
 C46=C45  
 C47=40  $\mu$ F-25 V  
 C48=30  $\mu$ F-400 V  
 C49=30  $\mu$ F-450 V  
 C50=C14  
 C51=0,01  
 C52=C51  
 C53=C17  
 C54=C45  
 C55=C50

C56=C16  
 C57=C14  
 C58=C17  
 C59=C17  
 C60=C37  
 C61=250  
 C62=C14  
 C63=C17  
 C64=100  
 C65=C14  
 C66=C17  
 C67=C16  
 C68=C37  
 C69=C37  
 C70=C25  
 C71=C64  
 C72=5-25  
 C73=500  
 C74=0,01  
 C75=2  
 C76=C25  
 C77=C17  
 C83=2,5  
 C86=C40  
 C87=0,25  
 C88=4-20  
 C89=C88  
 C90=C88  
 C91=C88  
 C92=2,5-6  
 C93=C88  
 C94=C88  
 C95=C88  
 C96=C88  
 C97=C88  
 C98=C88  
 C100=C88  
 C101=C88  
 C102=C92  
 C103=C88  
 C104=275  
 C105=275  
 C106=125  
 C107=85  
 C108=25  
 C109=70-90  
 C110=80  
 C111=80  
 C112=100  
 C113=25  
 C114=10

N.B. — In alcune informazioni supplementaria Hallicrafters raccomanda, per un miglior rendimento dell'SX28 sui 10 metri e un miglior funzionamento del limitatore.

1. Aggiungere un condensatore da 6-6,5pF all'estremità del trasformatore T18.
2. Aggiungere una resistenza da 10 $\Omega$  ½ W in serie alla griglia di V2.
3. V2 è sostituita con una 6AB7 (1853).
4. Aggiungere un condensatore da 10 pF all'estremità di T-24.
5. Il conduttore di griglia schermo di V2 va collegato al 280 volt anziché a 100.
6. Aggiungere una resistenza da da 0,1 M $\Omega$  ½ W in serie col conduttore del limitatore da V5 (terza griglia della placca del tubo V5).
7. Deconnettere R49 dalla giunzione di C111 e CH3.
8. Un condensatore da 25 pF e una resistenza da 1 M $\Omega$  ½ W vanno collegati in parallelo dalla griglia di iniezione di V5 alla massa.
9. I collegamenti di placca e catodo di V10 vanno invertiti. Il circuito relativo include SW5-1 che sarà ora connesso nel conduttore di placca di V10 anziché in quello catodico come ora indicato sullo schema.
10. C102 va portata dall'estremità di T29 alla presa dello stesso.
11. Aggiungere un condensatore da 0,02  $\mu$ F ai capi di T-17.
12. Il lato di C88, C89 e C90 che è connesso a massa va ora connesso alla giunzione di C17 e R7.
13. Il lato di C92, C93, C94, C95 e C96 che è connesso a massa va ora collegato al lato isolato di C21.
14. Collegare C60 fra la griglia di controllo di V9 e la placca di V8.

Inoltre:

R9 =27.000 1 W  
 R76 =10  $\Omega$  1 W  
 R75 =0,1 M $\Omega$  0,5 W  
 C60 =5 pF  $\pm$  20 %  
 C115=27 pF  $\pm$  10 %  
 C116=6-6,5 pF  
 C117=C16.

ATTENZIONE! Nella presente lista i valori delle resistenze salvo indicazione in contrario, sono espresse in ohm, quelle delle capacità in picofarad; quando preceduto da uno o più zeri in microfarad. L'indicazione R(oC)x=R(oC)y indica che gli elementi in questione sono identici non solo come valore ma anche come caratteristiche meccaniche.

La mancanza di un simbolo (per esempio C84) indica che l'elemento in questione non è stato usato.

T1-T6=455 kHz

CH1=13 H-100 mA

CH2=4H

M1=0,5 mA, 8,8  $\Omega$

OX1=455 kHz  $\pm$  5 kHz

Signor Direttore,

mi permetta di rispondere, o meglio continuare, il Suo Editoriale del N. 2 (vol. II) di *Tecnica Elettronica*.

Si può affermare, genericamente, che ogni categoria di appassionati (meglio che «interessati», poichè il puro e semplice «interesse» è spesso insufficiente stimolo alla fantasia) ad una qualsiasi attività evolve il suo gergo.

Ciò è vero, ad esempio, degli sportivi (con specializzazioni per ogni singolo sport), musicisti, pittori, scrittori, collezionisti di pipe. Oltre che, naturalmente, dei radiotecnici e degli aeronauti di cui parla Lei.

Tutti costoro usano parole o frasi particolari, o conferiscono significati particolari a parole e frasi correnti. E naturalmente, il fenomeno è più diffuso più è giovane il ramo di attività interessato.

Credo ciò sia conseguenza immediata della povertà dei vocabolari, che devono forzatamente evolversi di pari passo al progredire della tecnica e delle altre conquiste dello spirito.

Particolarmente povero il vocabolario Inglese «tradizionale»: valutato, se non erro, in due-trecentomila vocaboli di cui nemmeno la decima parte in uso corrente: e quindi, particolarmente fertili gli anglosassoni nel creare vocaboli nuovi (e non si creda che lo «slang» sia fenomeno puramente Americano...).

Particolarmente ricco il vocabolario Tedesco, i quali poi si sbizzarriscono a creare vocaboli di dozzine di lettere (a titolo aneddotico, mi sia lecito ricordare di aver recentemente letto «vicecapostazioneaggiuntosullalineafferroviariasecondaria da A a B»). Ed avendone ormai secolare abitudine, trovano più pratico dire «spaziovuotoincuiglielettroniemessidalcatosubisconoaddensamentierarefazioni» che non «rumbatron»...

In una situazione mediana, gli Italiani — che non seguono una condotta regolare e costante e con i quali perciò non si sa mai come regolarsi.

Quanto alle «sigle», credo si possa affermare che l'uso della sigla piuttosto che dell'esplicita serie di parole dipende esclusivamente dalla diffusione del concetto espresso. Per esempio, non credo di aver mai sentito dire «quella è un'autovettura prodotta dalla Fabbrica Italiana Automobili Torino».

Questione invero spinosa, è quella della «nazionalizzazione» o meglio, per quanto più direttamente ci concerne, dall'«italianizzazione» dei vocaboli.

D'accordo, per esempio, su «autista» piuttosto che «chauffeur» (soprattutto perchè «autista» è assai più aderente alle mansioni effettivamente svolte). Ma «diporto» e «diportantisi» per «sport» e «sportivi», «giazzo» per «jazz», «filmo» per «film»...

Si dirà, tradurre piuttosto di Italianizzare. Benissimo, ogniqualevolta ciò sia possibile senza tradire il concetto, senza cacofonie, e conservando la esplicità brevità del termine originale. Se Le parlassi, signor Direttore, di «antenna per sistemi di radiolocalizzazione (pur senza specificare quali) costruita con elementi metallici di foggia opportuna e disposti a traliccio in modo da somigliare (con un po' di buona volontà e di immaginazione pittorica) ad uno dei sistemi di reti da letto correntemente impiegati», non escludo affatto che Ella, con la perspicuità che La contraddistingue, comprenda anche che sto cercando di dire «Bedstead Radar Antenna». Ma se invece Lei pensasse che io parlo della «Lattice», non saprei, tutto considerato, darLe torto.

E quando incontro gli amici RCA, VK, SM, ADE, ecc., credo preferiranno sentirsi chiamare «OM» che non «Buona sera, persona che ti interessi a radiotrasmissioni senza carattere commerciale».

## LETTERE AL DIRETTORE

### A PROPOSITO DI GERGO RADIOTECNICO

Su un punto sul quale invece non andiamo d'accordo, è invece l'improprietà con la quale spesso vengono usate le sigle.

« ECO », ad esempio, è un « Electron Coupled Oscillator ». E non è lecito definire « ECO » qualsiasi oscillatore a frequenza variabile, che a rigore è semmai un « VFO ».

E poi, almeno nel nostro campo della radio, cerchiamo di imparare la pronuncia delle poche dozzine di vocaboli correnti. Recentemente mi fu sottoposto un problemino di montaggio di una « grunplanne ». Notoriamente il sottoscritto è duro d'orecchio e manca di fantasia, fatto sta, che solo quando si arrivò allo stadio degli schizzi compresi si stava parlando di una « Ground Plane ».

ArrivederLa, signor Direttore, e grazie per l'attenzione. Al nostro prossimo incontro, mi permetterò commentare secoLei i risultati della « Operazione Quadrivio », ed intanto creda ai miei sentimenti i più rispettosi.

ALESSIO GURVIZ

Milano, settembre 1947.

---

## A PROPOSITO DI RADIOTRASMISSIONI

*Egregio Signor Direttore,*

L'ampio, documentato e coraggioso articolo di P. L. Bargellini sulla modulazione di frequenza in Italia (T.E. n. 2, 1947) mentre da un lato mi induce a suggerirle che più spesso vengano pubblicati i testi riveduti ed ampliati di conferenze alle quali solo pochi tecnici hanno potuto assistere, dall'altro mi ispira alcune considerazioni sull'argomento che, sebbene in parte implicite in quello scritto, meritano di essere meglio esposte e ribadite per richiamare su di esse l'attenzione generale del mondo radiotecnico e delle autorità di governo in particolare.

Devo premettere alcune osservazioni di carattere generale comprensibili a tutti i lettori per giungere poi ad una inquadratura del problema sulla quale mi sembra si dovrebbe impostare una proficua discussione tecnica.

Non vi è dubbio anzitutto che da anni le radioaudizioni su onde medie non offrono molto spesso un godimento estetico, ciò non tanto per i programmi europei quanto per i disturbi e soprattutto per le interferenze; nulla o quasi si è potuto ottenere in Italia per l'eliminazione dei disturbi dovuti agli impianti elettrici che nel nostro paese sono assai più diffusi che in molti altri, nè d'altronde il normale ricevitore a cinque valvole ha sensibilità e selettività tali da garantire di eliminare le numerose interferenze dovute all'eccessivo affollamento dell'etere. La grande diffusione che hanno incontrato presso di noi i ricevitori minimi, di sensibilità ancora minore ed acustica assai limitata, conferma a mio parere quanto sopra o comunque la tendenza ad accontentarsi sempre più delle sole stazioni locali che in Italia sono in

numero di ben 25 in tutto. Io Le dico che il sig. Bargellini è ottimista ad affermare che soltanto per almeno il 90 per cento dell'uso gli ascoltatori devono accontentarsi della stazione locale ed io vorrei poter mettere in conto quelli che scoraggiati dai programmi rinunciano anche alla locale!

La questione, per la sua importanza sociale e culturale e per le conseguenze che può avere su tutta la sistemazione europea del dopoguerra, è all'esame dell'O.N.U., la cui organizzazione educativa scientifica e culturale (UNESCO) si prefigge lo scopo di: « promuovere ed aumentare i mezzi culturali di comunicazione e di contatto tra i popoli e di avvalersi di tali mezzi per il conseguimento di una reciproca comprensione... ».

Le onde corte, restando limitate ai servizi transcontinentali, non possono risolvere che in piccola parte il problema mentre la modulazione di frequenza, che elimina anche i disturbi dovuti ad interferenza, offre tecnicamente la soluzione ideale; e tuttavia essa fallirebbe al suo scopo se si pensasse di semplicemente sostituire, come sembra voglia fare la RAI, qualcuna tra le stazioni ad onde medie che in numero di ben 25 espletano il servizio nazionale, disseminate un po' dovunque nelle maggiori città della penisola o delle isole.

Occorre pensare che l'area servita col nuovo sistema non è molto estesa se la stazione non è sufficientemente elevata e che anche limitandosi alle nostre tre o quattro maggiori città con numero di abitanti intorno al milione non vi sarebbe la giustificazione o, meglio, l'interesse commerciale del rinnovo delle costose attrezzature industriali per la produzione dei nuovi tipi di ricevitori destinati ad un mercato per ora fiacco e ad un pubblico scontento, quindi non disposto a lanciarsi famelicamente su queste novità che è sensazionale solo per noi tecnici e che per lui comporta il grave scoglio della nuova spesa per un vecchio divertimento.

Negli Stati Uniti e dovunque vi siano città che contano parecchi milioni di abitanti si vede la convenienza di sostanzialmente sovvertire lo stato di cose attuale per migliorarlo e contemporaneamente per ottenere non indifferenti guadagni economici, potendosi contare sulle forti vendite per compensare le spese sostenute.

In Italia il problema è diverso soprattutto per ragioni geografiche; poche stazioni installate sui monti che dominano le nostre operose e popolate pianure potrebbero servire ininterrottamente nelle ventiquattro ore, ed assai meglio delle onde medie, proprio quelle zone dove sono concentrati gli ancora non numerosi ascoltatori italiani.

Lo scritto di Bargellini accenna a queste installazioni senza chiarire bene che qui è la chiave del problema, chiave magica che potrebbe aprire da un lato ancor meglio al popolo italiano le porte della cultura, del progresso e della civiltà, dall'altro dare un vero sollievo ad una industria che attende con ansia possibilità di produzione meglio proporzionate alla sua notevole capacità. Manca dunque il piano di una rete nazionale di stazioni a modulazione di frequenza disposte in modo da servire bene e con più programmi che non ora, le varie zone di pianura facilmente delimitabili; zone che un semplice sguardo ad una carta della densità della popolazione fa subito risaltare all'occhio.

Studi in tal senso sono stati fatti in Italia ed oggi si sa perfettamente che con due o tre modestissime stazioni opportunamente installate si potrebbe, ad esempio, servire tutta la Valle Padana; non manca perciò nessun elemento per poter giungere ad un piano preciso e completo.

Non mi soffermo sul problema tecnico di far pervenire il programma alle stazioni installate in collina; voglio però pensare che queste stazioni possono avere spesso emissioni locali, con programmi che facciano partecipare la città alla vita della provincia e non viceversa.

Ancora il Bargellini invoca che questo piano rientri in quelli per la ricostruzione ed indubbiamente si tratta di una grande opera di pace e talmente vasta da doversi affidare senza monopolio a tutti coloro che ne sono capaci; ma poichè un ente tecnico governativo, come la « Federal Commission » americana, dovrà preparare il piano, questo occorre anzitutto chiedere: la creazione di un comitato di studio che si trasformi poi al più presto in commissione permanente ed operante.

Solo allora potremo avere la modulazione di frequenza in Italia.

A questo punto infine, pur senza dilungarmi, vorrei fare un cenno alla questione del monopolio delle radiodiffusioni contro il quale va crescendo l'opposizione per vari motivi. Il piano, prevedendo di suddividere le singole gestioni di servizio, sembra permettere notevoli risparmi ed in ogni caso diviene possibile concedere permessi di esercizio a società e gruppi commerciali che hanno interesse a farlo, accrescendosi così il numero delle emissioni e dei programmi.

I canoni di abbonamento ed i proventi delle licenze di esercizio andrebbero allo Stato che forse potrà assumere l'esercizio delle stazioni ad onda media, riducendole di numero ed aumentandone l'efficienza, ed affidando ad esse il servizio continentale; quello intercontinentale resterebbe affidato alle onde corte ed infine le stazioni a modulazione di frequenza, che nulla vieta di collegare alle altre quando occorre, espleterebbero un compito locale assolvendo a molte mansioni di utilità generale che non è qui il caso di esporre.

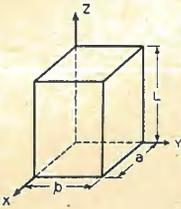
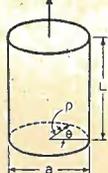
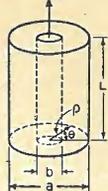
Questo è beninteso il mio punto di vista e ben vorrei leggere sulle colonne di T.E. quello altrui.

Mi creda, signor Direttore, suo obbl.mo

ROCCO LENTINI

Milano, 19 ottobre 1947.

### FORMULE PER RISUNATORI A CAVITA'

Tipo di cavità e sistema di coordinate	Modo	Equazioni del campo	definizioni	Limitazioni su $l, m, n$
<p>Prisma rettangolare</p> 	TM	$E_x = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{k_1 k_3}{k^2} \cos k_1 x \sin k_2 y \sin k_3 z$ $E_y = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{k_2 k_3}{k^2} \sin k_1 x \cos k_2 y \sin k_3 z$ $E_z = -\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{k^2 + k_3^2}{k^2} \sin k_1 x \sin k_2 y \cos k_3 z$ $H_x = -\frac{k_2}{k} \sin k_1 x \cos k_2 y \cos k_3 z$ $H_y = \frac{k_1}{k} \cos k_1 x \sin k_2 y \cos k_3 z$ $H_z = 0$	$k_1 = \frac{l\pi}{a} \quad k_2 = \frac{m\pi}{b} \quad k_3 = \frac{n\pi}{L}$ $k^2 = k_1^2 + k_2^2 + k_3^2 \quad \lambda = \frac{2\pi}{k}$	$l > 0$ $m > 0$
	TE	$E_x = -\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{k_2}{k} \cos k_1 x \sin k_2 y \sin k_3 z$ $E_y = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{k_1}{k} \sin k_1 x \cos k_2 y \sin k_3 z$ $E_z = 0$ $H_x = \frac{k_1 k_3}{k^2} \sin k_1 x \cos k_2 y \cos k_3 z$ $H_y = \frac{k_2 k_3}{k^2} \cos k_1 x \sin k_2 y \cos k_3 z$ $H_z = -\frac{k^2 + k_3^2}{k^2} \cos k_1 x \cos k_2 y \sin k_3 z$	$l, m, n =$ indici identificanti i modi. Possono assumere il valore zero secondo le limitazioni date nella colonna seguente	$l + m > 0$ $n > 0$
<p>Cilindro circolare</p> 	TM	$E_\rho = -\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{k_3}{k} J_0(k_1 \rho) \cos l\theta \sin k_3 z$ $E_\theta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{k_3}{k} \frac{J_0(k_1 \rho)}{k_1 \rho} \sin l\theta \sin k_3 z$ $E_z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{k_1}{k} J_0(k_1 \rho) \cos l\theta \cos k_3 z$ $H_\rho = -\frac{J_0(k_1 \rho)}{k_1 \rho} \sin l\theta \cos k_3 z$ $H_\theta = -J_0'(k_1 \rho) \cos l\theta \cos k_3 z$ $H_z = 0$	$k_1 = \frac{2^n \pi m}{a} \quad k_3 = \frac{n\pi}{L}$ $k^2 = k_1^2 + k_3^2 \quad \lambda = \frac{2\pi}{k}$	$m > 0$
	TE	$E_\rho = -\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} l \frac{J_0(k_1 \rho)}{k_1 \rho} \sin l\theta \sin k_3 z$ $E_\theta = -\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} J_0'(k_1 \rho) \cos l\theta \sin k_3 z$ $E_z = 0$ $H_\rho = \frac{k_3}{k} J_0'(k_1 \rho) \cos l\theta \cos k_3 z$ $H_\theta = -l \frac{k_3}{k} \frac{J_0(k_1 \rho)}{k_1 \rho} \sin l\theta \cos k_3 z$ $H_z = \frac{k_1}{k} J_0(k_1 \rho) \cos l\theta \sin k_3 z$	$l, m, n =$ definite come per prisma rettangolare $r_{lm} = m^0$ zero di $J_0(x)$ per modi TM $r_{lm} = m^0$ zero di $J_0'(x)$ per modi TE	$m > 0$ $n > 0$
<p>Coassiale</p>  <p><math>\frac{b}{a} = \eta</math></p>	TM	<p>Come per cilindro circolare, sostituendo:</p> <p><math>Z_0(k, \rho)</math> per <math>J_0(k, \rho)</math></p> <p><math>Z_0'(k, \rho)</math> per <math>J_0'(k, \rho)</math></p>	<p>Come per cilindro circolare, eccetto:</p> <p><math>r_{lm} = m^0</math> zero di <math>\begin{cases} [J_0(\eta x) Y_0(x) - J_0(x) Y_0(\eta x)] \\ A = \frac{J_0'(r_{lm})}{Y_0'(r_{lm})} \end{cases}</math></p> <p>per modi TM</p>	$m > 0$ Caso speciale di modo TM 0,0, $n$ , con $r_{lm} = 0$
TE	<p>dove</p> <p><math>Z_0(k, \rho) = J_0(k, \rho) - A Y_0(k, \rho)</math></p> <p><math>Z_0'(k, \rho) = J_0'(k, \rho) - A Y_0'(k, \rho)</math></p>	<p><math>r_{lm} = m^0</math> zero di <math>\begin{cases} [J_0(\eta x) Y_0'(x) - J_0'(x) Y_0(\eta x)] \\ A = \frac{J_0'(r_{lm})}{Y_0'(r_{lm})} \end{cases}</math></p> <p>per modi TE</p>	$m > 0$ $n > 0$	

[Nota \*]: Il fattore di tempo è stato ommesso; il campo E è in quadratura di tempo con il campo H, con  $\omega = ck$ .

# FORMULE PER RISUNATORI A CAVITA'

Cavità	Modo	Lunghezze d'onda normali	Approssimazione per numero totale di modi (TE & TM) aventi $\lambda > \lambda_0$	Formule per $Q \frac{\delta}{\lambda}$	Definizioni
Prisma rettangolare	TM	$\lambda = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{l}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2 + \left(\frac{n}{L}\right)^2}}$	$N = 8.38 \frac{V}{\lambda_0^3} \frac{P}{\lambda_0}$ $V = abL$ $P = a+bL$	$\frac{abL}{4} \cdot \frac{(p^2+q^2)(p^2+q^2+r^2)^{\frac{1}{2}}}{p^2b(a+L) + q^2a(b+L)} \quad n > 0$ $\frac{abL}{2} \cdot \frac{(p^2+q^2)^{\frac{3}{2}}}{p^2b(a+zL) + q^2a(b+zL)} \quad n = 0$	$p = \frac{a}{b}$ $q = \frac{m}{b}$ $r = \frac{n}{L}$
	TE	Come per i modi TM		$\frac{abL}{4} \cdot \frac{(p^2+q^2)(p^2+q^2+r^2)^{\frac{1}{2}}}{aL[p^2r^2 + (p^2+q^2)^2] + bL[q^2r^2 + (p^2+q^2)^2] + abr^2(p^2+q^2)} \quad \ell m > 0$ $\frac{ab}{2} \cdot \frac{(q^2+r^2)^{\frac{3}{2}}}{q^2L(b+2a) + r^2b(L+2a)} \quad \ell = 0$ $\frac{ab}{2} \cdot \frac{(p^2+r^2)^{\frac{3}{2}}}{p^2L(a+2b) + r^2a(L+2b)} \quad m = 0$	
Cilindro circolare	TM	$\lambda = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{2.405}{\pi a}\right)^2 + \left(\frac{n}{L}\right)^2}}$ $(fa)^2 = \left(\frac{c r_{\ell m}}{\pi}\right)^2 + \left(\frac{cn}{2}\right)^2 \left(\frac{a}{L}\right)^2$	$N = 4.38 \frac{V}{\lambda_0^3} + 0.09 \frac{S}{\lambda_0^2}$ $V = \frac{\pi a^2 L}{4}$ $S = \pi a L$	$\frac{r_{\ell m}}{2\pi} \left[1 + p^2 R^2\right]^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{1}{1+R} \quad n > 0$ $\frac{r_{\ell m}}{\pi} \cdot \frac{1}{2+R} \quad n = 0$	$R = \frac{a}{L}$ $p = \frac{n\pi}{2r_{\ell m}}$
	TE	$c = \sqrt{\mu\epsilon}$ = velocità delle onde e. m. nel dielettrico $f$ = frequenza		$\frac{r_{\ell m}}{2\pi} \left[1 + p^2 R^2\right]^{\frac{3}{2}} \frac{1 - \left(\frac{\ell}{r_{\ell m}}\right)^2}{1 + p^2 R^2 + p^2 \left(\frac{\ell}{r_{\ell m}}\right)^2 R^2}$	
Coassiale	TM	Medesima forma come per cilindro	$N = 4.4 \frac{V}{\lambda_0^3}$	$\frac{r_{\ell m}}{2\pi} \left[1 + p^2 R^2\right]^{\frac{1}{2}} \frac{(1-\eta^2 H')}{(1+\eta H') + R(1-\eta^2 H')} \quad n > 0$ $\frac{r_{\ell m}}{\pi} \cdot \frac{(1-\eta^2 H')}{2(1+\eta H') + R(1-\eta^2 H')} \quad n = 0$	$R = \frac{a}{L}$ $p = \frac{n\pi}{2r_{\ell m}}$
	TE	$r_{\ell m}$ hanno differenti valori		Queste espressioni non sono valide per piccoli $\eta$ quando $\ell = 0$ $\frac{r_{\ell m}}{2\pi} \cdot \frac{[1 + p^2 R^2]^{\frac{3}{2}} M}{(1+\eta H) + p^2 R^2 \frac{\ell^2}{r_{\ell m}^2} (1 + \frac{H}{\eta}) + p^2 R^2 M}$ dove $M = \left(1 - \frac{\ell^2}{r_{\ell m}^2}\right) \cdot \eta^2 H \left(1 - \frac{\ell^2}{\eta^2 r_{\ell m}^2}\right)$	$H = \left[\frac{Z_0'(\eta r_{\ell m})}{Z_0'(r_{\ell m})}\right]^2$ $H = \left[\frac{Z_0(\eta r_{\ell m})}{Z_0(r_{\ell m})}\right]^2$

**Cavità piatte utilizzate come risonatori elettrici** di C. G. A. von Linderu † e G. de Vries (Revue Technique Philips, vol. 8, n. 5, maggio 1946, 12 pag., 23 figure).

Gli Autori fanno anzitutto osservare che se si fanno ruotare i fili di Lecher intorno ad un asse normale alla loro lunghezza si ottiene una cavità piatta

che ha le stesse proprietà risonanti ma che non irradia e perciò ha un fattore di merito assai maggiore di quello di una linea bifilare. Partendo da queste premesse essi fanno lo studio delle cavità piatte parallele e coniche, mostrando anche il modo di impilarle sino a pervenire a cavità cilindriche che si possono studiare quindi con gli

stessi sistemi. La trattazione è assai vasta e chiara anche nella parte matematica e preziosa per le formule e per i dati tecnici esposti. L'articolo è infine corredato della documentazione fotografica di applicazioni pratiche delle cavità piatte ai circuiti ed ai tubi a modulazione di velocità. (r. 1.).

**Un posto ricevente sperimentale per telefonia ad onde ultracorte a modulazione di frequenza** di A. von Weel (Revue Technique Philips, vol. VIII, n. 7, luglio 1946, 7 pagine, 7 figure).

Si descrive il ricevitore per la telefonia a 48 canali a modulazione di frequenza, il cui trasmettitore è stato a suo tempo descritto nel n. 4 (vedi T. E. n. 2, vol. II).

I dati di partenza sono:  
— frequenza portante: 303 oppure 332,1 MHz;  
— frequenza di modulazione: 200 kHz;  
— deviazione di frequenza: 0,6 MHz.

Nello schema generale del ricevitore non vi è stadio ad alta frequenza poiché nello stadio di conversione con triodi in controfase il rumore di fondo è ridotto al minimo; il circuito è quello ben noto della conversione a diodo, che qui viene adottato ai triodi e studiato accuratamente, pur senza trattazione matematica. Mentre il circuito di entrata è collegato tra le due griglie, quello dell'oscillatore è collegato tra la massa ed un punto equilibrato preso sulla bobina del primo; nel circuito anodico si ritrova la sola corrente di media frequenza a 18 MHz. Seguono altri pochi dati meno interessanti. (r. 1.).

**Tubi a modulazione di velocità** di F. M. Penning. (Revue Technique Philips, vol. VIII, n. 7, pagg. 218-223, 9 figure).

Si passano in rassegna il principio di funzionamento e le proprietà generali di questi tubi in un tentativo ben riuscito di chiarirne il significato fisico e la portata pratica. La trattazione matematica, che è ridotta al minimo, segue di pari passo la spiegazione fisica che è illustrata in modo impareggiabile da curve, diagrammi e rappresentazioni spaziali. Si perviene in tal modo al calcolo della componente fondamentale della corrente ed allo studio del tubo come amplificatore e come oscillatore. Dopo aver rammentato quali possono essere le cause di discrepanza tra la teoria ed il risultato pratico si illustra un esempio sperimentale di tubo effettivamente costruito. L'articolo lascia in sospenso il problema di come conformare il circuito oscillatorio perchè si possa pervenire al rendimento massimo (r. 1.).

## LIBRI

**R. KEEN - « Wireless Direction Finding » - Wireless World - Iliffe & Sons, Ltd, Londra, 1947, pagg. 1059, 630 figure, prezzo 45 s., rilegato.**

Nonostante le spettacolari applicazioni della tecnica degli impulsi alla navigazione radioguidata ed all'identificazione di ostacoli, deve sempre sussistere la necessità di un mezzo per localizzare la provenienza di radiazioni elettromagnetiche.

Nella quarta edizione di questo « classico » testo, particolarmente dedicato alla radiogoniometria, sono stati inclusi descrizioni dei sistemi più recenti, in particolare di radionavigazione « iperbolica ».

Fra altri argomenti nuovi in questa edizione, troviamo capitoli dedicati al progetto ed al controllo di radiogoniometri ad onde ultracorte, sulla teoria delle linee di trasmissione con particolare riferimento al loro impiego in sistemi captanti Adcock etc.

I radiolari sono minuziosamente descritti, con particolari sulle più recenti installazioni Americane. Notevole il capitolo sulla classificazione statistica dei rilevamenti, con un esempio di organizzazione di una « catena » di stazioni radiogoniometriche per la localizzazione di radiotrasmettenti non identificate.

Dal 1938 pochi sono i progressi compiuti nel campo dell'atterraggio radioguidato, è tuttavia descritto in dettaglio l'« SCS-51 » già noto anche in Italia.

Sono state aggiunte descrizioni di sistemi di radiogoniometria automatica, con vari esempi moderni.

Come già per le edizioni precedenti, il libro vuol essere più un manuale che un testo. Ciononostante, le 37 pagine di minuziosissima bibliografia sono di innegabile utilità a chiunque abbia occasione di occuparsi di radiolocalizzazione o problemi affini, e da sole valgono il resto del volume.

L'edizione è, anche formalmente, molto curata e nelle illustrazioni e disegni ben scelti e ben eseguiti, e nella presentazione tipografica.

(a. g.)

# COLLABORATORI



## GERARDO GERARDI

Gerardo Gerardi è nato a Rocca Palumba (Palermo) l'8 maggio 1915. Si è dedicato alla radio fin dal 1930 come dilettante prima e come tecnico in seguito, interessandosi particolarmente delle onde corte e delle onde ultra corte. Il suo nominativo è il PF. È iscritto all'A.R.I. della quale è stato Delegato per Palermo fino al 1946.



## MARIO SANTORO

Il dott. Mario Santoro è nato ad Augusta nel novembre 1912. Laureatosi in fisica nel 1934 presso l'Università di Napoli ebbe nel 1935 una borsa di studio del C.N.R. per un periodo di perfezionamento presso l'Istituto Nazionale di Elettroacustica del C.N.R. Successivamente vi divenne ricercatore. Dal 1937 entrò a far parte della C.G.E. che lasciò nel 1941 per la Ducati, della quale attualmente è Direttore Tecnico per lo Stabilimento Radio. È autore di numerose memorie nel campo dell'elettroacustica e delle radiocomunicazioni.



## WILLIAM P. SCHWEITZER

V. Presidente della Schweitzer Paper Company di New York, una delle maggiori cartiere Nord Americane, si occupa personalmente di ogni ricerca scientifica interessante il forte complesso industriale che dirige.

Appassionato OM da molti anni, è notissimo come Bill (W2KG) che coi fratelli Lou (W1MBJ) e Pete (W2MDQ) formano il famoso trio del « little W.A.S. »!

... stazione copomagnolia del servizio informazioni e notizie.



**IMPIANTO SONORO  
E SERVIZIO COMUNICAZIONI**  
AL  
**28° GRAN PREMIO AUTOMOBILISTICO D'ITALIA**  
ED AL  
**GRAN PREMIO MOTOCICLISTICO DELLE NAZIONI**

MILANO

7-14 SETTEMBRE 1947

L'organizzazione delle massime manifestazioni motoristiche dell'annata ha riscosso il consenso unanime del pubblico e della stampa; vale pertanto la pena di dare uno sguardo a due dettagli particolarmente interessanti il campo radio.

L'impianto di diffusione sonora ed il servizio di comunicazioni e d'informazioni della gara, furono affidati entrambi alla Fabbrica Italiana Magneti Marelli particolarmente specializzata in impianti del genere.

Allo scopo di contribuire all'affermazione della tecnica italiana in una manifestazione di tanto risalto, la Magneti Marelli non ha lesinato i mezzi messi a disposizione, ed ha scelto il personale particolarmente adatto al servizio delicato da assolvere.

**Impianto di diffusione sonora**

L'impianto di diffusione sonora è stato progettato secondo le speciali esigenze della manifestazione e con criteri moderni sia nello studio che nei mezzi impiegati.

L'obbiettivo principale era di ottenere una buona intelligibilità della parola in un ambiente ad alto livello di rumorosità, senza superare i limiti convenienti di pressione sonora in vicinanza dei centri di sonorizzazione.

E' nata di qui la necessità di una sonorizzazione a basso livello ottenuta distribuendo nelle zone più adatte un certo numero di altoparlanti, di opportune caratteristiche direttive, senza creare però concentramenti di sorgenti sonore, eccezion fatte per una sola coppia di altoparlanti montati in una posizione che ne richiedeva strettamente l'impiego.

La zona da sonorizzare è stata divisa in tre sezioni indipendenti, e secondo un concetto nuovo nella tecnica degli impianti sonori su vasta superficie, il collegamento tra le tre sezioni, invece che essere effettuato con cavi, è stato effettuato via radio.

Notiamo, per inciso, che è questa un'altra possibilità di impiego dei ponti radio che si va sempre più affermando.

Nel caso specifico data la relativamente limitata lunghezza del circuito, e quindi della zona da sonorizzare, questo sistema ha avuto più che altro un'importanza sperimentale ed è valso a dimostrarne la capacità di impiego laddove, per la maggior estensione della zona da sonorizzare, (specificamente per circuiti aperti) il collegamento in cavo risulterebbe di attuazione anti-economica e troppo complessa, se non impossibile.

In definitiva quindi l'impianto sonoro risultava così costituito:

1) Una centrale principale installata nella tribuna cronometristi e comprendente:

4 Unità amplificatrici da 50 Watt collegate in parallelo e fornenti una uscita complessiva di 200 Watt.

1 Unità amplificatrice da 25 Watt.

1 Trasmettitore da 50 Watt funzionante sulla frequenza di 2,350 MHz.

1 Unità centralizzata comprendente:

1 Ricevitore radio di tipo speciale ad alta stabilità e fedeltà.

1 Complesso fonografico per la trasmissione di dischi.

1 Amplificatore microfonico.

Inoltre nella stessa Centrale era installata la cabina per l'annunciatore dalla quale venivano diramate tutte le informazioni per il pubblico, i concorrenti, Direttori e Giudici di gara.

L'unità da 25 Watt era collegata a due altoparlanti direttivi, installati di fronte alla tribuna dei cronometristi e posti di rifornimento destinati esclusivamente a comunicazioni di servizio per i concorrenti ed il personale addetto alle macchine.

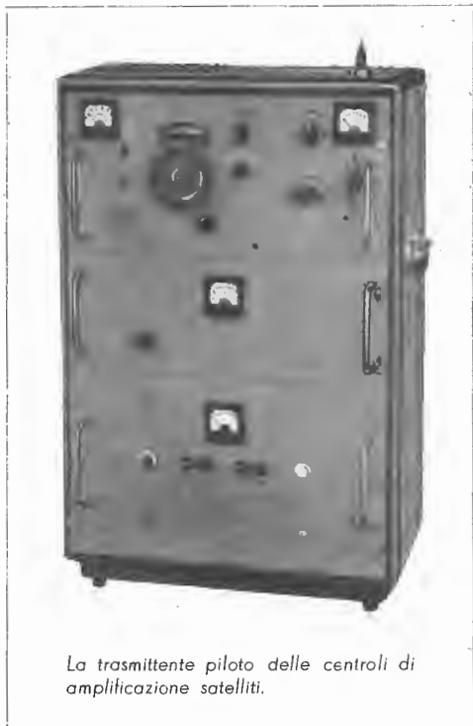
2) Un Centralino satellite installato in Piazza Damiano Chiesa comprendente:

3 Amplificatori da 50 Watt collegati in parallelo fornenti una uscita complessiva di 150 Watt.

1 Unità centralizzata di tipo identico a quella installata nella Centrale principale.

3) Un Centralino sistemato nella biglietteria della Fiera Campionaria ingresso Via Domodossola comprendente anch'esso:

3 Amplificatori da 50 Watt per un uscita complessiva di 150 Watt.



La trasmittente pilota delle centrali di amplificazione satelliti.



La trasmittente pilota (retro interno).

1 Unità centralizzata di tipo identico a quello installato nella centrale principale.

I centralini satelliti erano collegati via radio alla centrale principale dalla quale avveniva la trasmissione di musica e notizie.

I tre centralini erano alimentati indipendentemente in modo da assicurare il servizio indipendente delle tre zone in caso di emergenza. La potenza sonora installata risultava così complessivamente di circa 525 Watt distribuita sui tre centralini.

Sono stati installati 63 altoparlanti di diverso tipo e potenza per rispondere alle esigenze delle singole posizioni.

Precisamente furono installati 45 altoparlanti del tipo speciale a giglio di alto rendimento distribuiti sul prato e lungo il percorso secondo il criterio di realizzare la distribuzione più uniforme possibile della energia sonora in relazione anche alla disponibilità dei pali di appoggio su cui potevano essere montati gli altoparlanti.

16 Altoparlanti di tipo pensile e a pioggia sulla tribuna centrale.

2 Altoparlanti direzionali, tipo mezza tromba accoppiati e rivolti verso la tribuna dei cronometristi, ai posti di rifornimento.

Praticamente si riuscì ad evitare interferenze nocive mentre la potenza sonora si

dimostrò praticamente sufficiente per un servizio soddisfacente, anche nei momenti di maggiore rumorosità.

L'impianto così costituito si è dimostrato perfettamente rispondente al servizio richiesto, assicurando piacevoli trasmissioni di dischi fonografici, pubblicità ed altro al pubblico nei periodi di pausa, mentre essendo a disposizione del Direttore di corsa gli ha permesso di dare al pubblico, con la sua eminente competenza, tutte quelle informazioni atte a fargli seguire meglio lo svolgimento dell'interessante manifestazione.

## Servizio comunicazioni

Per il Servizio Comunicazioni è stata costituita una maglia radio telefonica su 6 stazioni, di cui una capo maglia a disposizione del Direttore di corsa e sistemata nella immediata vicinanza della tribuna dei cronometristi ed altre 5 stazioni dislocate nei punti strategici del circuito nelle posizioni più adatte a segnalare eventuali irregolarità di gara o di pubblico, dati particolarmente interessanti sullo svolgimento della gara, incidenti, ecc.

Ciascuna stazione era a disposizione del Commissario di corsa nelle curve e trasmetteva le comunicazioni di servizio tramite le singole stazioni al Direttore delle corse.

Le stazioni funzionavano con personale della Magneti Marelli assistito da personale tecnico dell'Automobile Club Italiano.

Le stazioni erano del tipo CTR12/10 e funzionavano su una frequenza di 4,8 MHz.

Il servizio si è svolto regolarmente durante il periodo delle prove e durante quello delle corse.

Il sistema adottato si è dimostrato sotto ogni punto di vista efficiente e perfettamente in grado di assolvere il compito assegnato.

In conseguenza dei risultati conseguiti in questo impiego, dobbiamo ritenere che su circuiti aperti od anche su circuiti di più largo respiro, si sarà in grado di seguire con questo sistema, molto più da vicino le vicende più appassionanti ed intervenire tempestivamente in caso di infrazioni e di emergenze. Assicurare in poche parole, una organizzazione perfetta nello svolgimento di queste gare che concentrano in esse l'estrinsecazione dimostrativa dell'efficienza raggiunta dall'Industria Motoristica Italiana.

**Leonardo Mattiello**



Il centralino ricevitore radio preamplificatore microfonico e complesso fonografico, installato nelle centrali satelliti e principali.

Tutte le fotografie sono state gentilmente concesse dalla Fabbrica Italiana Magneti Marelli - Milano.

**I I RM SEQUESTRATO**

Al momento di andare in macchina ci giunge la seguente comunicazione che pubblichiamo riservandoci di ritornare sull'argomento. « La stazione di I I RM è stata sequestrata e sigillata d'ordine del Ministero P.P.T.T. su segnalazione di una stazione in ascolto del R.C. autorizzata dal Ministero stesso ».

La motivazione è la seguente: « Il suo esempio trascina una ingente massa di O.M. alle elevate potenze, cosa che data la situazione attuale degli O.M. stessi è ritenuta dannosa e pericolosa per la gamma ».

Aesse	pag. 402
Arme	» 492
Belotti	» 400
Bertoncini	1' Copertina
C. G. E.	pag. 401
Electrical Meters	» 492
Facon	4' Copertina
Gamba	pag. 404
General Radio	» 491
Iris Radio	» 492
Ninni e Roluti	» 402
Nova	2' Copertina
Philips	pag. 403
R. N. R.	3' Copertina
Radio Scientifica	pag. 404
Sep	» 490

**SEP**

**DR. ING. S. FERRARI**

**STRUMENTI ELETTRICI DI PRECISIONE**

*Strumenti di misura per bassa ed alta frequenza - Cristalli di quarzo per dilettanti e di precisione - Termocoppie in aria e nel vuoto - Riparazioni di qualunque tipo di strumenti di misura.*

**MILANO - VIA PASQUIROLO 11 - TEL. 12.278**

A termini di legge è riservata la proprietà degli articoli fotografie e disegni. Gli articoli firmati non impegnano la Direzione.

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo Terzo

Stampato presso l'ISTITUTO GRAFICO AGNELLI Milano  
Via Statuto num. 17 - Telefono num. 67.189

Zinchi della FOTOINCISIONE ITALIANA  
Via Hajeck 20 - Telefono 50.292 - Milano

Concessionaria per la distribuzione in Italia:  
S. T. E. - Corso Sempione n. 6 - Milano

Autorizzazione P. W. B. N. 196



QUANTO OCCORRE PER LA RADIO

*Bonetto*

**GENERAL RADIO**

MILANO - VIA BIANCA DI SAVOIA 2 - TELEF. 578'835

P. 5

ELETRONICA

**Commissionaria di vendita della S. A. FIVRE e S. A. SALEA**

Valvole termoioniche, lampade per illuminazione, radioprodotti AROS, fili smaltati, lega per saldare, parti staccate

# RSCM COSTRUZIONI RADIO

Officina Costruzioni, Radio  
Via Canaletto, 14 - MILANO

**Concessionaria esclusiva per la vendita**

*Società Commerciale i. n. c.*

## RADIO SCIENTIFICA

MILANO

VIA ASELLI, 26 - TELEFONO 292.385

**Tutto il materiale  
per radiomeccanici**

Scatole montaggio - Scale parlanti - Telai  
Gruppi A. F. - Medie Frequenze - Tra-  
sformatori d'alimentazione - Trasforma-  
tori d'uscita - Altoparlanti - Condensatori  
elettrolitici, a carta, a mica - Condensa-  
tori variabili - Resistenze - Minuterie  
metalliche - Zoccoli per valvole - Valvole  
Manopole - Schermi - Squadrette - Mobili  
per radio - Fonotavolini - ecc.

**PREZZI IMBATTIBILI**

**Radiomeccanici:** *interpellateci  
prima di fare i vostri acquisti -  
troverete da noi merce ottima a  
prezzi minimi.*

# ARME

Soc. a resp. limitata - Capit. Soc. L. 500.000 versate

*Accessori radio  
Materiali  
elettrofonografici*

MILANO - VIA CRESCENZIO 6 - TELEF. 26.560

# IRIS

radio

**riparazione  
costruzione  
e modifica  
di qualsiasi  
apparecchiatura  
radio**

MATERIALE SPECIALE PER DILET-  
TANTI - MATERIALE CERAMICO -  
PEZZI STACCATI - ZOCCOLI PER  
VALVOLE - TRASMITTENTI - VA-  
RIABILI PER TX

milano  
via camperio, 14  
telefoni numeri 156.532 - 690.730 - 14.718

The logo consists of the letters 'T' and 'E' in a stylized, bold, white font, set against a solid black rectangular background.

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA TELECOMUNICAZIONI E SCIENZE AFFINI  
DIRETTA DA ADRIANO PASCUCCI

IN QUESTO NUMERO:

	pag.
Notiziario	495
EDITORIALE - L'esportazione dei cervelli	497
TERRA - Alimentatori di alta tensione a radiofrequenza	499
PARENTI - Un Signal Tracer	507
STAWSKI - Su un anomalo comportamento della costante dielettrica di alcuni materiali ceramici	513
DOBNER - MdF contro MdA	521
TESCARI - L'industria radio nel mondo	553
Collaboratori	567
Rivista delle Riviste	569
Libri	571
Indice per autori in ordine alfabetico	573
Indice analitico per materie	574

RUBRICA DEI RADIANTI

Notiziario Ari	537
Funzione del Radiante	539
PASQUOTTI - La "Ground Plane" in teoria e in pratica	541
MORONI - Trasmettitore 40 W: modifiche e perfezionamenti per modulazione di frequenza a banda stretta sui 10 M.	547
Lettere al direttore	549

REDAZIONE GRAFICA DI ORESTE PELLEGRINI

VOLUME II N. **6**

EDITRICE "IL ROSTRO"

DIREZIONE AMMINISTRAZIONE - VIA SENATO 24 - MILANO - TELEF. 72.908

PUBBLICITÀ: ALFONSO GIOVENE - VIA SENATO 24

Una copia L. 300 - Abbonamento per il periodo Luglio-Dicembre - (6 num.) L. 1600

# ING. S. BELOTTI & C. - S.A.

Teleg. { INGBELOTTI  
MILANO

**MILANO**  
PIAZZA TRENTO 8

Telefoni { 52.051  
52.052  
52.053  
52.020

## **GENOVA**

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

## **ROMA**

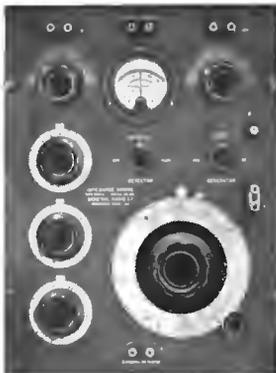
Via del Tritone, 201  
Telef. 61.709

## **NAPOLI**

Via F. Crispi, 91  
Telef. 17.366

Apparecchi

## GENERAL RADIO



della

**General Radio  
Company**

Strumenti

## WESTON



dello

**Weston Electrical  
Instrument Corp.**

Oscillografi

## ALLEN Du MONT



dello

**Allen B.  
Du Mont Inc.**

## LABORATORIO

PER LA RIPARAZIONE E LA RITARATURA

DI

## STRUMENTI DI MISURA

WESTON E DELLE ALTRE PRIMARIE MARCHE

## Corso di perfezionamento in elettrotecnica.

### **Sezioni: Costruzioni elettromeccaniche e comunicazioni (Sottosezioni Radiotecnica e Telefonia).**

Il Politecnico di Torino ha annunciato, per l'anno accademico 1947-48, il Corso di Perfezionamento in Elettrotecnica che anche quest'anno si compone delle Sezioni Costruzioni Elettromeccaniche e Comunicazioni, essendo però quest'ultima suddivisa in due sottosezioni, Radiotecnica e Telefonia. Il corso si svolgerà presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris e sarà diretto dal prof. Giancarlo Vallauri, ordinario di Elettrotecnica del Politecnico.

Il corso ha come fondamento gli insegnamenti generali di **Elettrotecnica generale, Elettrotecnica complementare, Misure elettriche** (per ambedue le Sezioni), **Impianti elettrici, Costruzioni elettromeccaniche, Trazione elettrica** (per la Sezione Costruzioni elettromeccaniche) e **Comunicazioni elettriche** (per la Sezione Comunicazioni).

Da tali insegnamenti possono essere esentati (a domanda degli interessati, da presentare al Direttore del Corso) quegli iscritti che provino di aver precedentemente seguito con profitto corsi analoghi.

È inoltre raccomandato agli allievi di seguire, presso la Facoltà di scienze dell'Università, il corso di **Fisica matematica**.

Gli iscritti al Corso possono chiedere di essere ammessi a seguirlo come allievi interni. Gli allievi interni frequentano l'Istituto con orario normale dal-

l'8 gennaio alla fine di dicembre esclusi due mesi di ferie; essi seguono l'attività normale del Reparto dell'Istituto cui vengono assegnati.

#### **Corsi per la Sezione Costruzioni Elettromeccaniche:**

Complementi di macchine elettriche - Alte tensioni (A. CARRER).

Complementi di impianti elettrici (A. DALLA VERDE).

Tecnologie delle macchine elettriche (G. C. ANSELMETTI).

Apparecchi ionici (A. ASTA).

Apparecchi di interruzione - Prove e misure (S. B. TONIOLO).

Complementi di misure elettriche (P. LOMBARDI).

Complementi di matematica dei circuiti elettrici (G. ZIN).

Materiali magnetici e conduttori (V. ZERBINI).

Materiali dielettrici (B. LAVAGNINO).

Tecnologie degli impianti elettrici (A. BRAMBILLA).

#### **Corsi per la Sezione Comunicazioni - Sottosezione Radiotecnica:**

Propagazione e antenne (M. BOELLA).

Radiotrasmettitori e impianti (M. BOELLA).

Tubi elettronici - Misure radiotecniche (A. PINCIROLI).

Radoricevitori (G. DILDA).

Complementi di misure elettriche (P. LOMBARDI).

Complementi di matematica dei circuiti elettrici (G. ZIN).

Elettroacustica (G. B. MADELLIA).

Radiogoniometria, radiotelemetria, radionavigazione (C. EGIDI).

Misure sui radioapparati e misure di campo (G. GREGORETTI).

Oscillatori e circuiti per microonde (M. ABELE).

**Corsi per la Sezione Comunicazioni - Sottosezioni Telefonia:**

Acustica telefonica (A. GIGLI).  
Trasmissioni telefoniche (G. FODDIS).

Tubi elettronici (A. PINCIROLI).

Teoria dei circuiti (A. FERRARI-TONIOLO).

Quadripoli e filtri (G. SACERDOTE).

Telefonia automatica (M. MEZZANA).

Telefonia manuale (G. GARAVAGLIA).

Linee aeree e reti urbane (G. FUSINA).

Misure telefoniche (G. B. MADDELLA).

Per l'iscrizione all'una o all'altra delle Sezioni del Corso è necessario presentare domanda in carta legale da lire 24 indirizzata al Direttore del Politecnico, e inviata alla Segreteria del Politecnico (Castello del Valentino) entro ed assolutamente non oltre il **15 gennaio 1948** allegando:

- a) diploma o certificato di laurea in ingegneria od in fisica;
- b) diploma originale di studi medi;
- c) certificato di nascita debitamente legalizzato;
- d) fotografia recente, autenticata dal Sindaco con la le-

galizzazione dell'autorità prefettizia;

e) quietanza comprovante il pagamento della prima rata delle tasse.

(I suddetti documenti sono necessari solo per coloro che non hanno conseguito la laurea nel Politecnico di Torino).

Per l'ammissione al Corso come allievi interni deve essere inviata domanda separata alla Direzione dell'I.E.N.G.F. entro il **15 dicembre 1947**. In tale domanda si dovrà specificare se si aspira ad una delle Borse di studio per l'una o l'altra Sezione; e si allegherà una breve esposizione relativa ai titoli scolastici conseguiti, ai lavori precedentemente svolti, alla conoscenza di lingue estere, nonché qualunque documento atto a comprovare la preparazione del candidato.

Agli allievi interni più meritevoli possono essere assegnate borse di studio costituite coi mezzi forniti dalla Fondazione Politecnica Piemontese, dall'Istituto Elettrotecnico Nazionale e da altri Enti. Possono altresì essere concessi agli allievi speciali premi. L'esito del Corso può essere considerato come titolo di preferenza per un'eventuale assunzione nel personale dell'Istituto.

Le lezioni avranno inizio il **12 gennaio 1948** e termineranno il **28 giugno 1948**.

**Per ulteriori chiarimenti rivolgersi all'Ufficio di Direzione del Corso (I.E.N.G.F. - Corso Massimo d'Azeglio, 42 - Torino).**

## Dipoli con fiocchi azzurri.

La casa del nostro collaboratore Dr. Antonio Tescari è stata allietata il 9 novembre dalla nascita del piccolo Giuliano. All'amico ed alla sua gentile signora le più vive felicitazioni.

Paolo, invece, è il secondo genito del Dr. Ing. Leandro Dobner. È nato il 17 novembre ed a lui e ai suoi genitori la redazione di Tecnica Elettronica formula gli auguri più belli.

# Ai lettori

Non ostante le enormi e continue difficoltà, incontrate da tutta la stampa tecnico-scientifica internazionale, e recentemente denunciate da autorevoli organi italiani e stranieri, T. E. ha portato a termine il suo secondo volume puntualmente, e confermando quella che ormai si può definire una tradizione di serietà, di accuratezza e di buon gusto. Mantenendo infatti la sua caratteristica presentazione, anche durante il 1947 T. E. ha offerto ai suoi lettori memorie ed articoli di autori di fama internazionale, servizi di informazione esclusivi ed aggiornatissimi, facendo ogni sforzo per soddisfare i desideri, invero disparati, della sua vasta cerchia di lettori.

Le testimonianze del plauso che circonda la nostra fatica non ci sono mancate ne dall'Italia ne dall'estero. Ora alla soglia del terzo volume, mentre ribadiamo un programma di continuo perfezionamento, chiediamo ai nostri lettori di manifestarci nel migliore dei modi la loro soddisfazione; **questo prezioso segno della loro solidale approvazione consiste nell'abbonarsi.**

Il lettore pensi, inoltre, che abbonandosi non solo esprime in modo inequivocabile la sua approvazione nei confronti della nostra opera, ma collabora attivamente alla prosperità della **sua** rivista, se ne assicura il puntuale e regolare possesso, gode di condizioni particolarmente vantaggiose. Ed entra, ancora più intimamente, a far parte di quella famiglia tecnicamente di eccezione che è **Tecnica Elettronica.**

# Recentissime

AL MOMENTO DELLA RILEGATURA CI GIUNGE  
LA SEGUENTE NOTIZIA CHE SIAMO LIETI DI PUBBLICARE

---

ECCO I RISULTATI DELLE ELEZIONI PER IL CONSIGLIO DELLA  
COMUNICATOCI IL 23/12/47.

A.R.I.

Schede ricevute 438 - schede valide 426

BARGELLINI 350 - FAOSTINI 349

AGUIARO 273 - MORETTI 267

MOTTO 248 - BIGLIANI 219 - POLLI 209

GURVIZ 199 - FONTANA 198

MONTÙ 191 - RICCHI 176 - Seguono

MAINERO 174 - PASCUCCI 170

MICELI 145 - CANNITO 138

IL LAVORO DEI SINDACI PER LO SPOGLIO DELLE SCHEDE  
SI È SVOLTO PUBBLICAMENTE NELLA MASSIMA REGOLARITÀ

# I' esportazione dei cervelli

All'esportazione dei prodotti del nostro ingegno, purtroppo siamo abituati da secoli, e specie nel nostro campo saremmo imbarazzati a citare gli esempi più significativi.

Ma da qualche tempo, assistiamo ad un fenomeno ben altrimenti preoccupante: non sono più i soli risultati che espatriano: sono i tecnici stessi che fuggono.

Le conseguenze sono immediate, ed ancor più gravi le prevedibili conseguenze future.

La nostra industria già versa in uno stato di disorganizzazione tale, che — mentre tutti, nessuno escluso, concordano nel dichiarare che non possono vivere basandosi sul solo mercato Italiano — da mesi ci è impossibile affrontare la concorrenza mondiale. Ora, non soltanto si perdono — e forse definitivamente — i pochi mercati che ancora non ci erano preclusi, ma si viene ad incrementare la produzione in molti Paesi già nostri Clienti. In un futuro, meno remoto di quanto si possa credere, questi Paesi diventeranno nostri concorrenti — e ciò proprio per merito dei nostri tecnici.

Quali le cause, e quali i rimedi?

Quanto alle prime, si constata innanzitutto l'esistenza di un circolo vizioso: le industrie sono disorganizzate perchè sono mal utilizzati i tecnici; i tecnici sono mal utilizzati perchè l'industria è disorganizzata.

Come sempre avviene, è difficile praticare una netta distinzione di responsabilità, e tanto industriali che tecnici hanno la loro parte di colpa. Il tecnico è — sempre ed in tutto il mondo — mal retribuito. Il fenomeno assume particolare gravità, nelle attuali condizioni del nostro Paese, ma... eroi si nasce, e non è lecito chiedere ad un individuo, con un passato di decine d'anni di studi e di esperienza, pagato poco più dell'ultimo manovale assunto ieri, di resistere per puro amor patrio a pressanti offerte straniere che — tradotte nella nostra vacillante moneta — appaiono addirittura mirabolanti. Ed oltre al puro fenomeno economico, per molti è determinante la prospettiva di un lavoro metodico ed organizzato oggi impossibile tra noi per una massa di fattori.

La nostra industria pecca — ed ha sempre peccato — di miopia, per cui non si è mai convinta della convenienza economica di finanziamenti adeguati per studi e ricerche, il cui reintegro non si poteva prevedere in termini di mesi.

La tesi difensiva dell'industria consiste essenzialmente nel protestare difficoltà economiche e — sovente — intralci governativi, costringendole così a lavorare in stretta economia per cui mancano i mezzi per la ricerca. Ma non è difficile dimostrare che si tratta di pretesti o perlomeno di ragioni malamente sostenibili.

Molte industrie nostre si trovano oggi in difficoltà perchè si sono sviluppate oltre il lecito per errori di valutazione commessi dai loro dirigenti, che non hanno saputo prevedere l'impossibilità di sussistere passato il periodo di emergenza. Altre si trovano in difficoltà perchè ancora non hanno saputo organizzare il trapasso alla produzione di pace. Altre sono antieconomiche per concezione prima ancora che per sistemi di produzione, mentre considerazioni imponderabili di convenienza politica non solo tendono a mantenerle in vita ma sinanche a proteggerle. Ed ecco che, sempre e solo nel nostro campo, strapaghiamo poche valvole di tipi ormai arretrati, elettrolitici di pessima qualità, manchiamo di una serie di prodotti chimici e metallurgici indispensabili prima ancor che preziosi, e l'elenco potrebbe continuare ad libitum.

Gli intralci governativi, a parte quelli dettati dalle sopra accennate considerazioni meramente politiche, ci sono soprattutto perchè la nostra industria non ha mai saputo svolgere a Roma un'azione coordinata (essendo il più del tempo ciascuno, preoccupato a togliar l'erba sotto i piedi dell'altro). E nel nostro campo particolare, anche perchè non è mai stata in grado di documentare i nostri burocrati dell'importanza Nazionale ed internazionale della nostra industria radioelettrica.

Quanto alle ricerche, i nostri Istituti Scientifici e singoli individui — per quanto con mezzi limitati e tra l'indifferenza generale — creano e perfezionano idee e metodi di indubbio valore anche finanziario. Ma quante sono le Industrie Italiane che si sforzano di trovare campo di pratica applicazione a queste idee?

E, soprattutto, quante sono le Industrie Italiane che valutano giustamente il valore monetario di nuovi sistemi di produzione?

Adesso molti dei nostri maggiori gruppi industriali hanno ottenuto crediti esteri. Presupposto di questi crediti è che vengano utilizzati in modo da consentirne il rimborso grazie ad esportazioni future. Nelle difficoltà attuali non possiamo purtroppo escludere che i fondi vengano invece divorati da momentanee difficoltà di cassa — e non vorremmo doverci accorgere un giorno che i finanziatori esteri hanno avuto la vista più lunga di quanto possa apparire ad un esame superficiale, assistendo al passaggio di proprietà delle nostre industrie...

Quali i rimedi? Non sta a noi suggerirli, ma — non essendo certo pensabile il ripristino di medioevali restrizioni alla libertà di circolazione dei lavoratori — crediamo si possa affermare che di primordiale importanza è il porre un freno alla dissanguante emorragia di competenze — poichè senza tecnici competenti, la situazione non potrà che peggiorare di ora in ora.

Hans Wolf Stawski  
& Alessio Gurviz.

# ALIMENTATORI DI ALTA TENSIONE A RADIOFREQUENZA

Luigi Terra

Class. Dec. R. 366



*Vengono esaminate le principali caratteristiche dei dispositivi per la generazione di elevate tensioni continue, realizzati mediante oscillatori a radio frequenza, e trasformatori di Tesla.*

*Questi dispositivi presentano particolari doti di semplicità costruttiva, di sicurezza ed elasticità di funzionamento, e sono di impiego assai vantaggioso in apparecchiature comprendenti tubi a raggi catodici (oscilloscopi, ricevitori televisivi, ecc.); in strumenti di misura per uso di laboratorio; quali alimentatori atti a fornire le elevate tensioni necessarie al funzionamento di contatori di Geiger-Müller, di camere di ionizzazione, nonché in altri dispositivi impiegati in ricerche di fisica, specie nel campo nucleare; per l'alimentazione dei tubi di produzione di raggi X di bassa durezza e di limitata intensità, che vengono impiegati sia in ricerche di laboratorio scientifico o industriale, sia per uso medico; nonché in molti altri casi assai importanti.*

*Vengono anche indicati alcuni metodi che consentono di ottenere la stabilizzazione della tensione continua di uscita, nonché la sua regolazione continua entro limiti abbastanza estesi.*

## 1) GENERALITÀ

Gli alimentatori capaci di fornire elevate tensioni continue, da un migliaio a qualche decina di migliaia di volt, con potenze non molto alte (da qualche watt, a qualche centinaio di watt), sono necessari per il funzionamento dei tubi a raggi catodici usati in strumenti di misura, o in ricevitori televisivi; in apparecchi come i contatori di Geiger-Müller, le camere di ionizzazione, i tubi per la produzione di raggi X di bassa durezza ed intensità; e in molti altri dispositivi di particolare interesse scientifico o tecnico.

In tutti questi casi è naturalmente possibile realizzare tali alimentatori nel modo convenzionale, cioè impiegando trasformatori a nucleo in ferro, seguiti dagli elementi raddrizzatori, filtri e regolatori.

Gli alimentatori di questo tipo sono generalmente abbastanza semplici da costruire, di funzionamento sicuro, e relativamente economici: tuttavia in certi casi, e in particolare in tutte le applicazioni sopra citate, risultano eccessivamente ingombranti e pesanti in rapporto alle potenze da essi erogate, che sono relativamente modeste. Questo fatto li rende molte volte addirittura antieconomici, sia per il costo intrinseco del trasformatore elevatore e del dispositivo di filtro, che deve essere realizzato con condensatori di elevata capacità e ad alto isolamento, sia per il notevole peso ed ingombro di tali elementi, che influisce spesso in

modo decisivo sulla maneggevolezza dell'intero apparecchio cui l'alimentatore è destinato.

Le cause di questo inconveniente sono sostanzialmente due:

— il dimensionamento del trasformatore elevatore è subordinato alle esigenze di isolamento che, per potenze erogate dell'ordine massimo di 500 W e tensioni di lavoro di qualche KV rendono necessario usare distanze di sicurezza notevoli, e quindi sezioni del ferro e del rame sproporzionate alla potenza resa;

— i condensatori per il filtraggio alla frequenza industriale devono avere notevole capacità (dell'ordine del  $\mu\text{F}$ ) e quindi risultano assai pesanti, dovendo resistere a tensioni elevate.

Entrambi gli inconvenienti vengono eliminati impiegando tensioni alternate ad alta frequenza: infatti in tal caso il trasformatore elevatore può essere in aria; o al massimo con nucleo aperto in iperferro, e a primario e secondario accordati (trasformatore di Tesla), mentre i condensatori di filtro, essendo elevata la frequenza del residuo di alternata dopo il raddrizzamento, risultano di capacità ridotta (centinaia, o al massimo migliaia di pF).

Un alimentatore di questo tipo richiede però un oscillatore a R. F. per l'alimentazione del Tesla: ma per potenze fino a qualche centinaio di watt esso può essere realizzato facilmente

con valvole di ingombro limitato, e che richiedono per l'alimentazione anodica tensioni in genere inferiori a 1 KV, fornite da un alimentatore convenzionale, dimensionato per la potenza erogata, e non in base alle distanze di sicurezza necessarie per la tensione continua di uscita di parecchi KV.

Naturalmente il rendimento complessivo del sistema è minore per l'alimentatore a RF, che non per quello a B.F., essendo in genere per il primo dell'ordine del  $50 \div 60\%$ , e per il secondo del  $70-90\%$ , ma questa non è una limitazione essenziale, date le modeste potenze in gioco.

Esposte così le ragioni che rendono vantaggioso l'impiego del sistema di alimentazione in oggetto, e le sue limitazioni, passiamo a considerare i principi su cui si basa la sua realizzazione.

quale è indicato come il circuito di regolazione e di stabilizzazione possa essere collegato sia all'oscillatore, variandone quindi le condizioni di funzionamento, sia all'alimentatore dell'oscillatore, variandone quindi le condizioni di alimentazione; sia ad entrambi.

Nel seguito di questo paragrafo vengono esaminati i sei elementi fondamentali sopra indicati al fine di chiarirne le più notevoli particolarità funzionali e costruttive.

## 2.1 ALIMENTATORE DELL'OSCILLATORE.

In generale un dispositivo per la produzione di elevate tensioni continue viene realizzato, come abbiamo visto in precedenza, per essere accoppiato ad altri elementi i quali, a loro volta, fanno parte di apparecchiature elettro-

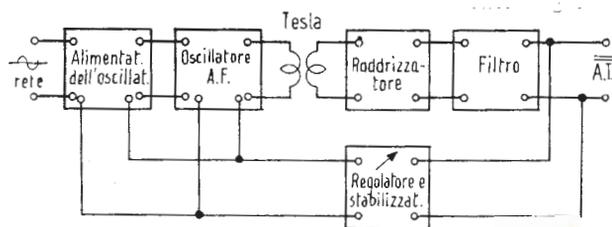


Fig. 1 - Schema di principio di un alimentatore di alta tensione, a radio frequenza.

## 2) CONSIDERAZIONI SUL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO E SULLE PARTICOLARITÀ COSTRUTTIVE DEGLI ALIMENTATORI AD A.T. A R.F.

Gli elementi essenziali che compongono un alimentatore del tipo esaminato sono i sei seguenti:

- 1) alimentatore dell'oscillatore;
- 2) oscillatore a radio frequenza;
- 3) trasformatore di Tesla;
- 4) raddrizzatore;
- 5) filtro;
- 6) dispositivo di stabilizzazione e di regolazione (eventuale).

Questi elementi sono tra loro collegati come indica, in forma schematica, la figura 1, nella

niche, per il funzionamento delle quali sono necessari alimentatori di tipo convenzionale.

In questi casi l'oscillatore a R. F. può essere alimentato da questi ultimi: ma può anche accadere che sia preferibile usare per esso un apposito alimentatore, specie quando l'alta tensione debba servire a più scopi, il che accade di frequente negli usi di laboratorio.

L'alimentazione propria è anche consigliabile quando, volendosi ottenere un'ampia regolazione e una elevata stabilizzazione dell'A. T. di uscita, si usi un dispositivo regolatore che agisce sull'alimentazione dell'oscillatore a R. F.

In ogni caso è opportuno che tale alimentazione sia fornita da un generatore a bassa resistenza interna, e quindi avente una ridotta variazione di tensione da vuoto a carico, in modo da permettere un funzionamento dell'oscillatore regolare e con rendimento elevato.

Questi requisiti sono particolarmente importanti quando la potenza erogata dall'A.T. è relativamente elevata, oppure variabile entro limiti estesi, pur dovendo mantenersi abbastanza costante il valore della tensione di uscita al variare del carico.

L'uso di alimentatori a regolazione e stabilizzazione elettronica è senz'altro consigliabile nei casi più complessi, specie quando si voglia effettuare la stabilizzazione dell'A.T. agendo sull'alimentazione dell'oscillatore.

Nei casi più semplici, quando le tensioni di uscita siano di qualche KV al massimo, con potenze di qualche watt, e senza particolari necessità di regolazione e stabilizzazione (ad esempio per l'alimentazione di tubi a raggi catodici) le condizioni di alimentazione dell'oscillatore non risultano però per nulla critiche.

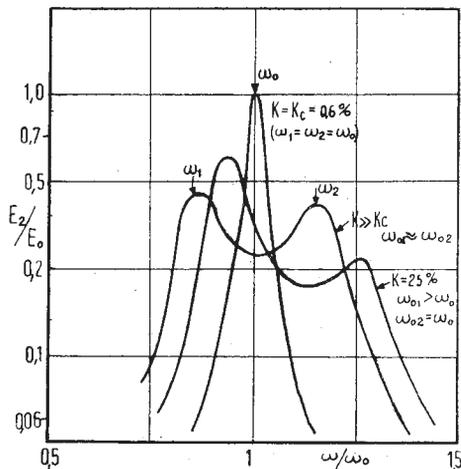
tati impieganti una sola valvola di opportune caratteristiche; per potenze maggiori si potrà ricorrere a oscillatori in controfase, oppure a circuiti più complessi.

Questi casi sono peraltro eccezionali: in genere lo stadio oscillatore sarà realizzato con una sola valvola, o al massimo con due in controfase, e con autoeccitazione.

Il tipo di valvola da impiegare sarà scelto in base alla potenza massima richiesta in A.T. e alle caratteristiche dell'alimentatore destinato a fornire le tensioni di lavoro all'oscillatore.

Per quanto riguarda le condizioni di funzionamento dell'oscillatore occorre tener presente il fatto che, essendo necessario far funzionare il trasformatore di Tesla con accoppiamento  $K$  tra primario e secondario molto maggiore del valore critico  $K_c$ , e questo per accrescere il rendimento di trasformazione che sarebbe solo

Fig. 2 - Curve di risposta di due circuiti accoppiati.



## 2.2 OSCILLATORE A R.F.

Le condizioni di funzionamento di questo elemento sono strettamente collegate alle caratteristiche del trasformatore di Tesla: infatti poichè questo funziona col secondario accordato sulla propria capacità residua, più la capacità parassita di montaggio, è esso che determina la frequenza di lavoro dell'oscillatore. Inoltre l'accoppiamento tra primario e secondario del trasformatore di Tesla è sempre assai stretto, ciò che rende il funzionamento dell'oscillatore molto legato alle condizioni di carico dell'A.T.

Il circuito da usarsi può tuttavia essere scelto tra quelli comunemente usati, ad esempio, nella costruzione di piccoli e medi trasmettitori, tenendo però presenti alcune avvertenze di cui è detto nel seguito. Per potenze modeste (sotto i 10 W) è opportuno usare oscillatori autoeccitanti

del 50% per  $K = K_c$ , la curva di risposta del filtro di banda costituito dai circuiti primario e secondario presenta due massimi a due frequenze  $f_1$  ed  $f_2$  tali da soddisfare l'equazione

$$K = \frac{1 - (f_1 / f_2)^2}{1 + (f_1 / f_2)^2} \quad [1]$$

mentre l'ampiezza relativa dei due massimi dipende dalle frequenze naturali  $f_{01}$   $f_{02}$  dei circuiti primario e secondario, non accoppiati. Le migliori condizioni di stabilità a carico variabile si hanno quando la frequenza di lavoro è pari o vicina a  $f_1$  (1), mentre il rendimento di trasformazione è massimo per  $f_{01} = f_{02}$ .

(1) Per ottenere l'innescio di oscillazioni a frequenza  $f_1$  o  $f_2$  basta invertire il senso dell'avvolgimento di reazione.

Le migliori condizioni di funzionamento sia per il rendimento, sia per la regolazione di tensione, si hanno quando il valore di  $K$  è tale da dare una tensione secondaria massima circa metà di quella che si avrebbe per  $K=K_c$  (2).

La figura 2, tratta dal citato articolo di Schade, illustra le considerazioni precedenti, e mostra come si possa ottenere la regolazione manuale della tensione di uscita variando l'accordo del circuito primario o secondario.

Un altro punto di notevole importanza per il funzionamento dell'oscillatore è relativo all'accoppiamento del circuito di reazione al circuito primario, o secondario del Tesla.

Nel primo caso (accoppiamento al primario) si manifesta, essendo  $K \gg K_c$ , il noto fenomeno della discontinuità della caratteristica di accordo tensione/frequenza. Il fenomeno, che graficamente è rappresentato in figura 3, è legato alla presenza dei due massimi nella curva di risposta di figura 2, e da luogo a brusche variazioni irreversibili della tensione di uscita al variare della sintonizzazione. Esso può essere evitato accoppiando il circuito di reazione al secondario del trasformatore di Tesla, anziché al primario. In considerazione di questo fatto è evidente la opportunità di usare per l'oscillatore circuiti ad accoppiamento induttivo griglia-placca escludendo quelli in cui la reazione è ottenuta con prese intermedie (Hartley, circuito ad accoppiamento di catodo) o con divisori capacitivi (Colpitts e simili).

Dell'impiego di circuiti utilizzanti tubi speciali con  $\mu < 1$  e dei relativi vantaggi verrà detto in 2.4: rivolgiamo ora la nostra attenzione ad alcune particolarità costruttive del trasformatore di Tesla.

### 2.3 TRASFORMATORE DI TESLA.

E' questo l'organo più importante di un alimentatore del tipo esaminato. Esso deve soddisfare i requisiti seguenti:

- 1) Isolamento atto a resistere all'alta tensione alternata di funzionamento.
- 2) Perdite ridotte.
- 3) Elevato rapporto effettivo di trasformazione.
- 4) Elevato accoppiamento tra primario e secondario.
- 5) Impedenza primaria a carico adatta al tipo di valvola oscillatrice usata.

Per quanto riguarda il primo punto non è il caso di fare molte considerazioni: converrà naturalmente mantenere distanze di sicurezza ragionevolmente elevate, sia per quanto riguarda la scarica vera e propria, sia, e soprattutto, l'effetto corona, che è particolarmente sensibile in alta frequenza, e costruire, non appena possibile, il secondario ad alta tensione con più

avvolgimenti, in modo da ridurre la tensione ai capi di ogni singolo avvolgimento ad un valore massimo da uno a due KV. Consigliabile è l'impregnazione dell'avvolgimento completo mediante isolanti a basse perdite, ad elevata rigidità dielettrica, e poco sensibili alla umidità. Così facendo si riducono anche le perdite per effetto corona, e quindi in definitiva le perdite totali del trasformatore.

E' ovvio che tali perdite totali devono essere mantenute ad un valore il più basso possibile, al fine di poter ottenere il miglior rendimento di trasformazione. Poiché la frequenza di funzionamento di un Tesla di potenza media (fino a una decina di watt) e per tensioni fino a 10-15 KV, che sono i limiti più interessanti per le normali applicazioni, è dell'ordine dei 100-300 KHz, è evidente la convenienza di usare filo Litz e avvolgimenti a nido d'ape nella sua costruzione.

L'avvolgimento a nido d'ape è anche conveniente perché permette di realizzare basse capacità proprie, col vantaggio di ottenere un maggiore rapporto effettivo di trasformazione. Tale rapporto, essendo in genere  $K \ll 1$ , non coincide infatti col rapporto del numero di spire secondarie e primarie, ma ne risulta minore. Per farsi un'idea dell'influenza del coefficiente di merito  $Q$  e della capacità secondaria  $C$  sulla tensione di uscita osserviamo che data la potenza  $P$  erogata, la tensione di uscita vale:

$$E = \sqrt{P} \sqrt{\frac{Q_2}{\omega C}} \quad [2]$$

dove  $Q_2$  è il coefficiente di merito del secondario tenuto conto delle perdite e del carico esterno.

Si vede da questa formula che, a potenza fornita costante, la tensione di uscita dipende fortemente dal carico esterno, a meno che questo non sia piccolo rispetto alle perdite, il che per altro non sarebbe affatto consigliabile di fare volendo ridurre la variazione di tensione al variare del carico.

Tornando alla capacità secondaria  $C$  è evidente dalla [2] che essa deve essere la minima possibile, qualora si vogliono realizzare elevati valori di tensione di uscita.

Per quanto riguarda l'accoppiamento tra primario e secondario è evidente che per mantenerlo alto occorre avvicinare per quanto possibile i circuiti primario e secondario. Ciò peraltro urta contro difficoltà dovute all'isolamento, cosicché per avere  $K \gg K_c$ , condizione necessaria per avere buon rendimento di trasformazione, occorre fare  $K_c$  il più piccolo possibile. Poiché è

$$K_c = 1 / \sqrt{Q_1 Q_2} \quad [3]$$

ciò si può ottenere mantenendo elevato il  $Q$  primario ( $Q_1$ ) e secondario ( $Q_2$ ). E' chiaro che tali valori di  $Q$  sono quelli che si hanno nelle effettive condizioni di funzionamento, cioè tenendo conto del carico anodico della valvola oscillatrice, e del carico equivalente ai capi del raddrizzatore.

(2) Vedi per le considerazioni esposte l'articolo seguente: O. H. Schade - Radio Frequency-Operated High Voltage - Supplies For Cathode Ray Tubes - Proc. of the IRE vol. 31 N. 4, Aprile 1943.

Un altro metodo per ottenere notevoli valori di accoppiamento è di usare un nucleo in iperferro coassiale con gli avvolgimenti.

Ciò può ottenersi sia costruendo trasformatori ad avvolgimenti affiancati, sia ad avvolgimenti sovrapposti (vedi fig. 4).

Per quanto riguarda l'adattamento della impedenza primaria alla impedenza di carico ottimo  $R_0$  del tubo oscillatore, è chiaro che dovrà aversi, indicando con  $E_0$  il valore efficace della tensione alternata di placca, con  $P_t$  la potenza totale erogata (potenza utile, più potenza perduta)

$$R_0 = E_0^2 / P_t \quad [4]$$

Fissato il valore di  $Q_1$ ,  $Q_2$  in modo da ottenere  $K_c \ll 1$ , in base alla [3], e determinato  $R_0$  si può ottenere  $L_2$  dalla relazione

$$Q_2 = R_L / \omega L_2 \quad [5]$$

e  $L_1$  dalla

$$Q_1 = R_0' / \omega L_1 \quad [6]$$

$Q_2$  si determina mediante la [2].

$R_L$  rappresenta il carico equivalente del raddrizzatore che vale, essendo  $R$  il carico esterno:  $R_L = 0,5 R$  per raddrizzatori a semionda

[7]

$R_L = 0,12 R$  per circuiti duplicatori di tensione.

## 2.4 RADDRIZZATORE E FILTRO.

Una delle difficoltà principali che si presentano nella realizzazione pratica di alimentatori di A.T. a R.F. è da attribuire alle valvole raddrizzatrici che in essi devono essere impiegate.

L'uso di frequenze elevate rende in primo luogo necessario l'impiego di valvole a bassa capacità propria anodo-catodo: tale capacità determina infatti una diminuzione dell'effetto raddrizzante del diodo, permettendo il passaggio di correnti non raddrizzate di valore proporzionale alla capacità e alla frequenza.

D'altra parte anche ammesso di aver superato tale difficoltà con l'uso di raddrizzatrici a bassa capacità interelettrodica, vi è sempre il problema della accensione del tubo (o dei tubi raddrizzatori) che deve essere effettuata con un secondario sul trasformatore di Tesla, a meno che non si voglia usare un raddrizzatore semionda o piena onda con positivo a massa, e quindi coi filamenti alimentati dal trasformatore che fornisce le tensioni di lavoro all'oscillatore. Questo caso si presenta abbastanza spesso (per esempio per l'alimentazione dei tubi catodici per oscilloscopi); ma in certi casi è necessario realizzare raddrizzatori a piena onda con positivo isolato, o circuiti moltiplicatori in cui la soluzione esposta non è più possibile. Occorre allora accendere i filamenti in A.F., limitando per quanto possibile la potenza di accensione richiesta, per ragioni ovvie.

Questa notevole difficoltà è stata superata dai costruttori americani di valvole, che hanno realizzato raddrizzatrici speciali, particolarmente studiate per il raddrizzamento in A.F., e che richiedono potenze di accensione assai ridotte.

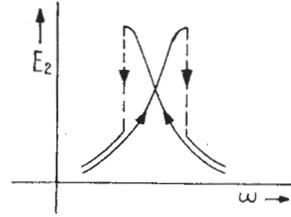


Fig. 3 - Caratteristiche di accordo di circuiti accoppiati con  $K > K_c$

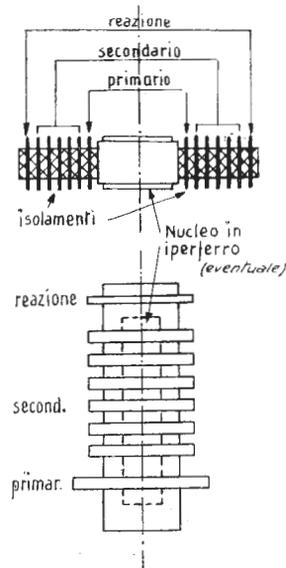


Fig. 4 - Due tipi fondamentali di trasformatori di Tesla.

Le caratteristiche principali di alcune valvole per basse potenze sono riportate nella tabella seguente.

TABELLA I

TIPO	V <sub>f</sub> volt	I <sub>f</sub> ampère	V <sub>inv.</sub> volt	i radd. med a mA	f max KHz
8016 (1B3/GT)	1,2	0,2	40000	2	300
1654 (miniat.)	1,4	0,05	7000	1	>500
1Y2	1,25	0,265	50000	2	300
1Z2 (miniat.)	1,5	0,290	20000	2	>400

L'Autore non è a conoscenza di tipi speciali per potenze maggiori, pur ritenendo possibile che esse siano già state costruite per uso militare. Indipendentemente dalla realizzazione presente o futura di valvole speciali per potenze

Variazioni nel rapporto 1 : 2 sono in genere possibili con le valvole di tipo speciale di cui si è detto.

Un circuito interessante, che evita l'impiego della raddrizzatrice, fornendo però una tensione continua con positivo a massa, è quello riportato in figura 5, e suggerito da Freeman e Hergenrother (3) sulle basi di un lavoro di Terman (4).

In questo circuito la tensione unidirezionale di autopolarizzazione di griglia, che si manifesta nel funzionamento di un oscillatore autoeccitato è resa molto maggiore della tensione anodica, per l'azione combinata di un trasformatore di Tesla e di un tubo avente un coefficiente di amplificazione  $\mu \ll 1$ . Un tale tubo è ad esempio un triodo in cui la placca funziona da griglia e viceversa: peraltro in questo caso la potenza erogata è piccola perchè la costruzione della griglia di un normale tubo la rende inadatta a funzionare da anodo. Occorrono

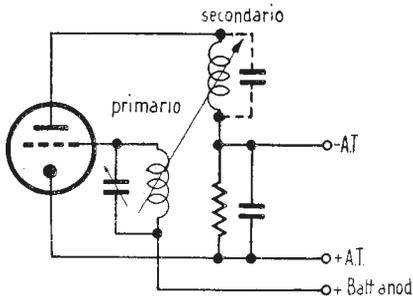


Fig. 5 - Generatore R. F. con circuito autorettificante.

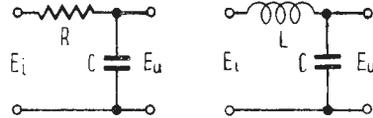


Fig. - 6 - Filtri di uscita RC; LC.

maggiori è da osservare che, dovendo realizzare alimentatori a RF per potenze relativamente notevoli (decine o centinaia di watt), posso non venire utilizzate, quali raddrizzatrici, anche valvole a consumo di filamento abbastanza elevato (qualche watt), da scegliere fra i tipi già esistenti per raddrizzamento a B.F.

E' da notare che tutte le raddrizzatrici elencate nella Tabella I possono funzionare con tensioni di filamento sia superiori sia inferiori a quella nominale, entro limiti abbastanza vasti. Ciò è importante sia perchè facilita l'alimentazione di filamento ad A.F., sia perchè permette di far agire sull'oscillatore un eventuale regolatore o stabilizzatore senza che la variazione della tensione di filamento delle raddrizzatrici, conseguente alla sua azione, peggiori il raddrizzamento, almeno finchè essa è contenuta entro le ampie tolleranze prescritte per ogni tubo.

quindi tubi speciali, attualmente di tipo sperimentale, pur risparmiandosi il raddrizzatore e le relative complicazioni.

Per quanto riguarda il livellamento della tensione raddrizzata è ovvio come esso sia semplificato dal valore elevato della frequenza di funzionamento, che permette di usare cellule filtranti RC, o LC con valori ridotti di C, e, nel secondo caso anche di L, pur mantenendo elevata l'attenuazione.

Questa infatti, espressa come rapporto fra tensione disturbo all'ingresso e all'uscita di una

(3) R. L. Freeman e R. C. Hergenrother, High-Voltage Rectified Power Supply Using Fractional  $\mu$  K. F. Oscillator - Proc. of IRE vol. 34 N. 3, Marzo 1946.

(4) F. E. Terman - The Inverted vacuum Tube, a Voltage-Reducing Power Amplifier. Proc. IRE vol 16, pp. 447-461, Aprile 1928.

cellula tipo a) o b) (vedi fig. 6) vale, supposto  $\omega CR; \omega^2 LC \gg 1$ :

$$A = \omega CR \quad [8 a)]$$

$$A = \omega^2 LC \quad [8 b)]$$

in cui  $\omega$  è la pulsazione corrispondente alla fondamentale della tensione disturbo ( $\omega = 2\pi f$  per raddrizzatore mezza onda;  $\omega = 4\pi f$  per raddrizzatore piena onda).

Per  $\omega = 3 \cdot 10^5$ ,  $A = 10$  si ricava dalla [8 a)]:  $CR = 3 \cdot 10^{-5}$  e per  $R = 0,1 \text{ M}\Omega$ ,  $C = 300 \text{ pF}$ ; e dalla [8 b)]  $LC = 10^{-10}$  e per  $L = 30 \text{ mH}$ :  $C = 3000 \text{ pF}$ .

Valori così bassi di capacità sono facilmente realizzabili, e riducono il pericolo di accidenti dovuti a false manovre, essendo piccola l'energia immagazzinata nei condensatori di filtro.

A conclusione di quanto esposto fino a questo punto riportiamo due schemi di alimentatori a RF tratti il primo (fig. 7) dal citato articolo di Schade, il secondo (fig. 8) dall'« Electronic

al carico, perchè essi presentano svantaggi evidenti, limitandoci a dare un breve cenno sui regolatori e stabilizzatori puramente elettronici.

Questi possono essere realizzati in vari modi:

- regolando e stabilizzando le sole tensioni di alimentazione dell'oscillatore;
- regolando e stabilizzando l'oscillatore;
- regolando e stabilizzando i due elementi.

I tre metodi sono di efficacia crescente, e di complicazione crescente nell'ordine.

Per il primo metodo si può far ricorso ad alimentatori regolati a valvole, come quelli studiati da L. Dobner in un articolo apparso su questa rivista (5), e da molti altri Autori, e su cui non ci soffermiamo.

Occorre notare che con questo metodo si eliminano le sole variazioni dovute alle fluttuazioni di tensione di rete, ma non quelle causate da instabilità dell'oscillatore, o da variazioni del carico esterno, e che con una rego-

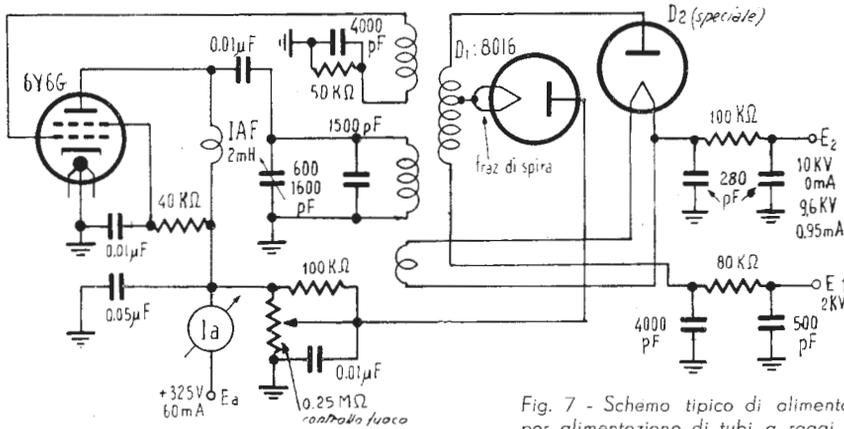


Fig. 7 - Schema tipico di alimentatore A.T. a R.F. per alimentazione di tubi a raggi catodici, in particolare per cinescopi.

Engineering Handbook» di Batcher-Moulic, pag. 247. Quest'ultimo alimentatore permette di ottenere circa 4 mA sotto 150 V, o 0,6 mA sotto 250 V con una tensione continua sulla oscillatrice di 28 V, ed è adatto per l'alimentazione anodica di piccolissimi apparecchi portatili.

## 2.5 DISPOSITIVI REGOLATORI E STABILIZZATORI.

Questi dispositivi sono necessari quando si voglia avere una tensione di uscita regolabile con continuità entro determinati limiti, ed eventualmente stabilizzata rispetto alle fluttuazioni delle tensioni di alimentazione dello stadio oscillatore.

Non ci occupiamo di quei sistemi di regolazione della tensione di uscita che utilizzano resistenze in serie o potenziometri in parallelo

lazione ottenuta variando le tensioni all'oscillatore varia il rendimento dell'oscillatore stesso.

Quando siano in gioco potenze notevoli, o quando si vogliono realizzare rendimenti elevati per ridurre al minimo l'ingombro dell'alimentatore A.T., occorrerà studiare attentamente il rendimento dello stadio oscillatore nelle varie condizioni di lavoro.

Il secondo metodo proposto è di facile attuazione quando le oscillatrici sono tetrodi o pentodi, poiché la regolazione e stabilizzazione si ottengono allora agendo sulla tensione di schermo, che può essere comandata da un amplificatore in c.c. la cui tensione di comando è presa dall'uscita dell'A.T.

(5) L. Dobner - Calcolo degli alimentatori regolati a valvole. T. E. vol. 1, N. 1, Aprile 1946 c. N. 2, Maggio 1946.

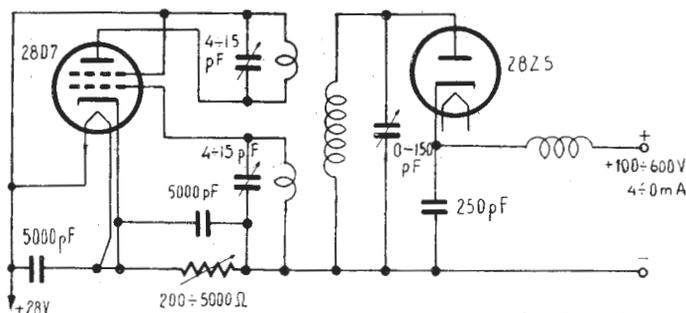


Fig. 8 - Alimentatore A. T. a R. F. per piccolissimi apparecchi portatili. Tensione continuo di alimentazione 28 V.

Per il calcolo di un dispositivo del genere occorre seguire metodi analoghi a quelli impiegati per i comuni alimentatori a regolazione elettronica.

E' da notare, che essendo inserito tra l'oscillatore di A.F. e l'uscita dell'A.T. il trasformatore di Tesla, che attenua fortemente tutte le frequenze diverse delle due frequenze di accordo di cui si è detto in 2.2, il pericolo di oscillazioni parassite, causate dal circuito di controllo, è molto ridotto, e qualora esse si manifestino (in genere a frequenza non molto alta, e spesso con caratteristiche di oscillazioni di rilassamento) è facile eliminarle.

Un alimentatore A.T. capace di fornire tensioni tra 800 e 2500 volt, sotto 1 mA massimo, con positivo a massa, e fornito di un dispositivo di regolazione e stabilizzazione elettronica del secondo tipo è stato realizzato dall'Autore con ottimi risultati, in collegamento con un dispositivo per la rivelazione e il conteggio di particelle ionizzanti, e destinato a studi su materiali radioattivi.

L'apparecchio completo sarà probabilmente descritto in un prossimo numero di « T.E. ».

Gli stabilizzatori e regolatori del terzo tipo, che sono i più efficaci, ma anche i più complessi, risultano dall'unione di dispositivi dei due tipi sopra descritti.

### 3) CONCLUSIONE.

L'esame da noi effettuato è stato per necessità di cose alquanto superficiale in molti punti. Tuttavia si è cercato di porre in luce gli aspetti caratteristici dei vari elementi che compongono un alimentatore A.T. a R.F., e di chiarirne le principali particolarità funzionali e costruttive.

Questo lavoro potrebbe essere giudicato troppo esteso, in proporzione all'importanza dell'argomento; ma è convinzione dell'Autore che i dispositivi qui esaminati siano suscettibili di applicazioni assai diffuse e importanti — come del resto sta già accadendo negli U.S.A. — e tali da giustificare studi anche più profondi, dettagliati ed accurati di quello presentato in questo articolo.

A diverse riprese, in questi ultimi anni, su riviste straniere di radiotecnica sono apparse delle descrizioni di strumenti appartenenti alla categoria dei « signal tracer ».

Nel mentre alcune realizzazioni (1937-41) includevano un rilevante numero di valvole e circuiti oscillanti con relativi selettori etc., le più recenti erano ispirate a criteri di maggiore semplicità nella concezione e realizzazione che consentivano di poter conseguire anche una maggiore praticità nell'utilizzazione.

La grande popolarità raggiunta tra i radiotecnici americani da simili strumenti — che come dice lo stesso nome — permettono di seguire la « traccia del segnale » di stadio in stadio, dall'antenna all'altoparlante, sia che trattisi del segnale di un oscillatore modulato o direttamente quello di una qualunque emittente radiofonica, è senz'altro da annoverarsi al fatto che esso rende sommamente rapida la ricerca e la localizzazione di guasti con conseguenti forti economie di tempo e di denaro.

I risultati particolarmente buoni ottenuti da uno strumentino del genere e la vasta gamma di applicazioni, che esula dal campo strettamente « radioriparatori » per entrare in quello didattico e della elettronica applicata, ci hanno indotto a questa breve descrizione per i lettori di T.E.

I moderni signal tracer, comunque realizzati, risultano sempre essenzialmente costituiti da:

- A) Rivelatore che trasforma la A.F. modulata in B.F.;
- B) Attenuatore tarato all'entrata di C;
- C) Amplificatore;
- D) Indicatore ottico od acustico della tensione d'uscita di C;
- E) Voltmetro elettronico per c.c.;
- F) Alimentatore per l'anodica ed i filamenti.

La rivelazione ha lo scopo di rendere edotto l'operatore della presenza o dell'assenza in quel particolare punto del circuito del segnale modulato che viene applicato tra i morsetti Antenna e Terra del ricevitore in esame (si parla per esemplificazione di un ricevitore riferendosi specificatamente ad una apparecchiatura elettronica per cui è consigliata l'applicazione del signal tracer).

Il segnale applicato tra Ant-Terra può essere quello fornito da un oscillatore modulato o direttamente quello di una stazione emittente, generalmente la « locale » ad onde medie che pervenga alla antenna (connessa regolarmente) con intensità sufficiente.

Anticipando quanto verrà detto in seguito si comprende come la componente modulata di B.F. (400 Hz) o la modulazione dell'emittente (musica o parlato) rivelata da A ed amplificata da C giungerà in D.

Il processo di rettificazione può venire effettuato o per mezzo di cristalli di germanio o silicio (IN34, IN38, IN21, ecc.) o diodi rettificatori (9006, EA50, ecc.), che in ogni caso trovano sempre alloggio in una speciale « testa » esploratrice (probe) che è connessa alle rimanenti sezioni dell'apparecchiatura tramite un cavo che risulta percorso soltanto da B.F. e non da A.F.

Si può ricorrere anche — ciò viene fatto nei modelli più economici — alla rivelazione per falla di griglia, funzione che viene fatta esplicare dalla prima valvola dell'amplificatore B. Naturalmente in questo caso — a meno di non montare la valvola amplificatrice entro la testa — il cavo risulta percorso da A. F. il che non è consigliabile per moltissimi ovvii motivi. Applicando la testa esploratrice in un punto del circuito ove sia presente della A.F. non modulata (oscillatore locale, beat, ecc.) nessun suono verrà percepito in D — supposto costituito da un altoparlante — essendo costante il valore della tensione rettificata.

Il voltmetro elettronico di entrata, E, misurando questa componente continua può direttamente indicare il regolare funzionamento dell'oscillatore come pure la presenza e la polarità (vedi seguito) delle varie tensioni continue (polarizzazioni di griglia, CAV ecc.) Applicando infine la testa in un punto del circuito di B. F., il segnale di B.F. sarà direttamente trasferito in B ed indicato da D, su-



Vista d'insieme della  
realizzazione sperimentale.

bendo una distorsione praticamente inapprezzabile dato la piccola costante di tempo del circuito del rettificatore.

In tutti i casi le variazioni di  $R_2$ , onde riportare una tensione che si misura al livello di uscita di quella precedente ci darà, una indicazione del guadagno (o della perdita) tra i due punti del circuito in esame.

Ciò premesso — onde meglio inquadrare le idee riguardo questi strumenti ancora poco noti tra noi — passiamo ad esaminare brevemente i singoli componenti costituenti il presente *signal tracer*.

Secondo quanto detto si è fatto uso per A di un cristallo di germanio tipo Sylvania 1N34, incluso nella testa esploratrice unitamente alla resistenza  $R$ , ed al condensatore  $C$ .

La resistenza  $R_1$  esplica le funzioni di resistenza di carico del rivelatore (unitamente a  $R_2$ ) permettendo di mantenere sufficientemente alta l'impedenza di entrata.

Detta impedenza risulta costituita grosso modo da una capacità di 5 pF con in parallelo una resistenza di 0,5 Mohm. L'effetto di carico è pochissimo marcato ciò che permette ad es. di controllare il funzionamento di circuiti AF senza provocare una disintonizzazione.

I due condensatori  $C_1$  e  $C_2$  esplicano le funzioni di fugare a massa le eventuali tracce di A.F. presenti sulla resistenza di carico e così, come sono disposti, rendono praticamente « libero » il cavo da qualsiasi traccia di A. F.

Ai capi della resistenza  $R_2$  è presente una tensione circa la metà di quella rettificata dal

cristallo; detta tensione, opportunamente dosata secondo la posizione del cursore di  $R_2$  viene amplificata dalle due sezioni triodiche della 6SL7 e poi dalla 6V6.

Il voltmetro elettronico di entrata è costituito da un occhio elettrico tipo 6E5.

E' noto come l'angolo della zona di ombra si riduce a  $0^\circ$  per una tensione di entrata di — 8 volt applicata tra griglia e catodo, con contrazione corrispondentemente minore per minori tensioni di entrata. Dalla del posizione cursore — previa una opportuna taratura — si potrà risalire al valore della tensione applicata alla testa esploratrice.

Dato inoltre l'effetto di sbarramento del cristallo — unidirezionalità — se ne deduce la possibilità di poter determinare non solo la presenza ed il valore delle tensioni, ma anche la loro polarità.

Ognuno dei due triodi della 6SL7 — che costituisce la sezione del preamplificatore — ha un coefficiente di amplificazione di 70; l'amplificazione di ogni stadio è di ca. 40, per cui l'amplificazione tra la griglia della 6V6 finale e la griglia della 1ª sezione della 6SC7 è di  $40 \times 40 = 1600$ . Dato che l'amplificazione di tensione di una 6V6 è di ca. 25 si ha un valore globale di amplificazione di ca. 40.000 equivalente a un guadagno di 93 dB se l'impedenza d'entrata fosse eguale a quella di uscita. Desiderando disporre di una potenza d'uscita di 50 mW ed assumendo il 100% per il rendimento del trasformatore di uscita, risulterebbe necessario ai capi del primario del medesimo (del valore di 5000 Ohm di impedenza a 1000 Hz) una tensione di ca. 16 V.

Facendo il rapporto  $16 : 40.000 = 0,4 \times 10^{-3}$  Volt =  $400 \mu\text{V}$ ; questo valore potrebbe appunto definirsi come, la «sensibilità» dello strumento; si deve tenere presente però che segnali di ampiezza molto minore, fino a  $50 \mu\text{V}$ , sono perfettamente percepibili. Da qui la possibilità di usare simile strumento per misure ad es. sui trasformatori d'entrata di A. F.

La curva di risposta dell'amplificatore presenta un'andamento lineare da 100 a 15000 Hz con una attenuazione di 3 dB da 20 e 20.000 Hz; è bene che l'amplificazione si mantenga alta alle frequenze più basse onde permettere un'accurato controllo del filtraggio (hum), considerando anche che l'altoparlante utilizzato ha un buon rendimento acustico a cominciare da 100 fino a 5000 Hz, con una qualità buona relativa alle minime dimensioni di ingombro. I valori dei componenti il filtro sono tali da assicurare un rumore di fondo avente il valore di - 50 dB rispetto la tensione d'alimentazione. Si sono misurati 28 volt all'entrata del filtro, 0,9 all'uscita (pari al 0,35%) e 0,01 sull'alimentazione anodica del I stadio.

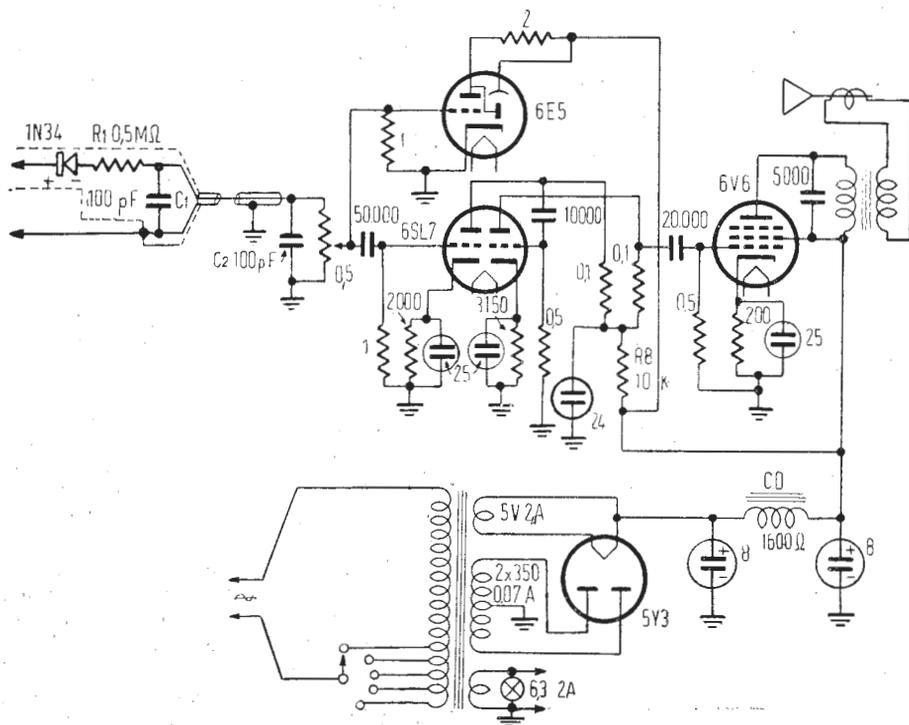
La alimentazione anodica e di filamento viene effettuata secondo il circuito classico facente uso di una qualunque valvola tipo 80, 5Y3 ecc.

Tra la massa ed i punti indicati si sono misurati i seguenti valori di tensione, con uno strumento 1000-Ohm/volt.

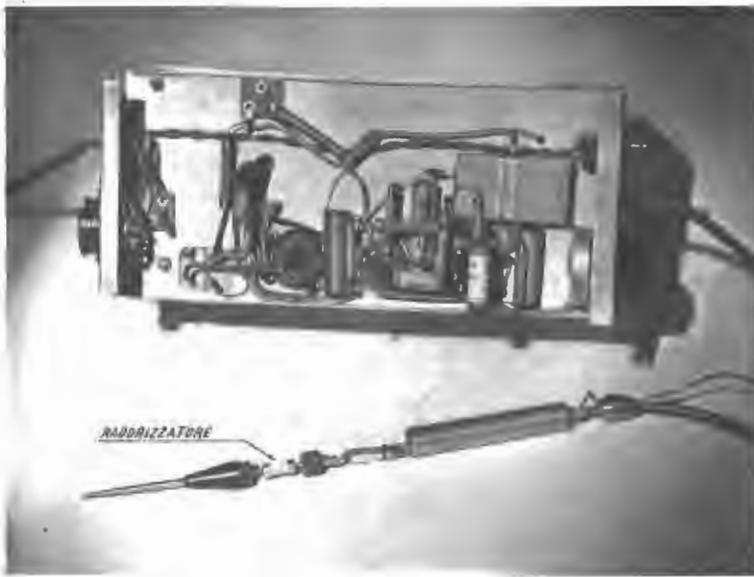
Catodo 5Y3	360 V
Schermo 6V6	275 V
Placca 6V6	250 V
Catodo 6V6	12,5 V
Placca II triodo	160 V
Catodo II triodo	1,7 V
Placca I triodo	120 V
Catodo I triodo	1,2 V

Per tutte queste tensioni è ammesso uno scarto del 10% sia in più che in meno.

I disaccoppiamenti usati ed una razionale filatura sono sufficienti ad evitare pericoli motorboating.



Schema elettrico dell'apparecchio.



Montaggio della parte inferiore e particolare della "testa esploratrice".

In caso in cui si manifestasse una tendenza all'innescò od al motorboating è bene tener presente che il fenomeno è generalmente dovuto ad un accoppiamento attraverso l'impedenza comune di alimentazione ovvero tra la griglia del primo stadio e la placca del secondo.

Per eliminare questi fenomeni è generalmente sufficiente un aumento nel valore del condensatore di filtro, in quello del disaccoppiamento anodico, o nella resistenza  $R_0$ .

Nel caso che l'innescò persista nonostante questi accorgimenti, si dovrà ricorrere ad una seconda cellula di filtro per la sezione triodica della 6SL7.

Tutti i collegamenti di entrata devono essere effettuati con cavetto schermato accuratamente messo a massa.

La disposizione dei vari componenti è visibile dalle foto e riteniamo non richieda ulteriori esplicazioni.

È consigliabile — contrariamente a quanto visibile dalle foto — disporre la coppia degli elettrolitici lontano dal trasformatore di alimentazione e sovradimensionare per quanto è possibile il medesimo. Data la disposizione molto raccolta dei vari componenti il problema della ventilazione non deve essere sottovalutato munendo la cassetta esterna di numerose feritoie.

Conveniente naturalmente l'uso di condensatori a carta in luogo degli elettrolitici.

La 6SL7 non risulta richiedere una scherma-

tura esterna, importante è invece scegliere una valvola che non sia assolutamente microfonica; la sospensione con gommini od altro materiale dell'incastellatura dell'altoparlante può alcune volte risultare assolutamente indispensabile.

La realizzazione meccanica della testa non offre alcuna difficoltà; tutti i pezzi sono ricavati per tornitura e l'estremità anteriore è costituita da «tg  $\delta$ »; il corpo, del diametro esterno di 12 mm sarà d'ottone od alluminio. Si potrà far uso naturalmente di qualunque altro materiale che presenti basso angolo di perdita anche alle frequenze elevate. (cellon, polystirene, steatite, fenoplasti, ecc.).

Il limite superiore di frequenza dovrebbe aggirarsi sui 150 MHz. Prove sono state effettuate con ottimi risultati col presente strumento fino a frequenze dell'ordine di 100 MHz.

Il telaio è costituito da 3 pezzi di lamiera di ferro da 1,5 mm saldati tra loro elettricamente per punti. Esso è stato cadmiato previa operazione di sabbiatura ed in seguito sul pannello frontale si è proceduto ad una verniciatura e ad una pantografatura. Volendo risparmiare le spese per quest'ultima operazione sarà sufficiente far uso, per la graduazione del potenziometro — di una delle comuni targhette tipo Geloso con taratura lineare 0-100.

La cassetta esterna — non visibile nelle foto — è pure di metallo con quattro feritoie



Vista laterale.

lateralmente e disposta in tal modo da rendere possibile l'estrazione dell'apparecchiatura interna sia nel senso basso-alto che in quello indietro-avanti.

Nel terminare la rassegna del materiale ricordiamo che in luogo del cristallo 1N34 — reperibile tra il materiale *Surplus* delle F.A. americane — si può far uso di una 9006 od EA50 sempre da alloggiarsi nell'interno della testa esploratrice.

Riguardo l'uso dello strumento occorre procedere ad una calibratura preventiva del voltmetro elettronico per la c. c. in funzione dei vari angoli del settore di ombra; una calibratura differente dovrà essere effettuata per la c. a.

Nota per quali valori si « chiude » l'occhio ed essendo il potenziometro lineare, dalla posizione del cursore risulta possibile determinare il valore di detta tensione d'entrata con una precisione raggiungibile dell'ordine del 10%.

Naturalmente se la tensione alternata d'entrata sarà talmente piccola da non permettere la chiusura dell'occhio occorrerà riferirsi a quella d'uscita.

Molti strumenti usano commutare l'occhio elettrico sulla griglia della finale, ovvero disporre uno strumento in c. a. in parallelo al primario del trasformatore di uscita. Il valore fondo scala dello strumento deve aggirarsi sui 200 volt efficaci; però, da numerose prove

effettuate riteniamo per i normali scopi a cui è destinato questo strumento, sufficiente una indicazione acustica per il controllo della amplificazione o deamplificazione di uno stadio.

Si tratta, come già detto, di riportare, per una data misura, per mezzo del cursore il livello acustico d'uscita eguale a quello ottenuto con la misura precedente. La variazione della posizione del cursore darà una indicazione — naturalmente approssimata — della amplificazione dello stadio.

Volendo determinare col calcolo il valore della tensione d'entrata si deve tener presente che il rendimento della 1N34 in rettificazione — inteso come rapporto tra la tensione continua rettificata ed il valore di punta della tensione alternata applicata, è dell'ordine dell'80%. Procedendo al controllo del funzionamento del ricevitore è buona norma partire dall'entrata (antenna) e procedere ordinatamente stadio per stadio verso all'altoparlante.

Acceso il signal tracer e lasciati trascorrere alcuni minuti onde raggiungere una temperatura di regime, si proceda a connettere il terminale di massa del tracer alla massa del ricevitore che devesi esaminare — che si suppone sia del tipo supereterodina (6K8, 6K7, 6Q7, 6V6) —. Si colleghi un buon aereo e con la testa esploratrice applicata sul morsetto Antenna si potranno sentire contemporaneamente diverse stazioni. Si applichi ora

la testa alla griglia-segnale dello stadio mescolatore (6K8). Si ruoti la manopola del condensatore: le stazioni possono ora essere separate ed udite nel tracer. La eventuale mancanza di segnali indicherà presenza di difetti nel circuito di sintonia o nella bobina di antenna. Si applichi ora la testa esploratrice alla griglia oscillatrice del triodo della 6K8. Se il circuito oscillatore funziona regolarmente l'occhio elettrico si chiuderà.

Se l'oscillatore locale non funziona, l'occhio elettrico rimarrà aperto. In ogni caso nessun suono sarà percepito in altoparlante. La seguente operazione di misura viene effettuata sulla placca della 6K8. Ruotando la manopola del variabile devono sentirsi diverse stazioni. Si applichi ora la testa alla griglia dello stadio di media frequenza (6K7). Di nuovo si potranno udire diverse stazioni. Si passi ora ad applicare la testa sulla placca; se tutto è normale, i segnali dovranno essere udibili con intensità sempre crescente e nel medesimo tempo l'occhio dovrà chiudersi. Occorrerà, se necessario, regolare il controllo di volume del tracer. La assenza di segnali in questo punto del circuito può dipendere da moltissime cause: valvola difettosa, mancanza di tensione anodica, condensatore di griglia schermo cortocircuitato, circuito catodico interrotto, etc.

Applicando in seguito la testa esploratrice alle placche del diodo di nuovo il segnale dovrà essere udibile.

Occorre generalmente non ritoccare la posizione del condensatore di sintonia per ciascun punto della prova, dato il minimo effetto di carico della testa sui vari circuiti accordati.

Segnando ulteriormente il segnale, si potrà applicare la testa sul lato caldo del resistore di carico del diodo (dalla parte del controllo del volume) ed in seguito — dopo il condensatore di accoppiamento — sul lato caldo del controllo di volume.

Si proceda quindi applicando la testa sulla griglia del primo stadio di BF (6Q7): l'intensità del segnale dovrà essere all'incirca uguale a quella della prova precedente. Passando ad esaminare la placca, l'intensità del segnale dovrà invece risultare notevolmente maggiorata.

Continuando l'esame sugli stadi susseguenti (6V6) l'intensità del segnale dovrà andare continuamente crescendo talchè sarà sufficiente, nella generalità dei casi, avvicinare la testa alla placca della finale per udirlo.

Come prove addizionali che possono essere effettuate con un simile strumento, citiamo: controllo della presenza di hum (rumore di fondo) poggiando la testa direttamente sul + anodico; affievolimenti varii, distorsioni, etc.

# SU UN ANOMALO COMPORTAMENTO DELLA COSTANTE DIELETTERICA DI ALCUNI MATERIALI CERAMICI

H. W. Stawski

Class. Dec. R 223

*Dal rilievo sperimentale del comportamento della costante dielettrica in funzione della temperatura risulta per alcuni materiali dielettrici a base di biossido di titanio una variazione molto forte del coefficiente di temperatura della costante dielettrica che per certi valori di frequenza e temperatura passa consecutivamente da valori negativi a valori positivi. Questo comportamento che non sembra sia stato descritto finora con sufficiente chiarezza, viene messo in relazione con le variazioni dell'angolo di perdita che lo accompagnano invariabilmente. Adottando una teoria recentemente pubblicata da M. Gevers si giunge ad una interpretazione qualitativa del fenomeno.*

## 1. INTRODUZIONE.

La costante dielettrica o permittività  $\epsilon$  (abbreviato: C.D.) è definita dalla relazione

$$[1] \quad \mathbf{D} = \epsilon \cdot \mathbf{E}$$

dove  $\mathbf{D}$  è lo spostamento dielettrico (induzione elettrica);  $\mathbf{E}$  la forza del campo elettrico (gradiente di tensione).

Secondo la classica teoria di Maxwell  $\epsilon$  è una grandezza scalare e viene considerata come caratteristica invariabile di un dielettrico omogeneo ed isotropo. Questa supposizione non corrisponde esattamente all'esperienza (1). Infatti risulta che la C.D. subisce delle variazioni che dipendono dal carattere della sollecitazione elettrica (polarizzazione con corrente continua o con corrente alternata di varia frequenza) e dallo stato in cui si trova il materiale (sollecitazione meccanica, temperatura). Inoltre si osserva che lo spostamento dielettrico  $\mathbf{D}$  non segue immediatamente le variazioni del campo elettrico (2); nel caso di un campo elettrico alternato la differenza di fase dei vettori  $\mathbf{D}$  e  $\mathbf{E}$ , chiamata angolo di perdita  $\delta$ , si manifesta con una dissipazione di energia nel dielettrico (perdite dielettriche).

Per tener conto di questi fenomeni si è convenuto già da tempo di considerare la grandezza  $\epsilon$  in equ. [1] non più come scalare, bensì come grandezza complessa, scrivendo

(1) S'intende che questa constatazione non infirma minimamente il valore fondamentale della teoria maxwelliana.

(2) Per il campo continuo il fenomeno della carica ritardata e del residuo di carica, osservate in certi materiali isolanti, era già stato trattato da Maxwell (« after-effect currents »).

$$[2] \quad \epsilon = \epsilon' - j \cdot \epsilon''$$

La parte reale  $\epsilon'$ , che rappresenta adesso la C.D., e la parte immaginaria  $\epsilon''$ , sono funzioni dei parametri temperatura e frequenza (talvolta anche della tensione). L'angolo di perdita resta definito dalla relazione

$$[3] \quad \operatorname{tg} \delta = \epsilon'' / \epsilon'$$

Lo studio dell'andamento della C.D. e delle perdite dielettriche in funzione dei vari parametri ha portato alla formulazione di diverse teorie del dielettrico (di Wagner, Debye, Boening e recentemente Gevers), per le quali rimandiamo alla relativa letteratura (3).

## 2. LA C.D. IN FUNZIONE DELLA TEMPERATURA.

Per la maggioranza dei materiali isolanti la C.D. varia poco entro ampi limiti di temperatura e frequenza; variazioni rilevanti troviamo nei seguenti casi:

a) per sostanze con forte momento polare o con struttura fortemente eterogenea.

b) nelle regioni di temperatura, dove si verificano cambiamenti dello stato fisico del materiale (p. es. rammollimento, fusione, trasformazioni cristalline).

(3) Il lettore interessato trova una introduzione nella materia nei seguenti lavori che contengono anche una ricca bibliografia: P. O. SCHUPP, *Zur Physik der dielektrischen Verluste*, Wissensch. Veröff. Siemens-Werke XVII, N. 1, pp. 1-19 (1938). M. GEVERS, *The relation between the power factor and the temperature coefficient of the dielectric constant of solid dielectrics*, Philips Research Reports I, 1946, April, p. 197-224, Aug. p. 279-313, Nov. p. 361-379, Dec. p. 447-463.

c) a temperatura elevata, quando il dielettrico comincia a mostrare conduttività ionica.

Le variazioni della C.D. con la temperatura vengono descritte con l'introduzione di un coefficiente di temperatura  $\alpha_{\epsilon}'$  (abbreviato C.T.), secondo la definizione

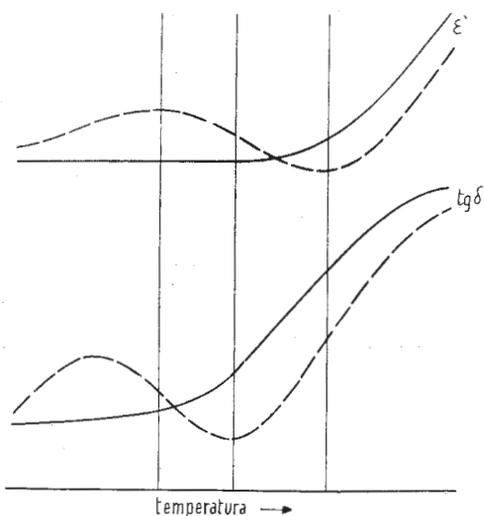
$$[4] \quad \alpha_{\epsilon}' = 1/\epsilon' \cdot \partial\epsilon'/\partial T$$

Nel caso dei materiali solidi si misura praticamente il C.T. di un condensatore piano, che contiene fra le sue armature il dielettrico in prova; in questo caso si usa più opportunamente la definizione

$$[5] \quad \alpha_c = 1/C \cdot \partial C/\partial T$$

Le due definizioni sono collegate dalla relazione

$$[6] \quad \alpha_c = \alpha_{\epsilon}' + \alpha_1$$



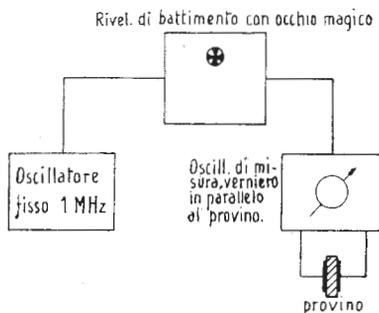
damento della C.D. e dell'angolo di perdita  $tg \delta$  in funzione della temperatura, per una frequenza arbitrariamente scelta.

Le zone di temperatura, entro le quali si verificano variazioni della C.D., si spostano con la frequenza, di solito verso temperature più elevate, quando la frequenza cresce. Si osserva inoltre che ogni cambiamento della C.D. è accompagnato da una corrispondente variazione dell'angolo di perdita.

Le curve a tratto continuo nella fig. 1 rappresentano il comportamento regolare, proprio alla maggioranza dei materiali isolanti usati nella tecnica, per i quali il C.T. ha valore positivo in tutta la gamma di temperatura. A questo appartengono p. s.: quarzo, mica, vetro, porcellana, steatite, micalex, legno, nitrati ed acetati di cellulosa, molte resine termoindurenti e termoplastiche ecc.

Fig. 1 - Costante dielettrica  $\epsilon'$  e angolo di perdita  $tg \delta$  in funzione dalla temperatura.

Fig. 2 - Misura della variazione di capacità col metodo eterodina.



dove  $\alpha_1$  è il coefficiente lineare della dilatazione termica del dielettrico. La relazione [6] vale con la supposizione che gli elettrodi seguano esattamente la dilatazione del dielettrico.

Secondo l'equ. [5] il C.T. della capacità può essere determinato come pendenza della curva della variazione percentuale di capacità (4).

Nella fig. 1 è illustrato schematicamente l'an-

(4) Mettendo

$$1/C \cdot \partial C/\partial T = 1/C \cdot \partial/\partial T (C - C_0) = 1/C \cdot \partial/\partial T (\Delta C) = \partial/\partial T (\Delta C/C)$$

dove  $C_0$  è un valore fisso (p. es. la capacità iniziale del ciclo di temperatura), si vede che il T. C. è la pendenza della curva della variazione percentuale di capacità  $\Delta C/C$ . Questa pendenza si determina in maniera semplice e rapida con un procedimento grafico.

Le curve a tratto interrotto si riferiscono ai casi particolari citati prima sotto a) e b). E' interessante che qui la C.D. passa per un massimo ed un minimo; di conseguenza il C.T. può assumere valori positivi o negativi e può diventare anche zero. Questo comportamento che abbiamo voluto definire come « anomalo » è caratteristico per alcuni materiali isolanti ceramici di notevole interesse tecnico, e su di esso abbiamo eseguito alcuni rilievi sperimentali di cui riferiremo.

### 3. IL C.T. DI MATERIALI CERAMICI A BASE DI RUTILO.

E' noto che certi materiali ceramici ad alta costante dielettrica contenenti biossido di titanio nella forma cristallina di rutilo, hanno un

C.T. negativo nella gamma delle radiofrequenze.

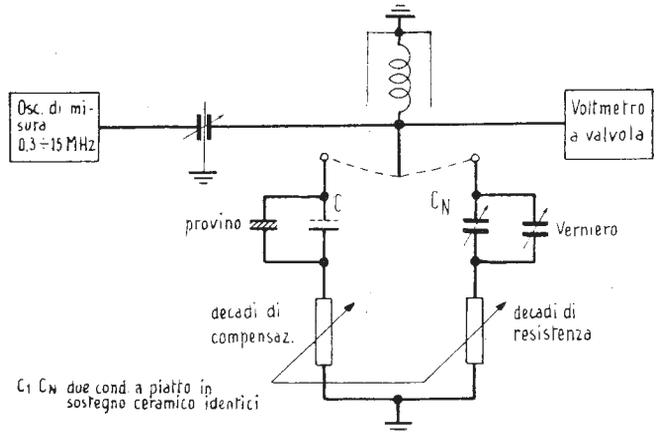
Già da parecchi anni però abbiamo avuto occasione di rilevare che questi materiali, e particolarmente il Condensa C, hanno un C.T. positivo nella gamma delle basse frequenze ed a temperatura poco superiore a quella d'ambiente. Questa osservazione era anche in un certo senso confermata da misure eseguite a frequenza industriale (50 Hz) ed a temperature da 100-450°C, pubblicate da Richter nel 1940 (5), senza che questi avesse cercato di spiegare l'apparente contraddizione col comportamento ad alta frequenza. Per chiarire meglio il comportamento dei materiali in questione, abbiamo eseguito una serie di misure della variazione di capacità e dell'angolo di perdita in funzione della temperatura, alle frequenze di 1000 Hz e di 1 MHz.

Il metodo eterodina ha naturalmente una discriminazione superiore, ma non permette di misurare contemporaneamente l'angolo di perdita. Perciò nella maggioranza dei casi le misure ad alta frequenza furono eseguite col misuratore di  $tg\delta$ .

I provini usati erano dischi circolari di piccole dimensioni, del diametro di 10 risp. 20 mm, con spessori attorno ad 1 mm, con capacità varianti fra 30 e 150 pF. In un solo caso si è usato una piastrina di 15×28 mm di superficie.

Data la piccole mole di questi provini la capacità termica risulta molto ridotta, il che è di grande vantaggio per misure a temperatura variabile. Il riscaldamento dei provini fu effettuato per mezzo di una forte corrente di aria calda di temperatura regolabile (prodotta sem-

Fig. 3. - Metodo di confronto per la misura di  $tg\delta$ ; sec. Rohde-Schwarz, modificato per misure di variazione di capacità.



### 3.1 METODI DI MISURA.

Le misure furono eseguite per la frequenza di 1000 Hz con un ponte di Schering, usando il metodo di sostituzione con un condensatore variabile campione. Alla frequenza di 1 MHz fu adottato alternativamente il metodo eterodina con due oscillatori secondo lo schema di blocco della fig. 2, o il metodo del confronto con un misuratore di  $tg\delta$  secondo Rohde-Schwarz modificato secondo la fig. 3.

I risultati ottenuti con questi due metodi erano praticamente coincidenti entro i limiti di errore della misura di temperatura.

(5) E.-F. RICHTER, *Dielektrischer Verlustfaktor und Verlustziffer von keramischen Werkstoffen bei Wechselspannung von technischer Frequenz und Temperaturen zwischen 100 and 500°*. Phys. Zeitschr. XLI N. 9/10, (1940) p. 299-233.

plicemente da un asciugacapelli elettrico opportunamente modificato). In questo modo si poterono ottenere temperature fino a 200° C con riscaldamento uniforme del provino. La temperatura fu misurata con una coppia al rame-costantana e con un termometro di precisione a mercurio. Da misure preliminari si è dedotto un errore medio di 2-3° C fra la temperatura alla superficie del provino e la temperatura indicata dal termometro, ritenuto tollerabile per rapide misure a media precisione.

Un ciclo completo di riscaldamento e raffreddamento con una ventina di punti di misura fra 20 e 200° C eseguito con il sistema descritto ha una durata di poco più di un'ora.

Le differenze osservate fra diversi cicli di riscaldamento erano contenute entro il limite di discriminazione e di errore della misura, presupposto naturalmente l'eliminazione di una

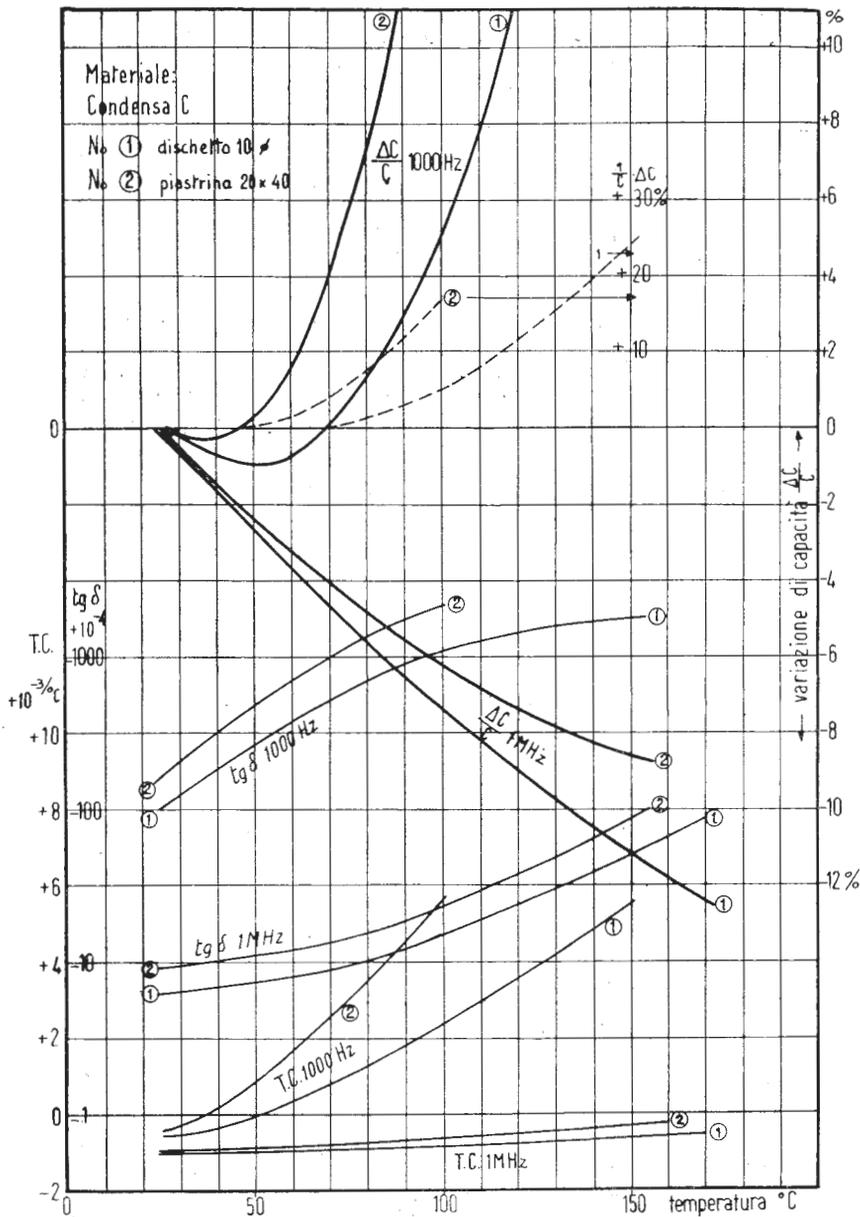


Fig. 4 - Variazione percentuale di capacità  $\Delta C/C$ ; C.T. e angolo di perdita in funzione della temperatura.

eventuale influenza dell'umidità d'aria. Si concludere perciò che i materiali esaminati non mostrano apprezzabile invecchiamento.

### 3.2 RISULTATI DELLE MISURE.

Alcuni risultati delle misure sono mostrati nei diagrammi fig. 4 e 5. Il primo dei materiali esaminati era il Condensa C (di produzione tedesca, ditta Hescho).

La C.D. di questo materiale, determinata a

1000 Hz, era di 80, mentre il valore a 1 MHz era 77, cioè ca. 4% in meno.

Per i cicli di temperatura furono usati due provini di forma diversa, un dischetto di ca. 10 mm di diametro (N. 1) ed una piastrina rettangolare delle dimensioni 15 x 28 mm (N. 2).

La fig. 4 mostra la variazione percentuale di capacità  $\Delta C/C$ , il C.T. e l'angolo di perdita  $\text{tg } \delta$  nell'intervallo di temperatura fra 25 e 170° C, alle frequenze di 1000 Hz e 1 MHz.

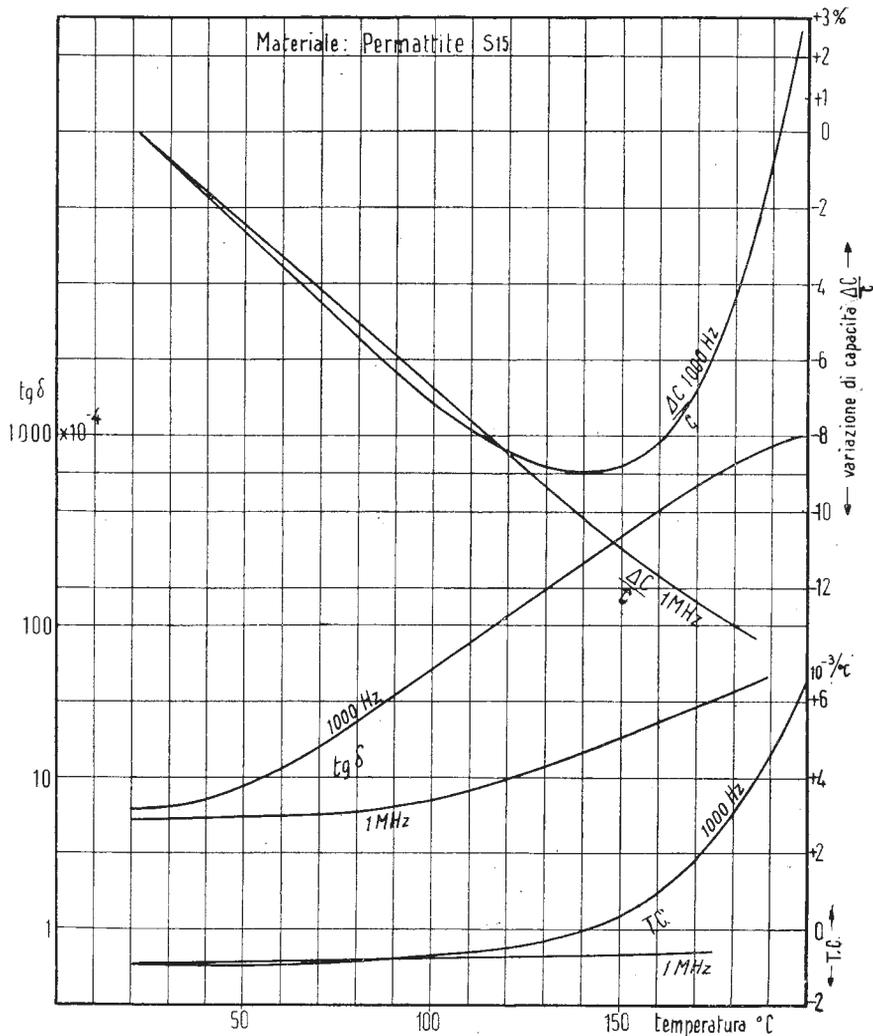


Fig. 5 - Variazione percentuale di capacità  $\Delta C/C$ , C.T. e angolo di perdita in funzione della temperatura.

Alla frequenza di 1 MHz l'andamento delle curve è regolare;  $\Delta C/C$  e C.T. hanno valori negativi in tutta la gamma di temperatura. Il valore medio del C.T. nell'intervallo 20-80° C, cioè a 50° C, risulta di ca. -850 risp. -950  $\cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$ , alquanto più grande del valore -700 ÷ -740  $\cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$  riportato dai listini della ditta.

Alla frequenza di 1000 Hz invece troviamo una forte anomalia nel comportamento della

C.D. e del C.T. Il segno della variazione di capacità  $\Delta C/C$  e del C.T., negativo in principio, diventa zero alle temperature di 52,5 risp. 37° C e passa poi a valori positivi.

Notiamo poi, che i valori dell'angolo di perdita segnano un aumento di più di 10 volte in confronto ai valori in alta frequenza.

Le differenze notevoli nel comportamento dei due provini di Condensa C si spiegano agevolmente col fatto che essi appartengono eviden-

temente a due epoche diverse di produzione: la piastrina N. 2 risale ai primi anni di fabbricazione del Condensa C (superficie con cristalli piuttosto grandi, visibili ad occhio nudo), mentre il dischetto N. 1 è di produzione più recente e più perfetta (struttura microcristallina), come viene confermato dalle relative perdite più alte per provino N. 2.

Che fra l'anomalia della C.D. riscontrata ed i valori dell'angolo di perdita deve esistere un legame, viene confermato dalle misure eseguite su materiali ad alta C.D. simili al Condensa C, ma con perdite a bassa frequenza molto ridotte in confronto a questo. Questi materiali, sviluppati da noi e denominati Permettite, hanno caratteristiche analoghe al Condensa F ed al Kerafar T. e U.

Come nella fig. 4 per il Condensa C, la fig. 5 mostra le caratteristiche del Permettite S.15 per temperature fra 21 e 200 °C.

La C.D. a bassa frequenza è ca. 72, mentre ad alta frequenza è 2-3% minore.

Alla frequenza di 1 MHz l'andamento è regolare e molto simile a quello del provino N. 1 di Condensa C, salvo che le perdite per le temperature più elevate sono minori. Il C.T. è sempre negativo e varia poco con la temperatura.

A bassa frequenza, a 1000 Hz, si ripete grosso modo, quanto abbiamo visto per il Condensa C, però con la differenza che la temperatura della svolta della curva  $\Delta C/C$ , per la quale cioè il C.T. diventa zero, è molto più elevata,  $t_0 = 142$  °C (contro 52,5 risp. 37 °C per il Condensa C). Osservando poi la curva delle perdite, sempre in confronto con la fig. 4, si vede che

sono poco più grandi delle corrispondenti perdite ad alta frequenza.

I valori dell'angolo di perdita corrispondenti alla temperatura di svolta  $t_0$ , sono press'a poco uguali nei tre casi qui riportati:

fig. 4 curva 2  $t_0 = 37$  °C  $tg\delta = 269 \cdot 10^{-4}$

fig. 4 curva 1  $t_0 = 52,5$  °C  $tg\delta = 288 \cdot 10^{-4}$

fig. 5  $t_0 = 142$  °C  $tg\delta = 282 \cdot 10^{-4}$

Spostando le scale di temperatura delle tre curve di  $tg\delta$  a 1000 Hz in modo che le tre temperature  $t_0$  coincidano, si vede che queste tre curve si sovrappongono quasi perfettamente. Come risulta da altri esempi di questo genere, qui non riportati, ciò si verifica sempre, e solo, quando si tratta di materiali che hanno press'a poco la medesima C.D. ed il medesimo C.T.

Si potrebbe perciò essere indotti a pensare che un aumento dell'angolo di perdita oltre un certo limite provochi il passare del C.T. da un valore negativo ad un valore positivo. Ciò non vuol dire altro che il C. T. dovrebbe contenere due termini di segno opposto, uno positivo e proporzionale alla  $tg\delta$  ed uno negativo e proporzionale alla C.D.

#### 4. LA RELAZIONE FRA IL C.T. E L'ANGOLO DI PERDITA.

Le espressioni matematiche per la C.D. e per l'angolo di perdita fornite dalle teorie dielettriche di Wagner, Debye ed altri contengono solo implicitamente il parametro temperatura. I tentativi di derivarne esplicitamente le variazioni della C.D. e della  $tg\delta$  con la temperatura non erano fruttuosi, e perciò non era neanche

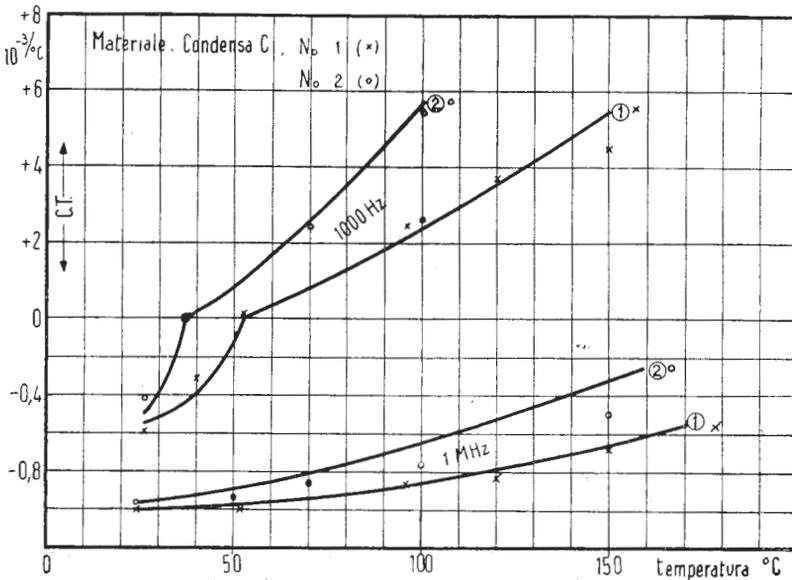


Fig. 6 - Confronto fra C.T. misurato e calcolato (o, x).

possibile di formulare un legame fra il C.T. e l'angolo di perdita, come l'abbiamo intuito esaminando i risultati delle nostre misure. Ci è riuscito invece M. Gevers e collaboratori mediante una nuova e più generale teoria. In un recente lavoro (6) che segnaliamo qui per la sua importanza, Gevers ha derivato la seguente relazione fra C.T. e  $tg\delta$ :

$$[7] \quad \alpha_c = 1/C \cdot \delta C / \delta T = A \cdot tg\delta - \alpha_1 (\epsilon' - 2/\epsilon')$$

dove  $A$  è un fattore di proporzionalità e  $\alpha_1$  il coefficiente lineare della dilatazione termica.

La dipendenza del fattore  $A$  dalla temperatura e dalla frequenza è data da:

$$[8] \quad A = 2/\pi T \cdot \ln(1/\omega\tau_0)$$

dove  $T$  è la temperatura assoluta in °K (gradi Kelvin);  $\omega$  la pulsazione  $=2\pi f$ ;  $\tau_0$  il tempo di rilassamento dell'effetto di ritardo, per temperatura infinita (ordine di grandezza  $10^{-13} \div 10^{-20}$  s).

Dalla espressione [8] si vede che la variazione di  $A$  entro limiti molto ampi di frequenza e temperatura è molto debole; ciò viene anche confermato da risultati sperimentali.

Un risultato pratico della nuova teoria che a prima vista appare molto sorprendente, è che il fattore  $A$  ha valori press'a poco identici per un gran numero di materiali diversi, e precisamente  $0,06$  (gradi) $^{-1}$ , alla temperatura di  $20$  °C ed alla frequenza di  $1,5$  MHz.

Infatti risulta dalla equ. [8] che l'unico fattore che dipende dalle proprietà del materiale, è il tempo di rilassamento  $\tau_0$ , il quale influisce

(6) Vedi la nota 3) a pag. 513.

relativamente poco sul valore numerico di  $A$ . Servendosi di un valore medio di  $A$ , sarà dunque in molti casi possibile di predeterminare approssimativamente il valore del C.T.

Secondo Gevers si possono distinguere tre casi:

a) materiali con piccolo coefficiente di dilatazione  $\alpha_1$  o con piccola C.D.  $\epsilon'$  (o piccoli ambedue); per questi il secondo termine negativo della equ. [7] è trascurabile contro il primo e perciò diventa positivo il C.T. (almeno quando la  $tg\delta$  non è piccolissima, come succede per le eccezioni menzionate più avanti!);

b) materiali con grande coefficiente di dilatazione  $\alpha_1$  o con grande C.D.  $\epsilon'$  (o ambedue grandi); in tal caso prevale il secondo termine negativo e il C.T. diventa negativo;

c) il caso in cui i due termini sono dello stesso ordine di grandezza (caso che secondo Gevers non si verifica in pratica, mentre abbiamo dimostrato con le nostre misure che invece esiste).

Vogliamo qui constatare che alcuni dielettrici ceramici di importanza tecnica non si adattano alla regola enunciata dalle espressioni [7] e [8]: sono le steatiti (Calit, Frequentia ecc.) ed i dielettrici Tempa S. e Diakond. Per questi materiali, usando i dati caratteristici pubblicati o dedotti da misure proprie, si ottiene secondo la equ. [7] con  $A = 0,06$  valori negativi del C.T., mentre i valori misurati sono nettamente positivi. I valori di  $A$  che sarebbero necessari per ottenere il valore positivo richiesto per il C.T., sono troppo alti per essere compatibili con la equ. [8]. Per ora questa discrepanza non è chiarita.

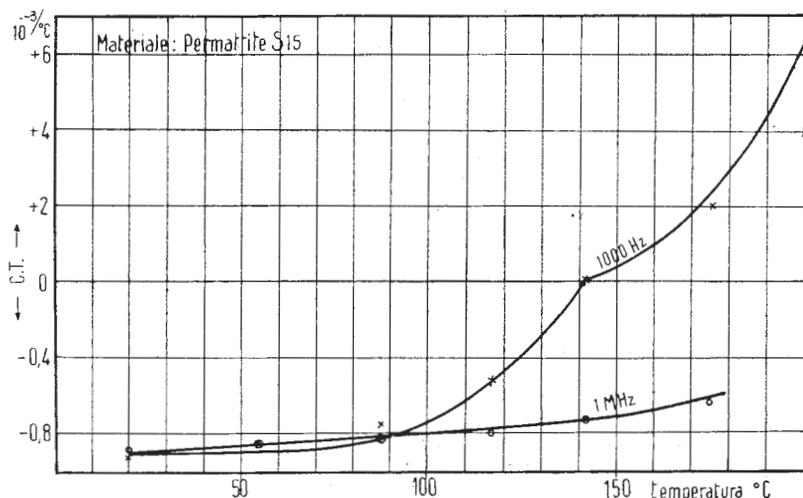


Fig. 7 - Confronto fra C.T. misurato (curva) e C.T. calcolato $_{\alpha}$  (o, \*).

D'altro canto possiamo affermare in pieno accordo con Gevers che molti materiali, e fra quelli ceramici particolarmente la porcellana, materiali a basso coefficiente di dilatazione termica (come p. es. Sipa H., Ardostam) ed alcuni dielettrici a media ed alta C.D., corrispondono assai bene alla nuova teoria.

#### 4.1 ACCORDO NUMERICO DELLE NOSTRE MISURE CON LA TEORIA.

Ci interessa qui maggiormente di esaminare, con quale approssimazione i risultati ottenuti da noi vengono riprodotti dalla relazione [7]. Mentre la validità qualitativa è fuori dubbio, l'accordo numerico non è del tutto perfetto.

Nelle fig. 6 e 7 sono riportati ancora una volta, con scala ingrandita, i C.T. dei materiali misurati. Sono stati calcolati per alcuni punti di queste curve i valori del C.T.  $\alpha_c$  secondo la equ. [7], in base ai valori misurati dell'angolo di perdita  $tg\delta$ , della C. D.  $\epsilon'$  e della sua variazione con la temperatura. Per il coefficiente di dilatazione termica  $\alpha_l$  si sono usati, in mancanza di misure proprie, i più probabili valori reperibili nella letteratura. Quanto al fattore  $A$  si sono scelti i valori più vicini alla media di 0,06 data da Gevers che soddisfano in miglior modo i risultati di misura, sempre però attenendosi rigorosamente alla dipendenza di  $A$  dalla temperatura ed approssimativamente alla dipendenza dalla frequenza, come prescritto dalla equ. [8]. I singoli valori del C.T. così calcolati sono segnati nelle fig. 6 e 7 con cerchietti o crocette.

Risulta confermato in genere l'andamento previsto dalla teoria, anche se l'aderenza dei punti calcolati in base alle equ. [7] e [8] alle curve misurate non è dappertutto soddisfacente.

Indichiamo brevemente le ragioni che ne potranno essere responsabili:

e) errori sistematici nella misura dell'angolo di perdita e della variazione di capacità in funzione della temperatura;

b) incertezza nella valutazione del coefficiente lineare di dilatazione termica dei materiali esaminati, soprattutto in riguardo alla sua variazione con la temperatura;

c) le espressioni teoriche [7] e [8] per il C.T.  $\alpha_c$  e per il fattore  $A$  rappresentano solo una prima approssimazione.

Le difficoltà accennate sotto a) e b) potranno essere superate mediante perfezionamenti dei metodi di misura, e ci promettiamo di ritornare su questo argomento a tempo opportuno. Siamo convinti che probabilmente anche per altri materiali esistono determinate zone di temperatura e frequenza, per ora non meglio studiate, dove potranno verificarsi anomalie simili a quelle descritte sopra.

Ricerche in questo senso dovranno necessariamente estendersi a temperature molto basse e elevate, ed a una gamma di frequenza molto vasta.

*La rivista WE del luglio 1947 riporta a pag. 197 un lungo articolo di M. G. Nicholson in cui si dimostrerebbe che in analoghe condizioni di trasmissione e ricezione (OUC - banda larga - limitatori efficienti) non c'è vantaggio nell'uso della MdF al posto della MdA, anzi quest'ultima sarebbe preferibile. Richiesto della mia opinione da T.E., devo dire che non condivido le conclusioni del Nicholson il quale, a mio avviso, è poco obbiettivo in molte sue argomentazioni. Pertanto, trattandosi di un problema di attualità e di generale interesse in Europa, desidero controbattere su queste pagine alcuni suoi asseriti.*

*Per permettere a chi mi legge di seguire la discussione, farò prima un ampio e fedele riassunto dell'articolo citato, cui farò seguire le mie osservazioni.*

*N.d.R. — Non ci consta a tutt'oggi che l'articolo di M. G. Nicholson su W.E. abbia avuto risposta su nessuna delle principali riviste radiotecniche.*

## Compendio dell'articolo "Paragone tra MdF e MdA" di M. G. Nicholson - WE/VII 1947 p. 197-208.

Il signor Nicholson constata in primo luogo come siano poco costruttivi i confronti tra le trasmissioni a MdA in onde corte o medie con canale di 10 kHz e le trasmissioni a MdF in OUC con canale di 200 kHz. È evidente che i due termini non sono affatto paragonabili tra loro. È invece molto più opportuno e logico paragonare due trasmissioni, una a MdF e l'altra a MdA, entrambe in OUC ed entrambe con 200 kHz di canale a disposizione.

L'Autore afferma che in tali condizioni di parità l'efficienza dei due sistemi è dello stesso ordine purchè si faccia uso di ricevitori opportunamente progettati, e giustifica tale osservazione confrontando punto per punto i due sistemi con considerazioni teoriche e con risultati sperimentali.

I due termini di confronto sono, dove non spe-

cificato diversamente, un segnale MdA modulato fino al 100 % e un segnale MdF con modulazione massima  $\pm 75$  kHz, aventi intensità di campo uguali e banda di modulazione uguale (30-15.000 Hz). I punti di confronto sono: interferenza isocanale e interferenza tra canali adiacenti, trasmissione a stazioni satelliti e trasmissione « diversity », soffio di agitazione termica e disturbi a impulso.

### INTERFERENZE

È senz'altro accettato che quando si hanno due stazioni che trasmettono due programmi diversi sullo stesso canale, la MdF è superiore alla MdA. Infatti in tali condizioni la MdF beneficia di un effetto di soppressione del segnale indesiderato (debole) che non ha luogo con la MdA. Ciò è stato dimostrato da vari autori ed ha avuto molte conferme sperimentali.

Per quanto riguarda invece l'interferenza da parte di canali adiacenti, la teoria, applicata alle normali condizioni di ricezione, indica come

superiore la MdA. Infatti quando due segnali in arrivo differiscono di frequenza al punto che il loro battimento è tagliato in BF, la soppressione del segnale debole da parte di quello forte (utile) ha luogo tanto con la MdF che con la MdA, anzi l'effetto è ancor più pronunciato con quest'ultima.

A conferma di ciò è stata fatta un'accurata prova sperimentale con un ricevitore per MdF avente una banda passante di MF di 175 kHz per  $\pm 6$ Db (valore mediamente usato) in cui veniva impiegato il primo limitatore come rivelatore della MdA. Posto che il massimo disturbo di interferenza ammissibile in BF è di 40 Db sotto la piena modulazione utile, è risultato che, fin quando la portante del segnale interferente differisce meno di 100-120 kHz da quella utile, la MdF è preferibile alla MdA poichè con essa il segnale interferente può avere una intensità di campo più elevata. Quando però la portante interferente differisce più di 120 kHz da quella utile, la MdA diventa più efficiente della MdF e per un disturbo in BF di  $-40$  Db si può tollerare con la prima un'intensità di campo di interferenza di circa 8 Db maggiore.

L'Autore ammette che tale svantaggio della MdF è ampiamente compensato dalla possibilità che essa dà di lavorare in isocanale ogniqualvolta l'intensità di campo della stazione indesiderata è di 15-16 Db al disotto di quella utile. Ciò non si può fare con la MdA dove l'isocanale è ammissibile solo quando le intensità di campo di due segnali differiscono di almeno 40 Db. L'Autore propone di ovviare a tale deficienza della MdA eliminando le stazioni isocanale e sostituendole con coppie di stazioni separate di 100 Kc. La rete sarebbe così costituita da emittenti separate di multipli di 100 kHz al posto dei 200 kHz usati con la MdF. Si avrebbe così con la MdA un'interferenza complessiva minore pur mantenendo inalterato il numero di stazioni per area e per gamma (88-108 MHz).

#### TRASMISSIONE A STAZIONI SATELLITI

È questo un sistema di trasmissione a MdF in cui due o più emittenti in isoonda situate a media distanza tra loro trasmettono lo stesso pro-

gramma. Tale artificio si impone in OUC per coprire le aree a terreno molto vario e può essere realizzato praticamente solo con la MdF. Infatti con la MdA sarebbe impossibile essere esenti da forti interferenze di battimento (si noti che si tratta di OUC) laddove con la MdF viene ricevuta solo l'emittente più forte e vengono soppresse le deboli. La ricezione risulta scadente solo nelle zone di sutura dove l'intensità di campo di due delle stazioni ha eguale valore (zona di non cattura).

#### TRASMISSIONE « DIVERSITY »

Consiste nel trasmettere a MdA con canali molto ampi e con più emittenti distanti tra loro nello spazio ed aventi portanti separate di 20-30 kHz. Il battimento è inaudibile e comunque tagliato in BF cosicchè, muovendosi spazialmente, si passa a ricevere le varie stazioni senza alcuna distorsione nelle zone di sutura.

Con tale sistema, però, è necessario fare attenzione alla fase con cui arrivano le due modulazioni al ricevitore, resta così limitata la distanza delle due emittenti: essa non può superare la dozzina di km. Il sistema appare perciò poco pratico per le trasmissioni ad alta fedeltà ma può avere un certo interesse per le reti di comunicazione mobile tipo « polizia » perchè permette di ridurre l'entità delle rapide evanescenze riscontrate quando il ricevitore è in moto tra i blocchi cittadini.

#### SOFFIO DI AGITAZIONE TERMICA

Per quanto riguarda il soffio di agitazione termica, tutti sono concordi nel ritenere la MdF superiore alla MdA. La sua superiorità consiste nel fatto che con essa si ottiene in BF, in eguali condizioni di ricezione, un rapporto efficace segnale/disturbo  $K$  volte più favorevole di quello ottenibile con la MdA (1). Il fattore di miglioramento  $K$  è fornito dalla «  $K = \sqrt{3} \Delta$  » in

(1) Ho chiamato brevemente « rapporto efficace » il rapporto dei valori efficaci e « rapporto di cresta » il rapporto delle ampiezze allo scopo di rendere più snello il testo.

cui «  $\Delta = \delta f_M / F_M$  », dove  $\delta f_M$  è la deviazione massima di frequenza e  $F_M$  è la frequenza di taglio superiore dell'amplificatore BF, nel caso nostro 15 kHz.

Tale relazione è valida però solamente finchè l'ampiezza del segnale utile alla griglia del limitatore è di almeno 6 Db superiore all'ampiezza istantanea massima del soffio. Questo rapporto limite di cresta tra segnale e soffio è noto come « rapporto di soglia » e corrisponde a un rapporto efficace segnale/soffio di circa 17 Db. Con rapporti più bassi, cioè con soffi di ampiezza superiore, il vantaggio vien meno e il « soffio » prende rapidamente il comando a scapito del segnale utile. L'esistenza della soglia è di poco danno nelle trasmissioni ad alta fedeltà dove il soffio è considerato tollerabile solo se la sua intensità in BF è di almeno 40 Db al disotto della piena modulazione. A tale rapporto efficace segnale/soffio in BF, corrisponde un rapporto efficace segnale/soffio al limitatore di +21 Db, maggiore dei +17 Db occorrenti per superare la soglia. (NB.:  $\Delta = 5$  e quindi  $\sqrt{3}\Delta \simeq 19$  Db).

È bene notare che riducendo il  $\Delta$  o la  $F_M$  si può ridurre la banda passante e con essa, secondo la potenza 1/2, l'ampiezza del soffio al limitatore. Risulta così ridotta l'intensità di campo minima occorrente per superare la soglia. Se per esempio in certe condizioni con  $\Delta = 5$  la soglia è raggiunta con un segnale utile di 23  $\mu V$ , con  $\Delta = 1$ , e quindi banda circa 5 volte minore, per superare la soglia bastano 10  $\mu V$  cioè 7 Db in meno. Segue da ciò che nei servizi di « comunicazione telefonica », dove occorre servire la massima area con i minimi mezzi (specie con impianti mobili) e dove l'intelligibilità è sufficiente anche con rapporti segnale/soffio in BF molto bassi, è conveniente lavorare con  $\Delta$  piccoli e bande strette. Tuttavia, dovendo la banda contenere anche le instabilità di frequenza dei ricevitori e dei trasmettitori, essa non può essere ridotta oltre un certo limite. Il N. conclude da ciò che per i servizi di comunicazione il vantaggio della MdF sulla MdA è alquanto dubbio.

L'Autore riferisce a tale proposito che alcuni progettisti di impianti di « comunicazione » ridurrebbero l'intensità di campo necessaria per superare la soglia riducendo fortemente la ban-

da passante (e con essa l'ampiezza del soffio al limitatore) e compensando tale riduzione con un efficace livellamento a mezzo di un'energica limitazione. Egli nota però che l'efficienza di tale artificio è del tutto apparente e, benchè indicata dalle misure di laboratorio, in pratica vien meno allorchè il segnale utile è modulato di frequenza ed è costretto a passare ai limiti della banda di MF dove subisce un'attenuazione fortissima che lo porta al disotto della soglia. Ciò è confermato dalle prove sperimentali di intelligibilità che indicano un ben piccolo vantaggio in favore di tale sistema, la cui esistenza non altera perciò le considerazioni del Nicholson riportate sopra.

Resta ancora da considerare la riduzione di ampiezza che subisce in BF il « soffio » quando si usa in ricezione la « deesaltazione », naturalmente previa « esaltazione » in trasmissione. È noto che la deesaltazione consiste nell'attenuare le note alte all'uscita del ricevitore secondo una legge prefissata. Questa attenuazione viene compensata in trasmissione esaltando le medesime note secondo una legge complementare. Tale artificio viene sfruttato tanto con la MdF che con la MdA, ma esso ha un'efficienza maggiore nel primo caso dove lo spettro del soffio in BF ha un andamento triangolare con la massima parte dell'energia distribuita nelle note alte. La MdA fornisce invece uno spettro rettangolare a distribuzione uniforme. Secondo gli autori americani, in seguito al diverso andamento degli spettri di soffio in BF, una deesaltazione con costante di tempo  $T = 100 \mu s$  darebbe con la MdF un'attenuazione del soffio superiore di circa 7 Db a quella conseguibile con la MdA.

Occorre notare però che l'attenuazione teorica del soffio conseguibile con la deesaltazione è in parte bilanciata dalla necessità di apportare un'attenuazione complessiva al programma trasmesso, onde non superare i 75 kHz di deviazione malgrado l'impiego della necessaria esaltazione. Gli americani hanno stabilito che l'attenuazione da apportare alla modulazione a tale scopo ammonta a 3 o 4 Db; la B.B.C. però notò che questa riduzione è insufficiente tant'è vero che attualmente anche gli Americani hanno ridotto la costante di tempo di « esaltazione-deesaltazione » da 100  $\mu s$  a 75  $\mu s$  per non dover ridurre troppo

il livello medio del programma. Con quest'ultimo valore di costante di tempo il vantaggio della MdF sulla MdA è naturalmente inferiore ai 7 Db riportati prima.

Il Nicholson osserva inoltre che i rapporti segnale/soffio di cui sopra si riferiscono alle tensioni efficaci in BF mentre non è detto che gli effetti fisiologici di due soffi di diversa composizione siano proporzionali ai relativi valori efficaci. Anzi, dato il maggior fastidio acustico prodotto dalle note alte, è da supporre che, all'effetto pratico, la differenza tra i miglioramenti del rapporto segnale/soffio conseguiti con la deesaltazione nei due casi MdF ed MdA sia inferiore al calcolato. Rimarrebbe pertanto valido il dubbio espresso dal Nicholson sulla convenienza o meno di impiegare la MdF nei servizi di comunicazione.

## DISTURBO A IMPULSI

Il N. prima di fare un confronto tra la ricezione a MdF e quella MdA in presenza di disturbo a impulsi, fa delle interessanti considerazioni preliminari.

Il disturbo a impulsi consiste generalmente in una successione di impulsi, o meglio di treni d'onde a RF di forma impulsiva, aventi una durata media di 1  $\mu$ s o meno. Nel passare attraverso i circuiti oscillanti del ricevitore questi impulsi aumentano la loro durata. Più esattamente le notevoli costanti di tempo dei circuiti oscillanti di RF e di MF fanno sì che all'uscita dell'amplificatore di MF la durata degli impulsi di cui sopra è proporzionale all'inverso della banda passante complessiva, mentre la ampiezza degli impulsi è direttamente proporzionale alla banda stessa. Per esempio, col ricevitore già usato per le misure di interferenza, gli impulsi all'uscita della MF avevano una durata di circa 10  $\mu$ s, quando all'antenna duravano 1  $\mu$ s o meno.

Anche così allungati però, gli impulsi in BF sono ancora tanto brevi che per dare un effettivo disturbo alla ricezione devono avere ampiezza uguale o maggiore di quella della portante ricevuta. Infatti, poichè il ritmo di successione (RDS) degli impulsi in parola non supera in genere i 1000 per secondo, è chiaro che un gruppo

sifatto di impulsi, di 10  $\mu$ s l'uno, disturba la ricezione per non più dell'uno per cento del tempo. Ne segue che detti impulsi dovranno avere un'ampiezza considerevole per dare un sensibile effetto disturbante all'altoparlante.

A tutt'oggi, i lavori teorici sul comportamento della MdF in presenza di disturbo a impulsi riguardano solo il caso in cui detti disturbi hanno ampiezza inferiore a quella del segnale utile. È probabile che le gravi difficoltà matematiche che si incontrano quando l'ampiezza degli impulsi è maggiore abbiano impedito lo studio teorico completo del fenomeno. Perciò, convenuto che il disturbo in esame interessa solo se di notevole ampiezza, non resta che l'esperienza per determinare l'efficienza dei due sistemi, MdF e MdA, in lizza.

Per un buon comportamento in presenza di impulsi di grande ampiezza i due ricevitori dovranno avere alcuni requisiti essenziali: primo, banda passante più larga possibile consistentemente con le limitazioni poste da altre ragioni — secondo, assenza di sovraccarico per correnti di griglia, o comunque bassa costante di tempo di ritorno a regime — terzo, impiego di efficienti sistemi limitatori d'ampiezza opportunamente inseriti nel circuito.

Premesso quanto sopra, il Nicholson passa ad esaminare il comportamento di un ricevitore a MdF di tipo corrente in presenza di un intenso disturbo a impulsi. Per l'effetto filtrante dell'amplificatore di MF gli impulsi in arrivo al limitatore avranno una frequenza media corrispondente al centro della banda passante e consisteranno in treni d'onde smorzate della durata di 10  $\mu$ s (100 oscillazioni con MF di 10 MHz). Quando uno di detti impulsi supera in ampiezza la portante utile, esso prende il comando del limitatore e sopprime la portante stessa per il tempo in cui esso è presente.

Se la frequenza centrale del discriminatore coincide con quella media degli impulsi, cioè con quella media del canale di MF, il disturbo all'uscita del rivelatore sarà minimo, tanto in assenza che in presenza di una portante non modulata. Infatti in tal caso la frequenza media dell'impulso coincide con la frequenza per la quale il discriminatore fornisce una tensione uguale a

zero. In pratica la tensione d'impulso rivelata dal discriminatore non è nulla ma è molto piccola.

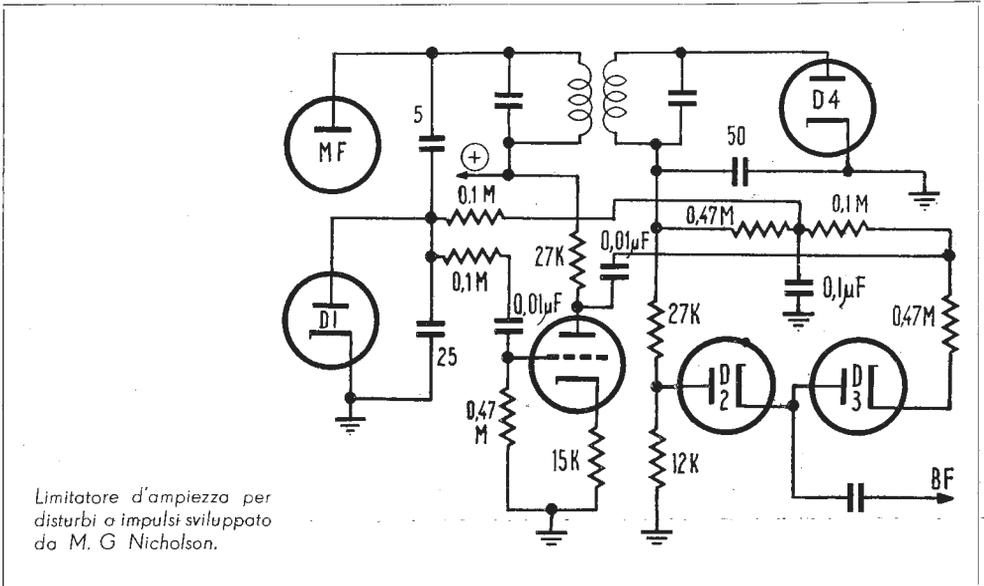
Non sarà così se la banda passante di MF è asimmetrica o se è affetta da una sensibile distorsione di fase di secondo ordine o se il discriminatore non è ben allineato. Quando fosse presente uno o più di tali inconvenienti, l'entità del disturbo all'uscita del discriminatore in assenza di modulazione sarebbe sensibilmente maggiore di quanto detto sopra. Per esempio, se la frequenza media degli impulsi (cioè del canale di MF) non coincide con quella centrale del discriminatore, l'arrivo di ogni impulso darà luogo a un segnale di BF di ampiezza proporzionale allo scarto tra la frequenza centrale del canale di MF e quella centrale del discriminatore.

Se assieme alla successione di impulsi arriva al discriminatore una portante modulata di frequenza avente ampiezza inferiore a quella degli impulsi stessi, ad ogni impulso la tensione istantanea all'uscita del rivelatore passerà bruscamente dal valore istantaneo dovuto alla modulazione a quello dovuto all'impulso. Quest'ultimo, quando l'amplificatore a MF è ben progettato e l'allineamento è perfetto, sarà praticamente uguale a zero. Segue da ciò che all'uscita del rivelatore si otterrà un'impulso di BF che avrà la massima ampiezza quando verrà a cadere in corrispondenza delle punte di modulazione. Più

esattamente questo limite massimo che può avere l'ampiezza degli impulsi all'entrata della BF equivale a una modulazione del 100 % ( $\delta f_M = \pm 75 \text{ kHz}$ ). Quando poi il discriminatore non fosse ben allineato con la MF, l'impulso rivelato potrebbe anche superare il 100 % di modulazione.

L'impulso di BF fornito dal rivelatore è ancora molto breve e quindi ricco di componenti a frequenza elevata; il taglio di quest'ultime da parte dell'amplificatore BF e del relativo circuito di deesaltazione riduce fortemente l'ampiezza del disturbo all'altoparlante. Nell'esempio pratico in esame ( $T = 75 \mu s$ ), questa riduzione d'ampiezza ammonta a circa 18 Db, cosicchè nella peggiore delle ipotesi l'impulso all'altoparlante ha una ampiezza corrispondente a una modulazione del 12-15 %.

Da quanto detto, risulta chiaro che colla Mdf l'effetto dei disturbi a impulso è minimo quando l'allineamento dei circuiti è perfetto e che, specie in assenza di modulazione, un cattivo allineamento è quanto mai deleterio. In presenza di modulazione e con un allineamento accurato, il disturbo è maggiore con profondità istantanea di modulazione maggiore. Queste considerazioni sul comportamento di un ricevitore a Mdf in presenza di intenso disturbo a impulsi sono confermate sperimentalmente dal Nicholson a mezzo di op-



portuni oscillogrammi ricavati in BF e da lui riportati.

Il Nicholson passa quindi a esaminare il comportamento dello stesso ricevitore modificato per ricevere la MdA. La griglia del limitatore faceva qui le funzioni di rivelatore d'ampiezza a diodo e naturalmente il segnale utile era modulato di ampiezza. Viene riportato un oscillogramma di ricezione in presenza di un forte disturbo a impulsi. Malgrado la presenza del circuito di desensibilizzazione che riduce anche qui a 1/8 l'ampiezza degli impulsi rivelati, questi ultimi appaiono intensissimi.

L'impiego di un limitatore di disturbi del tipo « diodo in serie » noto col nome di Kaar-Fyler riduce notevolmente l'ampiezza dei disturbi all'uscita del ricevitore. Ciò è illustrato dal relativo oscillogramma.

Risultati ancor più favorevoli si otterrebbero con un limitatore di disturbo sviluppato dal Nicholson stesso di cui è riportato lo schema in Fig. 1. Questo limitatore è essenzialmente del tipo « diodo in serie », infatti le polarità del circuito sono tali che normalmente il segnale di BF fornito da D1 passa attraverso al diodo D2 il quale viene interdetto ogniqualvolta un impulso di ampiezza superiore al doppio della portante utile arriva al diodo D4. Quest'ultimo è ritardato appunto dalla tensione continua ottenuta dalla portante a mezzo di D1 e filtrata dalla resistenza da 0,47 M $\Omega$  e dal condensatore da 0,1  $\mu$ F. Gli impulsi forti vengono rivelati da D4 e polarizzano negativamente il triodo; questo fornisce perciò un forte impulso positivo al catodo di D3 rendendolo non conduttivo col che risulta bloccato pure D2.

Il Nicholson afferma che tale circuito dà dei risultati eccezionalmente favorevoli in quanto il disturbo ha un effetto del tutto trascurabile sul segnale di BF e pertanto la sua applicazione alla ricezione a MdF rende senz'altro superiore quest'ultima, tanto più che con la MdA l'accuratezza di sintonia ha molto minore importanza. Un oscillogramma conferma tale affermazione.

Il Nicholson riferisce infine i vari sistemi da lui usati per ottenere in laboratorio degli impulsi equivalenti a quelli incontrati in pratica e occasionalmente osserva che quando gli impulsi durano più di qualche microsecondo, il compor-

tamento del ricevitore a MdF è alquanto diverso da quello considerato sopra.

## CONCLUSIONI

Il Nicholson conclude:

A) La MdF è superiore alla MdA solo quando il soffio di agitazione termica è un elemento di limitazione.

B) La MdA è superiore alla MdF per quanto riguarda l'interferenza, anche se le selettività dei ricevitori sono uguali. In tal caso la spaziatura ottima tra le stazioni sarebbe diversa dai 200 kHz usati con la MdF.

C) La MdA è superiore alla MdF in presenza di disturbo a impulsi.

D) L'accuratezza di sintonia ha molto meno importanza con la MdA.

E) La MdA è superiore alla MdF nelle operazioni « satellite ».

In una data area, (città, stato o nazione) e con una data porzione di spettro in OUC da sfruttare, possono essere messi a disposizione degli ascoltatori un maggior numero di programmi ad alta fedeltà colla MdA che con la MdF, posto che il deficiente comportamento della prima nei riguardi del « soffio » venga ovviato con una maggior potenza irradiata o con l'impiego di stazioni addizionali.

## Osservazioni critiche all'articolo citato.

In primo luogo va osservato che il Nicholson ha esaminato il problema essenzialmente dal lato « ricevitore », laddove è impossibile giudicare l'efficienza di un sistema di comunicazione qualsiasi senza tener conto anche delle caratteristiche del trasmettitore. Per esempio è pacifico che ogni qualvolta un sistema di trasmissione permette di ottenere maggiore potenza di uscita con uguale spesa, è necessario tener conto della maggiore intensità di campo disponibile con

esso e quindi del più favorevole rapporto segnale/disturbo esistente all'entrata del ricevitore.

La Mdf permette appunto di ottenere una maggiore potenza di uscita con una data potenza di alimentazione; infatti, ferma restando quest'ultima, l'intensità di campo conseguibile con la Mdf presenta un guadagno sulla MdA di circa 4 Db. Il Nicholson ha trascurato completamente tale vantaggio offerto in trasmissione dalla Mdf. È vero che la differenza di rendimento energetico tra Mdf e MdA sarebbe alquanto minore quando venissero impiegate le MdA così dette ad alta efficienza, rimarrebbe però sempre la maggiore complicazione di tali metodi di modulazione ed il maggior costo degli impianti, non ultimo quello degli alimentatori (2).

Anche per quanto riguarda la distorsione, la Mdf è in vantaggio perchè con essa si ottengono abbastanza facilmente distorsioni complessive molto basse. Si noti a tale proposito che le modulazioni di ampiezza ad alta efficienza impongono invece l'uso di elevate e difficili contro reazioni per mantenere la distorsione entro limiti accettabili.

Non va dimenticato inoltre che con la Mdf si può ottenere senza eccessive difficoltà un rumore di fondo molto basso, il che permette una « dinamica » di modulazione di almeno 12 Db maggiore del normale, vantaggio questo non indifferente nelle trasmissioni ad alta fedeltà. Una dinamica dello stesso ordine potrebbe essere ottenuta con la MdA solo a prezzo di gravi difficoltà ed elevando notevolmente il costo degli impianti.

In fine, sempre a favore della Mdf, dobbiamo osservare che con essa la « modulazione incrociata » è praticamente inesistente, tanta è vero che si rende possibile la trasmissione pluricanale a mezzo di ponti radio con molte stazioni ripetitrici.

Riassumendo, si constata che il Nicholson ha trascurato completamente il fatto che dal punto di vista della trasmissione, la Mdf dà risultati migliori della MdA con spesa minore. Essa per-

mette infatti di ottenere, a costo senz'altro inferiore, una trasmissione avente alta efficienza, basso rumore di fondo, bassa distorsione e bassa modulazione incrociata. È palese che leggi economiche faranno preferire la trasmissione a Mdf ogni qualvolta altre limitazioni, fin qui non considerate, non ne sconsigliassero l'uso.

Anche accettando completamente le argomentazioni del Nicholson riportate nella prima parte, si deve convenire che la superiorità che esse attribuirebbero in ricezione alla MdA non è molta netta e tanto meno rilevante. Basterebbero perciò le sommarie considerazioni fatte più sopra sul comportamento della Mdf in trasmissione per spostare la preferenza dalla MdA alla Mdf.

Per di più, se le argomentazioni del Nicholson vengono osservate con spirito critico si può dimostrare che molte di esse sono infirmabili e che di conseguenza la Mdf mantiene una posizione di significativo vantaggio anche in ricezione.

Controbatterò i punti sui quali non concordo col Nicholson seguendo la stessa divisione per argomenti usata da quest'ultimo.

## INTERFERENZE

Il Nicholson ammette che per quanto riguarda l'interferenza da trasmissioni isocanale la Mdf è superiore alla MdA e dimostra che invece essa è inferiore per le interferenze da canali adiacenti o lontani. L'esame delle curve riportate nel suo articolo indica infatti per la MdA un vantaggio medio di 7-8 Db ogniqualvolta il segnale interferente è separato di più di 120 kHz circa. Con 100 kHz di separazione tra segnale interferente e segnale utile i due sistemi di modulazione sono equivalenti; con separazioni minori la Mdf risulta senz'altro preferibile.

Basandosi sul fatto che due stazioni a MdA separate di 100 kHz producono un'interferenza reciproca che in media è 15 Db al di sotto di quella prodotta dalle stesse stazioni quando trasmettono a Mdf sullo stesso canale, e che due stazioni separate di 200 kHz producono un'interferenza reciproca che è di 8 Db inferiore quando si usa la MdA al posto della Mdf, il Nicholson afferma che una rete di stazioni a MdA separate

---

(2) Si tenga presente che la complicazione derivante dalla presenza di una catena di moltiplicatori di frequenza sussiste tanto con la MdA che con la Mdf, data la premessa della trasmissione in OUC.

di 100 kHz e opportunamente distribuite nello spazio da luogo a un'interferenza complessiva inferiore a quella di una equivalente rete standard a MdF con stazioni isocanale e stazioni separate di 200 kHz.

Questa affermazione mi sembra alquanto affrettata.

Consideriamo per esempio una rete di tre stazioni, realizzata a MdF con la stazione A e quella B in isoonda e la C a 200 kHz da queste (400 kHz di gamma occupati). Realizzata con MdA la rete avrebbe, secondo il Nicholson, la stazione A a frequenza  $f$ , la B a frequenza  $f + 100$  kHz e la C a  $f + 200$  kHz. Ora, in tali condizioni, la A e la B interferirebbero tra loro meno che nel caso precedente e lo stesso dicasi per la A e la C, separate di 200 kHz in entrambi i casi; non così per le B e C che nella soluzione a MdA sarebbero in sfavore di circa 7-8 Db perchè sarebbero separate di 100 kHz invece che di 200 kHz.

A mano a mano che il numero delle stazioni in giuoco aumenta, la situazione diventa sempre più sfavorevole per la soluzione prospettata dal Nicholson. Si osservi infatti che, se colla MdF due stazioni A e B a distanza X possono lavorare in isoonda perchè l'intensità di campo di interferenza ai limiti delle rispettive zone è di 15 Db inferiore a quella del segnale utile, a distanza X da A e da B potrà esser situata in genere una terza stazione a MdF pure in isoonda (triangolo equilatero). Volendo usare la MdA, l'impianto delle due stazioni A e B verrebbe risolto facilmente ed elegantemente separandole di 100 kHz. Ma ecco che sorgono gravi difficoltà nella sistemazione della stazione C. Infatti, per occupare complessivamente un solo canale, come con la MdF, la stazione C dovrebbe esser in isoonda con A o con B e ciò non è possibile perchè con la MdA l'isoonda può esser usata solo quando il rapporto - segnale utile/segnale interferente - è maggiore di 40 Db, mentre nel caso in esame esso è di appena 15 Db.

Si deve concludere perciò che la complessa rete di stazioni a MdF proposta per l'America potrebbe esser servita a MdA con stazioni separate di 100 kHz, solo a condizione di tollerare un'interferenza complessiva maggiore, e non minore, di quella prevista con la MdF.

Si è supposto finora di usare dei ricevitori a MdA aventi una selettività uguale a quella di un medio ricevitore per MdF ad alta fedeltà, e tale è anche la premessa del Nicholson. L'uso di una selettività maggiore nei ricevitori permetterebbe di separare le emittenti a MdA ancora meno di 100 kHz, non so tuttavia se una selettività doppia sarebbe sufficiente per trovare una formula di distribuzione delle frequenze e delle distanze spaziali che dia risultati equivalenti a quelli conseguibili colla citata rete a MdF proposta per l'America (3). Non bisogna poi dimenticare che tutte le considerazioni e prove del N. sui disturbi a impulsi rimangono valide solo a condizione che i due ricevitori in discussione (MdF e MdA) abbiano larghezze di banda di MF uguali. Una selettività maggiore aumenterebbe la durata dell'impulso in BF e con essa l'effetto fisiologico del disturbo stesso.

#### TRASMISSIONE A STAZIONI SATELLITI E TRASMISSIONE DIVERSITY

Il Nicholson fa giustamente osservare che nella trasmissione a stazioni satelliti esiste sempre una zona di « non cattura » che non si può eliminare e nella quale la ricezione sarebbe praticamente impossibile. C'è però un metodo per migliorare sensibilmente la ricezione in tale zona e consiste nella scelta accurata dell'ubicazione dell'antenna e nell'uso di antenne direttive aventi un rapporto « avanti/indietro » di una ventina di Db. Tali antenne, del tipo cosiddetto « close spaced beam », vengono a costare poco più di un normale dipolo, data l'elevata frequenza del segnale in arrivo, e hanno dimensioni alquanto modeste. È bene notare però che è poco probabile che una tale antenna permetta di ricevere bene anche le altre stazioni a MdF che servono la zona, ciò per la direttività e selettività che le sono caratteristiche. Occorrerà pertanto disporre anche di una antenna normale, possibilmente a banda larga, il che complica indubbiamente l'impianto ricevente. Fortunatamente, in una data zona, in genere una sola delle stazioni ricevibili è affetta

(3) La separazione minima tra due emittenti a MdA ad alta fedeltà a doppia banda laterale è di 30 kHz.

da interferenza di « non cattura » da parte della sua compagna in isoonda.

La trasmissione Diversity è senz'altro un ingegnoso e interessante artificio e certamente verrà utile, come dice il Nicholson, per ridurre nei casi più ribelli le fastidiose evanescenze caratteristiche delle reti cittadine di comunicazione mobile in OUC. Per quanto riguarda, però, la trasmissione circolare ad alta fedeltà, la limitazione dovuta ai ritardi di fase della modulazione mi sembra tale da impedire la pratica applicazione di tale sistema. Senza contare che il N. ha ommesso di far presente che un gruppo di stazioni in Diversity aumenta le interferenze ai canali adiacenti molto più di quel che non faccia un analogo gruppo di stazioni satelliti a MdF (in isoonda). La trasmissione Diversity, anche se applicata solamente in casi particolari, pregiudicherebbe gravemente l'impostazione della rete a MdA a 100 kHz di separazione proposta dal Nicholson. Per di più essa impedirebbe senz'altro di aumentare la selettività dei ricevitori come occorrerebbe per realizzare una rete a MdA avente un'interferenza media paragonabile a quella di una corrispondente rete a MdF. È difficile perciò che il sistema Diversity possa venir utilmente sfruttato in una rete di trasmissione circolare ad alta fedeltà.

Avendo presente l'alta efficienza dei trasmettitori a MdF e i vantaggi offerti dalla trasmissione Diversity a MdA, si potrebbe considerare più attentamente se non fosse il caso di risolvere i servizi tipo « Polizia » con i trasmettitori fissi a MdA in Diversity e quelli mobili a MdF. Quando fosse necessaria anche la comunicazione tra i vari posti mobili, basterebbe installare sulle macchine ricevitori a doppio uso, come quello usato dal Nicholson per le sue prove sperimentali. Non bisogna dimenticare tuttavia che nei servizi di Polizia a MdF è senz'altro opportuno avere un  $\Delta = 1$  e bande di MF quanto più strette possibile, certamente inferiori a quelle occorrenti per ricevere una trasmissione Diversity. D'altra parte nei posti mobili è conveniente usare trasmettitori a MdF per la loro maggiore efficienza.

## SOFFIO DI AGITAZIONE TERMICA

Per questo tipo di disturbo il N. non nega che la MdF sia in vantaggio sulla MdA nelle trasmissioni circolari ad alta fedeltà. Egli pone solamente in dubbio che la MdF sia superiore alla MdA anche nei servizi di « Comunicazione telefonica », nei quali il collegamento può esser effettuato a MdA anche con rapporti di cresta segnale/soffio in MF dell'ordine dei 6 Db. È evidente che con rapporti così bassi qualsiasi trasmissione a MdF sarebbe al di sotto della « soglia », infatti anche la MdF a  $\Delta = 1$  richiede una banda passante minima un po' maggiore di quella sufficiente per la MdA, cosicché a parità delle altre condizioni il soffio all'uscita della MF è pure un po' maggiore. Se però, ricordiamo che, a parità di spesa, un trasmettitore fornisce maggiore potenza a MdF che a MdA e che perciò il rapporto segnale/soffio all'entrata del ricevitore a MdF è di 4 Db superiore a quello esistente all'entrata del ricevitore a MdA, constatiamo tosto che con  $\Delta = 1$  la soglia viene raggiunta a una distanza alla quale anche la ricezione a MdA è ormai ineffettuabile. Ne segue che non solo la MdF permette di eseguire il collegamento in tutta l'area servita con uguale spesa dalla MdA, ma altresì la ricezione in tutta l'area utile sarà sempre migliore con la prima che con la seconda. Questo perchè al di sopra della soglia la MdF, e solo essa, fornisce all'uscita del rivelatore un miglioramento del rapporto segnale/soffio uguale a  $\sqrt{3} \Delta$ , che nel caso di  $\Delta = 1$  ammonta a circa 5 Db ( $\Delta = \delta f_M / F_M$ ).

Quanto detto sopra apparirà ancora più convincente con degli esempi numerici. I due termini di confronto sono in questo caso la MdA a banda minima ( $2 F_M$ ) e la MdF a  $\Delta = 1$ . Fisseremo, con larghezza, a 2 Db il peggioramento del rapporto di cresta segnale/soffio all'uscita della MF dovuto alla maggior banda passante occorrente con la MdF a  $\Delta = 1$ : abbiamo ammesso cioè che il rapporto segnale/soffio all'uscita della MF del ricevitore a MdF sia sempre inferiore di 2 Db all'analogo rapporto dal ricevitore a MdA. In particolare, quando l'intensità di campo è tale che con la MdF viene raggiunto il rapporto di soglia, cioè +6 Db tra le ten-

sioni di cresta, colla MdA si avrebbe un rapporto di cresta segnale/soffio di + 8 Db. Se però si tiene conto della minore potenza d'uscita ottenuta in uguali condizioni con la MdA, si constata che dove l'intensità di campo è uguale a quella di soglia il rapporto ottenibile con la MdA ammonta a « 8 - 4 = 4 Db », insufficienti per ottenere il collegamento. Ciò posto, si conclude che, tenendo conto dei 4 Db guadagnati in trasmissione, dei 5 Db guadagnati in BF per il fenomeno del « miglicramento » e dei 2 Db persi per la maggior banda passante, la MdF a  $\Delta = 1$  fornisce fino alla distanza di soglia un rapporto segnale/soffio (di cresta e efficace) che all'uscita del rivelatore è di circa 7 Db maggiore di quello ottenibile con la MdA. Nella zona limite, dove l'intensità di campo è appena superiore a quella di soglia, la MdF con  $\Delta = 1$  dà ancora un rapporto di cresta segnale/soffio in BF di 11 Db, contro i 4 Db che si avrebbero con la MdA (rapp. eff. 22 e 15 Db, risp.). Quest'ultima fornirebbe pertanto un rapporto segnale/disturbo superiore alla prima solo quando detto rapporto (a MdA) è così basso che il collegamento sarebbe comunque ineffettuabile.

In pratica la situazione è ancora più favorevole per la MdF perchè in corrispondenza della soglia il soffio non prende bruscamente il sopravvento sul segnale utile, cosicchè la comprensibilità si mantiene sufficiente anche quando il rapporto segnale/disturbo è inferiore a quello teorico di soglia. In tali condizioni, il soffio in BF assume un'aspetto molto simile ad un disturbo ad impulsi e produce un mascheramento del segnale utile alquanto minore del previsto, al punto da permettere un buon collegamento anche a distanze maggiori di quella di soglia.

La spiegazione di tale strano comportamento del soffio va ricercata nell'elevato fattore di cresta di quest'ultimo (circa 14 Db). Naturalmente è un po' difficile parlare di fattore di cresta di un segnale casistico come il soffio di agitazione termica del quale si può definire esattamente solo l'energia e quindi il valore efficace, però in prima approssimazione possiamo considerare il soffio all'uscita della MF come una portante modulata di fase e ampiezza avente frequenza uguale a quella centrale della banda passante. La sua modulazione di ampiezza è car-

atterizzata da punte strette e elevate che in media hanno un fattore di cresta di 14 Db sul valore efficace del soffio complessivo. Il fenomeno della soglia è legato al rapporto tra i valori istantanei delle ampiezze dei segnali in arrivo ed ha luogo quando il segnale utile scende al di sotto del doppio (secondo il Crosby un po' meno di 2 volte) del segnale indesiderato. Nel caso attuale i due segnali in gioco sono il segnale utile, ad ampiezza costante, e il soffio, ad ampiezza variabile. Pertanto, quando in MF il rapporto delle creste istantanee è 6 Db, solo le punte istantanee del soffio si troveranno in condizioni di soglia e non verranno compresse, mentre il « corpo » del soffio si troverà al di sotto della soglia e subirà la già citata compressione di 5 Db.

In altre parole, in BF il fattore di cresta del soffio risulterà aumentato e sarà maggiore dei 14 Db ad esso caratteristici; da ciò l'aspetto di disturbo a impulsi assunto dal soffio in tali condizioni. Il risultato pratico di questo fenomeno è che, anche con rapporti di cresta segnale/soffio in MF più bassi di quelli di soglia, il segnale rivelato a MdF appare molto più « pulito » del segnale a MdA avente in MF lo stesso rapporto segnale/soffio, e la comprensibilità si mantiene sufficiente fino a rapporti di cresta in MF di 5 o 6 Db al di sotto di quello di soglia (4).

In definitiva, riassumendo quanto detto sopra e ricordando il valore dei vari fattori in giuoco (efficienza in trasmissione 4 Db, fattore di miglioramento 5 Db, aumento di soffio per larghezza di banda 2 Db, margine di comprensibilità 5 Db sotto la soglia), dobbiamo concludere che con MdF a  $\Delta = 1$  il collegamento telefonico sarà effettuabile fino a una distanza alla quale la MdA fornirebbe, tanto in MF che in BF, un rapporto di cresta segnale/soffio di -3 Db, assolutamente inadeguato. In altre parole, nei servizi di comunicazione telefonica la MdF a  $\Delta = 1$  rimane sempre in vantaggio di 7-8 Db sulla MdA e, con data potenza d'alimentazione, data valvola

(4) Questo dato è stato desunto da un lavoro del Crosby, pubblicato su *R.C.A. Review* - Genn. 1941 - Vol. V, N. 3, pagina 363. Il valore da me assunto è molto conservativo, infatti, posto col N. che la comprensibilità limite a MdA è quella ottenuta con un rapporto di cresta di +6 Db, la MdF darebbe, secondo i dati del Crosby, un risultato analogo a circa 8 Db sotto la soglia.

finale e data spesa, l'area servita è alquanto maggiore, infatti il collegamento è effettuabile fino a una distanza in cui la intensità di campo a MdA è meno di metà di quella minima occorrente per collegarsi con quest'ultimo sistema.

Anche non tenendo conto dei 4 Db di guadagno ottenuti in trasmissione, la MdF a  $\Delta = 1$  darebbe un vantaggio sulla MdA che ammonta almeno a 3 Db e il collegamento sarebbe effettuabile fino ad una distanza in cui la MdA fornirebbe in BF un rapporto di cresta segnale/soffio di appena +3 Db, valore questo del tutto insufficiente per un collegamento a MdA. Senza contare che nelle trasmissioni di comunicazione telefonica in OUC a MdA non è mai conveniente impiegare sistemi di modulazione ad alta efficienza, cosicchè il trasmettitore a MdF sarà sempre più efficiente di quello a MdA. I trasmettitori a MdF impiegati per tali servizi sono in genere piuttosto semplici e usano la modulazione di fase: essi sono costituiti perciò di un oscillatore a cristallo seguito da una catena di moltiplicatori di frequenza relativamente modesta perchè il  $\delta f_M$  necessario è piccolo rispetto alla frequenza portante finale e la frequenza minima di modulazione è sensibilmente elevata (200-300 Hz).

Per quanto riguarda l'uso della deesaltazione nelle trasmissioni ad alta fedeltà, è bene osservare che essa è sempre conveniente con la MdF (a  $\Delta = 5$ ) e permette di conseguire un guadagno effettivo nel rapporto segnale/soffio di circa 8 Db. Questo con una costante di tempo di 75  $\mu$ s e calcolando un'attenuazione complessiva del programma di ben 4,5 Db. Con la MdA la deesaltazione darebbe in tali condizioni solamente il trascurabile guadagno di 2 Db. Per quanto riguarda la diversa composizione del soffio in BF, prove sperimentali acustiche hanno confermato, con meraviglia di tutti — dice il Crosby — le misure eseguite sui valori efficaci.

Sono invece d'accordo col Nicholson che la deesaltazione è del tutto inefficiente nelle trasmissioni di comunicazione telefonica. Infatti anche le prove sperimentali del Crosby hanno confermato che nella riproduzione della parola la deesaltazione non porta alcun aumento di comprensibilità, e ciò tanto con la MdA che con la MdF. Tale risultato concorda con la teoria del « mascheramento », secondo la quale i disturbi di qualsiasi

genere, purchè non troppo intensi, sono deleteri solo per i segnali aventi componenti essenziali di frequenza uguale a quella dei disturbi stessi. Secondo tale teoria lo spettro triangolare assunto dal soffio all'uscita di un rivelatore di frequenza dovrebbe esser molto meno mascherante di uno spettro rettangolare di uguale contenuto energetico. Tale imprevedibile risultato, apparentemente illogico, sarebbe stato confermato dal Crosby con opportune prove sperimentali (v. loco citato). Tuttavia io penso che la prevalenza delle note alte nel soffio in BF di un ricevitore a MdF sia alquanto stancante per l'operatore e che perciò una certa attenuazione di esse a mezzo di opportuna deesaltazione sia conveniente. Ciò anche se l'intelligibilità media non aumenta affatto in quanto la deesaltazione elimina componenti di soffio di scarso effetto mascherante. Prove sperimentali più esaurienti su questo punto sarebbero di grande interesse.

## DISTURBO A IMPULSI

Negare che gli oscillogrammi del Nicholson indichino una netta superiorità della MdA sulla MdF, sarebbe negare l'evidenza. Però a mio parere, nei dati riferiti in merito dal N. non ci sono gli estremi per generalizzare il risultato da lui conseguito. Infatti egli non ha tenuto presente che con una piccola modifica il limitatore da lui proposto può essere applicato con vantaggio anche ad un ricevitore a MdF, ottenendo risultati comparabili a quelli da lui raggiunti con la MdA. D'altra parte il circuito limitatore in oggetto, pur essendo particolarmente efficiente, soffre di alcune limitazioni che è bene mettere in luce.

Per poter dimostrare la fondatezza di queste mie affermazioni è necessario approfondire ulteriormente lo studio sui disturbi a impulsi fatto dal N. e riportato nella prima parte. Ci baseremo a tale scopo sugli stessi suoi presupposti, che del resto accettiamo pienamente, e cioè che, anche nella ricezione ad alta fedeltà, il disturbo ad impulsi assume una pratica importanza solo quando gli impulsi stessi hanno ampiezza considerevole e che gli impulsi all'antenna durano meno di 1  $\mu$ s.

Se l'impulso originale ha durata molto minore dell'inverso della banda passante, esso è scomponibile all'uscita della MF in una serie di componenti equidistanti. Se l'amplificatore di MF non introduce distorsione di fase di secondo ordine e se la banda passante è simmetrica, se in altre parole la MF è perfetta, la sommatoria di tutte queste componenti dà luogo a un impulso MF privo di modulazione di fase. Se invece una qualsiasi di queste due condizioni non è soddisfatta (MF non perfetta), l'impulso di MF è affetto anche di modulazione di fase.

Ciò posto, passiamo a considerare il comportamento di un ricevitore a MdF in presenza di disturbo a impulsi e distinguiamo due casi, assenza di portante utile e presenza di portante utile.

Nel primo caso, se la MF è « perfetta » e il discriminatore è ben allineato, l'impulso di MF non darà praticamente segnale in BF. Se invece la MF non è « perfetta » si avrà in BF, sempre con discriminatore allineato, un segnale la cui entità dipende dalla asimmetria della banda passante di MF nonchè dalla distorsione di fase in essa presente: tale segnale, ottenuto dalla rivelazione di frequenza di una modulazione di fase, avrà delle componenti di BF a distribuzione triangolare, con la massima parte dell'energia nelle frequenze elevate. Se, infine, la MF è perfetta ma il discriminatore non è allineato sul centro della banda passante alias sulla frequenza portante dell'impulso, avremo in BF un impulso sensibilmente rettangolare di ampiezza proporzionale al disallineamento del discriminatore, ovvero avente un'ampiezza uguale a una frazione di quella corrispondente alla massima profondità di modulazione ( $\delta f_M = 75 \text{ kHz}$ ).

Nella seconda ipotesi, cioè in presenza di segnale utile, poichè il discriminatore fornisce una tensione proporzionale alla differenza tra la frequenza istantanea ad esso applicata e la sua frequenza centrale (di equilibrio), l'impulso in arrivo darà luogo ad un impulso di BF di ampiezza proporzionale alla differenza tra la frequenza

centrale della banda passante e quella istantanea del segnale utile. Se quest'ultimo è ben sintonizzato, l'ampiezza dell'impulso ottenuto dalla rivelazione sarà sempre uguale alla ampiezza istantanea della modulazione esistente al momento del suo arrivo. Se in tale istante la modulazione sarà nulla esso sarà pure nullo. Non così se il segnale utile non è ben sintonizzato, nel quale caso è facile dedurre che il disturbo ottenuto dal rivelatore potrà avere ampiezze maggiori di quelle citate prima e in ogni modo non avrà ampiezza nulla in corrispondenza di modulazione nulla. Si noti che con segnale utile ben sintonizzato l'impulso in BF ha segno contrario a quello della modulazione, esso produce dei « buchi » nel segnale utile di BF.

Nel caso di amplificatore di MF non perfetto, data la presenza di modulazione di fase sull'impulso stesso, esso non sarà nullo dopo la rivelazione neanche quando il segnale utile è ben sintonizzato e privo di modulazione. In presenza di modulazione l'impulso all'uscita del discriminatore sarà in genere maggiore che nel caso precedente ed avrà forma diversa.

Da tutto ciò segue che colla MdF l'accuratezza di sintonia e di allineamento ha molta importanza, specie in assenza di portante utile o nelle pause (e nei minimi) di modulazione, quando la sensibilità dell'ascoltatore è massima. In tale caso, se la dissintonia o il disallineamento ammonta al 20 % della banda passante, l'impulso rivelato equivale in pratica a una profondità di modulazione dello stesso ordine (posto  $\delta f_M = 75 \text{ kHz} = 100 \%$ ). In corrispondenza dei massimi di modulazione invece, la dissintonia o il disallineamento ha molto meno importanza, semprechè esse siano contenute entro limiti ragionevoli, in pratica rispettati. In linea di massima potremo dire che all'uscita del rivelatore di frequenza si ottiene un disturbo a impulsi con ampiezze sensibilmente proporzionali alla profondità di modulazione istantanea.

È esatto parlare di proporzionalità e non di uguaglianza, perchè all'effetto pratico il risultato è più favorevole di quello esposto sopra, infatti

i due condensatori di rivelazione producono subito un primo taglio di frequenza e quindi una prima attenuazione dell'impulso rivelato. Va ricordato che l'impulso fornito dalla MF (10  $\mu$ s) ha una durata sensibilmente minore del periodo della più alta frequenza di modulazione (60  $\mu$ s) ed è quest'ultima che limita la costante di tempo massima del carico di rivelazione. Quando la tensione prodotta dalla modulazione utile tende a scendere bruscamente a zero perchè è arrivato un forte impulso rettangolare al rivelatore, essa sarà costretta a seguire un andamento esponenziale che per metà del salto dipende dalla costante di tempo di carica di uno dei condensatori di rivelazione (attraverso il diodo) e per l'altra metà dipende dalla costante di tempo di libera scarica del gruppo di rivelazione. Otterremo così una prima sensibile riduzione dell'ampiezza dell'impulso di BF prevista sopra. Questa riduzione d'ampiezza è direttamente legata al rapporto tra banda passante e frequenza massima di modulazione, ovvero al  $\Delta$ .

Passiamo ora a esaminare il comportamento del ricevitore a MdA.

Evidentemente la presenza o meno di modulazione di fase sull'impulso che arriva al rivelatore di ampiezza non ha alcuna importanza e pertanto l'accuratezza di allineamento, la simmetria della banda passante e la precisione di sintonia non influiscono sul risultato. L'impulso rivelato avrà una forma simile a quella dell'impulso di MF (oscillazione smorzata) ed avrà un'ampiezza notevolissima che deve esser ridotta in qualche maniera. A tale scopo si usano i « limitatori di disturbi » di cui un tipo molto in voga è quello a diodo in serie di Kaar-Fyler col quale si ottiene il seguente risultato: in assenza di portante il disturbo in BF è piccolo perchè il diodo limitatore, privo di polarizzazione base, lo limita a pochi decimi di volt. In presenza di portante, l'impulso all'uscita è massimo quando cade in corrispondenza delle creste negative di modulazione e in tal caso equivale a una modulazione a impulso del 200 %. Quando invece l'impulso di MF cade in corrispondenza

di una cresta positiva di modulazione, esso non ha alcuna influenza sul segnale di BF. Nelle pause di modulazione l'impulso dà un segnale di BF equivalente a una modulazione impulsiva del 100 %. Questo quando i valori dei componenti del limitatore sono scelti col criterio di introdurre la minima distorsione possibile sul segnale utile.

Anche qui, data la brevità dell'impulso, l'ampiezza del segnale impulsivo di BF da esso prodotto sarà alquanto minore del valore indicato sopra (200 e 100 %) che verrebbe raggiunto solo se le capacità in gioco fossero piccolissime. In pratica, data la limitazione imposta dalla massima frequenza della modulazione utile, l'attenuazione subita dall'impulso per effetto della capacità verso massa è, nella migliore delle ipotesi, uguale a quella che si verifica nella ricezione a MdF. Poichè nel caso in esame (MdA con limitatore di Kaar-Fyler) l'impulso di BF non attenuato sarebbe in media superiore, o comunque più fastidioso, dell'analogo impulso ottenuto in uguali condizioni colla MdF, e poichè l'attenuazione dovuta al condensatore di rivelazione e al filtro di deesaltazione è pressochè uguale nei due casi, è chiaro che un tale ricevitore a MdA sarà decisamente inferiore a un ricevitore corrente a MdF, anche se quest'ultimo non è perfettamente allineato o sintonizzato.

Non si potrebbe dire lo stesso se si disponesse di un ricevitore a MdA fornito di un limitatore che all'arrivo di ogni impulso lasci la griglia dello stadio seguente alla tensione alla quale si trova. Il limitatore proposto dal Nicholson presenta appunto un comportamento molto vicino a quello desiderato, per quanto il N. stesso non ne spieghi chiaramente la ragione. Il meccanismo di funzionamento del circuito in parola è suppergiù il seguente. Quando arriva un impulso di MF (di 10  $\mu$ s) avente un'ampiezza molto superiore a quella della portante utile, esso produce l'interdizione dei diodi D2 e D3 e di conseguenza viene aperto il collegamento alla griglia dello stadio seguente. Quest'ultima tenderà a mantenere per un certo tempo la ten-

sione che aveva al momento in cui è arrivato l'impulso, ovvero detta tensione tenderà a zero seguendo la legge di libera scarica del circuito di griglia così aperto. La costante di tempo di scarica di quest'ultimo può essere alquanto maggiore di quella del gruppo di rivelazione e in tal caso la frequenza superiore di taglio sarà molto più bassa per gli impulsi forti che per la modulazione.

Si può concludere perciò che il limitatore del Nicholson tende a fare un buco nel segnale di BF in corrispondenza di ogni singolo impulso di MF, che tale buco si estenderebbe fino allo zero se le capacità verso massa non si opponessero alle brusche variazioni di potenziale e che dette capacità hanno un effetto livellatore particolarmente rilevante. Il limitatore in parola fornisce perciò un segnale di BF che è molto somigliante a quello ottenuto con la MdF ma con i « buchi » prodotti dagli impulsi molto meno accentuati. L'ulteriore attenuazione dovuta al filtro di deesaltazione (che in questo caso però è meno appariscente che con la MdF) fa sì che in definitiva gli impulsi alterino la forma del segnale utile di BF in maniera praticamente trascurabile.

Per rendersi conto più esattamente dell'efficienza del limitatore del Nicholson è necessario farsi una idea delle costanti di tempo in gioco nel circuito stesso. Ragionamenti che sarebbe troppo lungo riferire, basati su note leggi limitative valevoli per circuiti contenenti diodi, portano a concludere che la costante di tempo di libera scarica del circuito di griglia può essere al massimo 8-10 volte quella del gruppo di rivelazione. Per esempio, coi valori riportati dal N., posto che la resistenza di griglia dello stadio seguente abbia  $2\text{ M}\Omega$ , si può apprezzare a 7-8 volte l'abbassamento della frequenza di taglio per gli impulsi. Data la brevità degli impulsi stessi, la loro ampiezza subirà una riduzione dello stesso ordine. Si spiega così la ragione del più favorevole comportamento di un ricevitore ad MdA fornito del limitatore del Nicholson in confronto a quello di un normale ricevitore ad MdF.

Purtroppo nulla è perfetto e, come dicemmo, il limitatore del Nicholson soffre di alcune limitazioni. In primo luogo va osservato che esso segue il meccanismo sopra esposto solo quando gli impulsi di MF sommati al segnale utile superano di almeno tre volte la portante e impiegano un tempo molto breve (meno di  $1\ \mu\text{s}$ ) per raggiungere tale valore istantaneo. Solo così infatti i diodi D2 e D3 vengono interdetti assieme e bruscamente. Quando invece gli impulsi di MF sommati al segnale utile hanno complessivamente un'ampiezza compresa tra zero e due volte la portante, il diodo D4 non lavora e gli impulsi stessi passano in BF senza che entri in gioco il limitatore: essi saranno molto elevati in corrispondenza delle pause di modulazione e saranno massimi in corrispondenza delle creste negative di modulazione. Se D4 non lavora, D3 non viene interdetto e il taglio delle frequenze elevate rimane quello del rivelatore, legato alle caratteristiche della modulazione. Di conseguenza l'attenuazione che subisce l'ampiezza dell'impulso prima di entrare nell'amplificatore di BF è solamente quella dovuta alla costante di tempo del gruppo di rivelazione, pressochè uguale tanto in MdA che in MdF. Concluderemo che il limitatore del Nicholson, come del resto tutti i circuiti del genere, può dare vantaggio sulla MdF solo con disturbi molto intensi: con disturbi di media ampiezza esso non lavora e la MdA dà un segnale di BF più disturbato di quello che si avrebbe con la MdF e, quel che più conta, con ampiezze di disturbo che in assenza di modulazione sono tutt'altro che trascurabili.

In secondo luogo, va osservato che la necessità di bassi carichi di rivelazione per trarre il massimo vantaggio dal limitatore di disturbi e il fatto che il segnale utile deve passare attraverso più diodi, produrrà senz'altro una distorsione di BF che andrà ad aggiungersi alla normale distorsione del ricevitore a MdA, già per sua natura meno fedele di quello a MdF.

Nel caso che queste limitazioni non fossero giudicate importanti, nulla vieta di usare un analogo limitatore di disturbi anche in MdF. Il dio-

do D2 sarà posto in serie al segnale rivelato ottenuto dal discriminatore e il diodo D3, con le sue due resistenze da 0,1 M $\Omega$  e da 0,47 M $\Omega$ , farà capo a una tensione fissa negativa di opportuno valore. Il diodo D4 riceverà il segnale di MF dal primario del trasformatore di MF che fa capo al limitatore d'ampiezza vero e proprio e sarà ritardato dalla tensione c.c. sviluppata in griglia da quest'ultimo. Il triodo ausiliario sarà collegato come nello schema originale. Questo circuito avrà un comportamento perfettamente equivalente a quello già visto per il circuito originale, col vantaggio che non essendoci MdA sulla portante utile si può far sì che il diodo D4 entri in azione con impulsi molto minori che nel caso precedente.

Come si vede, l'uso di circuiti più complessi che portano un vantaggio nella ricezione a MdA, portano un analogo vantaggio nella ricezione a MdF cosicchè quest'ultima viene a trovarsi sempre in condizioni di superiorità. Solo ragioni di costo decideranno dell'opportunità o meno di complicare i ricevitori stessi. Si osservi a tale proposito che, date le attenuazioni dovute al taglio delle frequenze elevate di BF da parte del rivelatore e del filtro di deesaltazione, un normale ricevitore a MdF dà un impulso di BF che all'uscita del ricevitore stesso non supera mai il 10 % della piena modulazione. Pertanto, data la brevità dell'impulso (benchè ulteriormente allungato dai filtri di BF) e dato il suo basso ritmo di ripetizione, il suo effetto acustico è già così modesto che una sua ulteriore riduzione non giustifica una sensibile complicazione di circuito e tanto meno un aumento della distorsione complessiva.

Del resto il Nicholson stesso ha premesso che date le caratteristiche del disturbo a impulsi esso ha importanza pratica solo se la sua ampiezza è sensibile; egli contraddice perciò se stesso quando cerca di ridurre ulteriormente il già piccolo impulso all'altoparlante di un normale ricevitore a MdF.

## CONCLUSIONI

Quanto detto sopra ci porta alle seguenti conclusioni:

A) La MdF è nettamente superiore alla MdA per quanto riguarda il soffio di agitazione

termica e il soffio di valvola. In altre parole è senz'altro superiore per quanto riguarda l'area servita con una data spesa di impianto e di gestione. Questo sia per le trasmissioni circolari ad alta fedeltà che per i servizi di comunicazione telefonica.

B) La MdF è superiore alla MdA nei riguardi delle interferenze, specialmente nelle reti piuttosto fitte prevedibili per i servizi circolari ad alta fedeltà dei vari continenti.

C) Per quanto riguarda il disturbo a impulsi, si può far sì che la MdA e la MdF diano risultati comparabili, benchè in genere la MdF appaia più efficiente. In ogni caso, anche in presenza di disturbi molto intensi, un ricevitore normale a MdF permette già un'ottima ricezione.

D) Tanto la trasmissione a « stazioni satelliti (MdF) » che quella « Diversity (MdA) » soffrono di alcune limitazioni. Dipenderà dalle caratteristiche del servizio la convenienza di usare un sistema o l'altro.

E) È indiscutibile che l'accuratezza di sintonia è di primaria importanza nella ricezione a MdF e solo in essa. Tale fatto costituisce la più grave limitazione allo sviluppo pratico della MdF. Per ovviare a questo inconveniente ci sono attualmente due metodi:

1) Ricevitore con oscillatore locale controllato a quarzo e sintonia a pulsanti per l'inserzione dei vari cristalli; 2) Impiego di efficienti sistemi di controllo automatico di frequenza nel ricevitore.

In altre parole, anche facendo il paragone tra MdA e MdF entrambe in OUC e con uguale banda passante — come molto logicamente propone il Nicholson — rimarrebbe confermato che la MdF permette in genere di ottenere una ricezione più fedele, meno disturbata e più comprensibile di quanto non si possa ottenere con ugual spesa con la MdA.

Si conclude perciò che, quando è richiesto un servizio circolare ad alta fedeltà musicale, realizzabile solamente in OUC, con ampia banda passante e ricevitori espressamente progettati, la MdF appare il più conveniente metodo di modulazione. Lo stesso dicasi per la maggior parte dei servizi telefonici, specie tra pos'i mobili, in OUC e a banda relativamente stretta.

## BIBLIOGRAFIA

- 1) M. G. NICHOLSON: **Comparison of AM and FM** - WE, luglio 1947.
- 2) M. G. CROSBY: **FM noise characteristics** - PIRE, aprile 1937.
- 3) I. R. WEIR: **Field tests of FM and AM with UHF waves** - Gen. El. Rev., 1939, p. 188.
- 4) M. G. CROSBY: **The service range of FM** - RCA Rev., genn. 1940.
- 5) H. A. WHEELER: **Two signal cross modulation in a FM receiver** - PIRE, 1940, pag. 537.
- 6) R. F. GUY and R. M. MORRIS: **NBC field tests** - RCA Rev., ottobre 1940.
- 7) M. G. CROSBY: **Band width and readability in FM** - RCA Rev., gennaio 1941.
- 8) V. D. LANDON: **Impulse noise in FM reception** - El., febbraio 1941.
- 9) K. R. STURLEY: **Frequency modulation** - JIEE, parte III, settembre 1945.
- 10) H. L. KIRKE: **FM BBC field trials** - BBC Quart., luglio 1946.
- 11) M. S. CORRINGTON: **FM distortion caused by common and adjacent channel interference** - RCA Rec., dicembre 1946.

Vedi anche «Bibliografia della MdF» di A. Tescari pubblicata da T.E. nei numeri 5 e 6 del corrente anno e particolarmente gli articoli riguardanti: soffio di agitazione termica, soffio di di valvola, disturbo a impulsi, interferenze, propagazione, fedeltà, efficienza trasmettitori, collegamenti mobili a MdF.

*Nell'interesse dei radianti italiani diamo ospitalità alle seguenti notizie trasmesseci dall'attuale Comitato di Reggenza della A.R.I.*

Rendiamo noto che, auspicando la A.R.I., sono in corso trattative per giungere ad una sana collaborazione col R.C.I.

Non appena queste trattative avranno raggiunto una base certa, esse saranno rese note.

Comunque i nostri Soci verranno tenuti al corrente di quanto verrà deciso.

Abbiamo avuta in questi giorni visita assai gradita di G 5 UK che ci prega di voler render noto agli OM italiani che egli è Inglese al 100 % e che vive in Inghilterra nel QTH di Westcliff on Sea (Essex) città poco distante da Londra. Il QRA di G5UK è: Max B. Buckwell.

Questo simpatico nostro amico, socio anche dell'A.R.I., ci dimostra praticamente che con lo studio, la pazienza e una certa disposizione... anche un Inglese può parlare l'Italiano perfettamente, si da esser preso, da molti OM nostri, per un Italiano... che fa l'Inglese

Poichè le trasmissioni diletantistiche sono rette da chiare ed indiscutibili norme internazionali alle quali l'Italia ha aderito, il Ministero ci fa presente che i comunicati «Via Radio» emanati da Associazioni, siano pure esse radiantistiche, sono in netto contrasto alle norme in questione ed invita a desistere da tali trasmissioni.

Aderiamo immediatamente a questo ordine Ministeriale ed informiamo i nostri Soci che dal 12 novembre 1947 in poi tutti i nostri comunicati verranno fatti tramite l'organo ufficiale,

riviste consorelle (T.E.-l'Antenna) e tramite Sezioni che si renderanno parti diligenti per la divulgazione di tali comunicati ai Soci.

Informiamo i nostri Soci che il Ministero ha istituito dei propri posti di controllo ufficiali i quali hanno il compito di segnalare tutte le trasmissioni di carattere non prettamente radiantistico fatte dai radianti.

Invitiamo quindi tutti i nostri Soci a volersi attenere, nelle loro trasmissioni, a quelle che sono le norme internazionali che regolano le trasmissioni diletantistiche.

Facciamo presente che il Ministero prenderà seri provvedimenti contro i trasgressori, quali multe fortissime, qrt, sequestro di stazioni, ecc.

Attenzione OM! Fate del radiantismo puro, niente trasmissioni di musica, comunicazioni di carattere personale, commerciale e politico.

Attenzione OM state disciplinati e ciò nel vostro stesso interesse.

Ci è stato riferito che posti d'ascolto del R.C.I. avrebbero segnalato ai superiori organi del R.C.I., infrazioni da parte di OM dell'A.R.I. alle norme regolanti il traffico radiantistico, e che il R.C.I. avrebbe segnalato al Ministero queste infrazioni sì da provocare da parte del Ministero, intimidazioni, sequestro di apparati etc. ai nostri soci incriminati.

Noi non vogliamo dare ascolto a voci più o meno tendenziose e non vogliamo neppure credere che al R.C.I. esistano persone che non si rendano conto del danno che tale segnalazione al Ministero può provocare all'OM, mentre si può ottenere un migliore risultato richiamando il radiante stesso,

ad agire poi in caso di recidiva.

Ad ogni modo, noi preghiamo i signori del R.C.I., in virtù di quella collaborazione che noi dell'A.R.I. abbiamo auspicata nella nostra ultima assemblea straordinaria dell'11 ottobre 1947, di volere cortesemente segnalare al nostro «Centro di Ascolto A.R.I., Via S. Paolo 10, Milano, le infrazioni riscontrate sulle trasmissioni di nostri Soci

Sarà nostra cura richiamare l'OM in questione e prendere verso di lui quei provvedimenti che il caso comporterà.

Da parte nostra segnalaremo al R.C.I. tutte le infrazioni che riscontreremo, tramite i nostri posti d'ascolto, sulle trasmissioni di Soci del R.C.I.

Informiamo i nostri Soci che in attesa delle decisioni in merito da parte del nuovo Consiglio, sulla definizione della quota di Associazione per l'anno 1948, il Consiglio Dimissionario ed il Comitato d'Emergenza, tenuto presente che nell'Assemblea straordinaria dell'11 ottobre 1947 in forma Consultiva si era proposto di portare la quota di Associazione a L. 1.500 annue onde potenziare maggiormente l'Associazione, dare una migliore veste all'organo ufficiale, indire concorsi ecc. nella seduta del 12 novembre 1947. Hanno deliberato quanto segue:

La quota Associazione A.R.I. anno 1948 verrà definitivamente decisa dal nuovo Consiglio entro il 1° Semestre 1948, si rende noto pertanto ai sigg. Soci, ch'essi, per ottenere la nuova tessera 1948 dovranno versare al più presto L. 1000 in conto quota.

In base alle decisioni che verranno prese dal nuovo Consiglio verrà, entro il mese di giugno 1948, comunicata la quota definitiva ed i Sigg. So-

ci sono sino da ora impegnati a corrispondere l'eventuale conguaglio qualora la quota stessa dovesse subire un aumento.

La cifra di L. 1000 in conto quota, dà diritto a tutti quei benefici elencati nello statuto e nulla è variato circa i diritti acquisiti con l'iscrizione all'Associazione.

Le quote dovranno essere versate a: A.R.I. Comitato Emergenza - Via S. Paolo, 10 - Milano.

Trascriviamo il testo integrale di una lettera del Ministero giunta l'11 novembre 1947, alla Direzione A.R.I. - Milano.

« Roma, 11 novembre 1947 (Ispett. Gen. Traff. T.R.T.).

« Prot. N. 442.954/7740/5 Div. II.

« **Oggetto - Trasmissione radio dilettanti.**

« Dagli ascolti eseguiti dalle stazioni di controllo di questa Amministrazione sono state captate radio trasmissioni di eccessiva potenza, evidentemente superiore ai prescritti 100 Watt "input" e ciò nonostante le tassative disposizioni comunicate a tutti i radianti con il testo della « **Licenza Provvisoria** ».

« Si prega pertanto cotesta Associazione di invitare i propri associati a rientrare nella legalità e ad inviare a cotesta Associazione stessa una dichiarazione nella quale, sotto la responsabilità del firmatario, si dia l'assicurazione che la potenza « input » non supera i 100 watt.

« Si soggiunga agli associati che eventuali false dichiarazioni constatate da funzionari di questo Ministero, incaricati del controllo, porteranno alla immediata revoca del permesso di trasmissione, salvo altri provvedimenti di maggiore rigore che saranno ritenuti opportuni.

« Si prega un cenno di assicurazione ».

p. IL DIRETTORE GENERALE  
Illeggibile

Invitiamo quindi tutti i nostri Soci ad attenersi scrupolosamente alle norme emanate dal Ministero e li informiamo **che in**

**caso di accertata infrazione** essi sono passibili di grav sanzioni da parte del Ministero e che l'Associazione nulla può fare in loro favore.

Attenzione Non superare i 100 Watt input.

La dichiarazione di cui sopra dovrà pervenire alla Sede di Milano - Via S. Paolo, 10 - sia direttamente o tramite Sezioni, entro il 31 gennaio 1948 e dovrà essere stilato in carta libera, portare la firma del titolare della stazione, il nominativo di trasmissione, il numero della tessera ARI, nonché il numero di protocollo ministeriale e la data del permesso provvisorio di trasmissione in possesso del titolare della stazione.

Segnaliamo ai nostri Soci la istituzione in seno all'A.R.I. di « Posti d'Ascolto ».

Questi « Posti d'Ascolto » hanno il compito di rilevare nelle diverse gamme radiantistiche (80-40-20-10-5 metri) il comportamento in QSO ed il funzionamento delle diverse stazioni radiantistiche italiane.

È intento di questi posti di ascolto di volere, col loro lavoro affiancarsi agli OM per contribuire ad una maggiore disciplina dell'aria e segnalare loro quelle irregolarità nelle loro trasmissioni, che compromettono il buon nome del radiante.

I posti d'ascolto invieranno i loro rapporti settimanali al « Centro d'ascolto » istituito in Milano.

Questo « Centro d'Ascolto » dopo avere raccolto elementi sicuri che convalidino la dichiarazione del posto d'ascolto si farà premura avvertire l'OM incriminato invitandolo a desistere da QSO non conformi alle regole radiantistiche, a eliminare l'inconveniente lamentato nelle sue trasmissioni.

Il Centro d'Ascolto, in caso di recidiva, provvederà a spedire altri due avvisi, dopo il primo, all'OM in questione, dopo di che, esaurita questa prima cortese forma, ne informerà la Presidenza dell'A.R.I. la quale, sentito il Consiglio, provvederà ad avvertire il socio infirmato che il reclamo in questione è passibile di sanzioni, interne come: annullamento del

nominativo, immediato blocco di tutte le QSL sia in arrivo che in partenza relativo al socio incriminato. Inoltre informerà la I.A.R.U. che la stazione in causa non è più da considerarsi quali stazione regolare, pregando di cancellare il nominativo dal Call Book magazine.

A reggere i « posti d'Ascolto » verranno chiamate persone di conosciuta competenza e serietà radiantistica, sì da non avere incertezze circa il rapporto inviato.

Invitiamo quindi tutti i nostri Soci a volere attenersi a quelle che sono le norme regolanti il traffico radiantistico, nonché ad evitare che nelle loro emissioni si debbano riscontrare difetti incompatibili (modulare di frequenza, splatter, canale troppo ampio, armoniche, R.A.C. ecc. ecc.).

Certo che gli Arini sapranno distinguersi per la serietà e la tecnica delle loro trasmissioni, l'A.R.I. si augura la massima comprensione da parte dei suoi radianti sì da evitarle l'ingrato compito di essere costretta a prendere provvedimenti incresciosi.

Per quanto concerne i radianti di altre Associazioni consorelle il « Centro d'Ascolto » si farà premura di segnalare i casi indisciplinati dei loro Soci alle rispettive Presidenze delle singole associazioni ed invita le Associazioni in questione a prendere i provvedimenti che riterranno più opportuni nei riguardi dei loro Soci ed a collaborare col nostro « Centro di Ascolto » segnalando a questo Centro le infrazioni riscontrate nei riguardi dei Soci dell'A.R.I. sì da permettere al nostro Centro di controllare e prendere verso il socio incriminato i provvedimenti sopra enunciati.

« Centro d'Ascolto A.R.I. »  
Via S. Paolo, 10  
Milano

In questi giorni è stato raggiunto un accordo per una fattiva Collaborazione fra la ARI ed il RCI. In tale modo si ritengono superati gli annosi motivi di dissidio fra le due Associazioni.

Perciò quanto pubblicato in questo notiziario circa lamentele contro RCI è da ritenersi di pura cronaca.

# FUNZIONE DEL RADIANTE

Class. Dec. R 096

A proposito della funzione del radiodilettante o del radiante o dell'ancor più noto OM, si è fatto in questi ultimi mesi un gran parlare e un discreto scrivere, su tutte le riviste Italiane e straniere che appunto di radiodilettantismo si occupano, si che ritengo opportuno pubblicare, su questa bella e sempre più autorevole rivista che volle fossi proprio io a presentarla agli OM,s Italiani, due parole, che pur esprimendo idee del tutto personali, dovrebbero, almeno spero, chiarire alcune inevitabili confusioni da tanto discutere sorte.

La parola «Dilettante» da sola dice molto e quasi tutto; «uomo che si diletta DI radio» e certamente anche «uomo che si diletta IN radio».

La gradazione poi del diletto nelle due forme è vastissimo e così avremo:

- 1) l'auto costruttore;
- 2) l'esperimentatore;
- 3) il ricercatore;
- 4) il radiotelegrafista;
- 5) il cacciatore di DX.

Le prime tre categorie si possono poi suddividere in diverse classi e sottoclassi, così per esempio avremo:

L'autocostruttore che si dedicherà maggiormente ai ricevitori, altri, ai trasmettitori, altri ancora alle apparecchiature di misura; così avremo invece sperimentatori che si dedicheranno alla propagazione e che di conseguenza proveranno antenne su antenne, altri vorranno invece sperimentare tutte le modulazioni possibili, e qualche volta anche le impossibili, altri si daranno alle ultra corte e magari anche alle s.u.h.f.; mentre infine il «Ricerca-tore», che pur restando classificato fra gli Om,s riveste figura innegabilmente più nobile e più complessa tenterà nuove ricerche sì, ma purtroppo, con i mezzi quasi sempre troppo modesti di cui dispone, assai difficilmente credo, porterà un vero e proprio contributo alla scienza, e qui per contributo intendo, «scoperta, parola nuova».

Se l'OM categoria ricercatori, è poi come spesso è, anche Ingegnere radiotecnico e nella ditta dove presta la sua opera professionale dispone di tutta l'attrezzatura scientifica che come privato gli manca, non è escluso che la pratica di OM possa anche essergli di aiuto per fargli realizzare in «Laboratorio», qualche cosa di nuovo.

Ma che l'OM del 1947 serva alla scienza e alle nuove scoperte della Radio, io, senz'altro lo escludo.

E allora perchè mai i diversi Governi ci danno i permessi di trasmissione? Ma semplice-

mente perchè hanno trovato in noi una abbondante e non costosa schiera di cittadini... considerati forse maniaci, che a loro spese si addestrano e si educano a maneggiare strumenti e apparati che sostituiti in casi di emergenze locali o Nazionali con altri simili, di proprietà dello Stato, non saranno confusi con coffettiere, ma saranno per contro impiegati e utilizzati come si conviene, da esperti.

Ma c'è di più, perchè molti giovani che cominciano magari alla leggera e con molta impetuosità, facendo per qualche tempo (troppo a volte) i ben noti versacci, saranno, in molti casi, i tecnici di domani di cui l'industria Nazionale, se non vuole estinguersi del tutto, ha tanto bisogno.

Restano ora le due ultime categorie, che non hanno suddivisioni e che se proprio limitate a se stesse, sono certamente le meno costruttive, ma non per questo le meno interessanti o addirittura, come qualcuno vorrebbe, trascurabili.

Il radiotelegrafista può servire moltissimo in determinate circostanze, e non sarò certo io a non riconoscerlo; l'ultima guerra ha visto poco o nulla di grafia, ciò nonostante tutti sanno che con le scatolette per le sardine o poco più, i nostri Partigiani hanno potuto comunicare col tasto a distanza che in fonìa sarebbe stato pazzesco solamente pensarci; basterebbe tale benevolenza per giustificare l'obbligatorietà della grafia a tutti gli Om,s; resta ora l'ultima categoria e precisamente il «Cacciatore di DX», che così a prima vista, limita tutto il suo gusto a chiacchierare con altri OM,s sempre più lontani, il chè capisco, possa anche infastidire, a lungo andare, l'Om studioso di problemi più complessi, ma se vogliamo, anzi, se dobbiamo, invece esaminare questa categoria, nella quale io senz'altro mi ci metto, da altro punto di vista, come l'umanistico e il culturale, l'aspetto è ben diverso...!!

Il carissimo LIRA dal quale molti di noi tante cose hanno imparato si dice pago, in fotografia, di ottenere un negativo perfetto da lui stesso sviluppato, la copia positiva l'interessa molto meno e ben poca importanza lui dà allo scattare dell'obbiettivo; ora in questo, con mio gran dispiacere, non siamo d'accordo. Per me invece, tutta la grande essenziale importanza sta proprio nella «sola» funzione di scattare l'obbiettivo, perchè avanti farlo io devo aver stabilito il tempo esatto di posa, la diaframmatura che mi darà quei certi piani e quella profondità d'immagine che io voglio, e l'inquadratura del soggetto che dovrà poi contraddistinguere la mia fotografia dalla dozzinale che, magari sviluppata con i migliori accorgimenti e nel rivelatore più appropriato, anche riuscendo negativa tecnicamente perfetta, sarà sempre, stampata, opera dozzinale.

Questo perchè io miro al lato « positivo » artistico e non solamente a quello « negativo », puramente tecnico.

E' la realizzazione che mi dà l'emotività, ossia la bella, la pulita, la riuscita, l'artistica positiva, che in termini nostri, diventa il QSO.

Il cacciatore di DX deve quindi conoscere, e più conoscerà meglio sarà, il mezzo tecnico che impiega per sempre migliorarlo e per ottenere da esso sempre di più, ma sinceramente confesso che se io pur essendomi montato diversi trespoli e anche qualcosa di più, potessi avere un Temco o un Collins bello e pronto ne sarei tanto felice e non mi sentirei per questo meno OM di quanto non mi senta buon dilettante fotografo, pur non essendomi io fabbricata la Leica, che da tanti anni uso.

Ho accennato prima ai paroloni « umanistica » e « scopo culturale »; al riguardo ho già scritto su queste colonne qualche cosa, non voglio ripetermi, ma è bene insistere sull'argomento perchè ancora oggi che Governanti di Nazioni cosiddette unite fanno tanto per disunire questa povera e afflitta umanità, gli Om,s di tutto il mondo strettamente uniti in unica e grande famiglia, possono se non altro dimostrare praticamente come l'amico George di Leningrado se l'intenda perfettamente con Victor di Como e con Riccardo di Montevideo e tutti e tre separatamente possano parlare della loro amicizia, al simpatico FU-CIU di Nanchino.

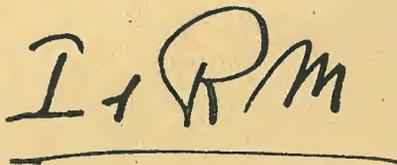
E' tutto questo che io trovo meraviglioso, bellissima è questa nostra ansia di capire e di

farci capire che ci induce a studiare nuove lingue, è la conoscenza di quei lontani paesi, che non paghi di quanto sentiamo vuole che ognuno di noi approfondisca le sue conoscenze storiche e geografiche, è il nostro internazionalismo, la nostra cittadinanza mondiale che ci apre la mente e il cuore che pone anche noi, modesti cacciatori di DX, degnamente a fianco dei colleghi delle altre categorie, nell'unica grande famiglia degli OM's.

Ecco perchè non si può limitare la qualifica di OM al solo « Ricercatore » o al solo « Telegrafista », illogico poi pensare che quest'ultimo sia per diretta conseguenza esperto tecnico o viceversa, l'OM perfetto dovrebbe appartenere a tutte e cinque le categorie elencate, ma pretendere, almeno generalizzando tanto, sarebbe forse troppo.

E' inevitabile quindi che ognuno dedichi maggior cura alla branca che più lo avvince; ricordi però ogni OM, quale dovrebbe essere la perfezione!

Spero aver dato, come voleva il titolo dell'articolo una definizione del Radiante esauriente; forse esagero nel vedere anche un po' d'arte dove dovrebbe forse essere sola e fredda tecnica, ma se così non fosse, non saprei giustificare altrimenti questa nostra bella passione agli occhi dei profani, per i quali, come ben sapete, altro non siamo: « ...che gente stramba, che parla sempre e solo di radio, un po' matti, innoqui, ma decisamente un po' matti ».



(V. E. Motto)

**SOMMARIO.** — *Esaminate le caratteristiche funzionali ed i sistemi di calcolo dell'antenna « ground-plane » nella sua forma classica, si espongono i criteri seguiti dall'Autore per una realizzazione semplificata di tale tipo di antenna.*

Per poter effettuare efficacemente dei collegamenti a grande distanza (DX) si richiede, come è noto, che l'antenna presenti un angolo verticale di radiazione massima alquanto basso sull'orizzonte. Il valore ottimo di tale angolo è di circa  $8^\circ$  per la banda dei 30 MHz e di circa  $17^\circ$  per i 14 MHz.

Pure essendo noti i diagrammi di radiazione dei vari tipi di antenne sia nel piano orizzontale (direttività) che in quello verticale (angolo di radiazione), succede in pratica che è molto difficile, se non addirittura impossibile, il prevedere in sede di progetto l'efficacia di una data antenna, intesa nel senso della sua capacità a concentrare sotto un basso angolo l'energia irradiata. Considerando infatti il semplice caso del dipolo orizzontale, si sa che il suo diagramma verticale di radiazione è un cerchio se il dipolo stesso si trova nello spazio libero. Ma tale caratteristica si modifica radicalmente quando, come avviene in pratica, bisogna tener conto della presenza di superfici riflettenti (suolo o altro). Infatti il campo riflesso dal suolo interferisce col campo principale, con il risultato che in certe direzioni verticali il campo irradiato risulta rinforzato, in altre indebolito, a seconda che i due campi sovrappoventisi risultino in concordanza oppure in opposizione di fase.

Ne consegue che la radiazione nel piano verticale presenta, ad angoli diversi, dei massimi e dei minimi, variabili in funzione della distanza dell'antenna dal suolo (o dalla superficie riflettente). Esistono diagrammi che forniscono tali angoli di radiazione massima e minima in funzione dell'altezza dell'antenna, espressa in termini di lunghezze d'onda o di frazioni di questa. Interessa naturalmente di avere la massima radiazione in corrispondenza dell'angolo indicato come ottimo per quella certa frequenza, e con l'aiuto dei grafici suddetti si può abbastanza facilmente stabilire quale debba essere l'altezza dell'antenna più favorevole per conseguire il risultato desiderato. Permane però, salvo in casi particolarmente fortunati, una grande incertezza nello stabilire la posizione effettiva della superficie riflettente, posizione a partire dalla quale dovrebbe

essere computata l'altezza trovata. E, nel caso di antenne installate sopra edifici urbani, tale determinazione è addirittura impossibile: non resta che procedere per tentativi.

Le stesse considerazioni valgono anche per le antenne verticali che, sempre a causa dell'interferenza dei campi riflessi dal suolo, possono presentare un angolo di radiazione verticale molto più elevato di quello teorico.

Un tipo di antenna che ovvia ai suddetti inconvenienti, assicurando un basso angolo di radiazione indipendentemente dai fenomeni di riflessione e quindi della sua altezza sul suolo, è la cosiddetta « ground-plane ». A causa di tale caratteristica si può pertanto affermare che, almeno per le frequenze più elevate, è l'antenna ideale per il radiante cittadino. Essa è costituita da un radiatore verticale in quarto d'onda, alla cui base si apre una raggiera di elementi orizzontali (pure in quarto d'onda) che si trovano a potenziale di terra e che vengono a formare un piano di terra trasferito alla base effettiva dell'antenna, onde il termine inglese « ground-plane antenna » si può molto opportunamente tradurre con « antenna a terra riportata ». Il diagramma direttivo è, ovviamente, circolare.

Gli elementi radiali, in numero di quattro (di più sarebbero esuberanti, di meno insufficienti) costituiscono così una specie di schermo che separa il radiatore da quanto si trova al disotto, prevenendo l'interferenza distorcitrice sia della radiazione riflessa dal suolo che di quella ad alto angolo di radiazione originantesi nelle eventuali strutture metalliche di supporto e sulla linea di alimentazione.

Altre interessanti caratteristiche della « ground-plane » sono le seguenti:

a) essa può essere dimensionata in modo da presentare, alla frequenza di lavoro, un carico puramente resistivo ed uguale alla impedenza caratteristica  $Z_0$  della linea coassiale di alimentazione;

b) tutta la struttura metallica dell'antenna è permanentemente collegata a massa.

Per renderci conto di come avvenga quanto sopra, esaminiamo la costituzione di una

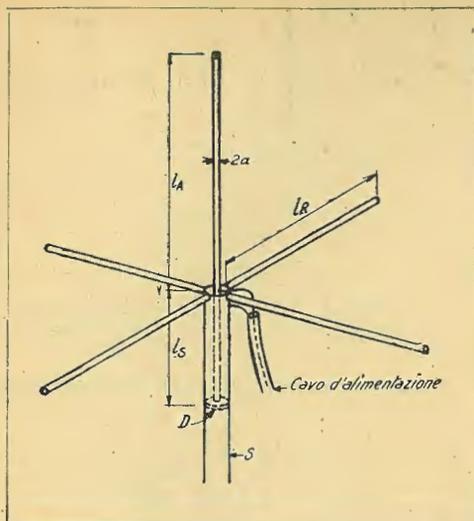


Fig. 1 - Costituzione dell'antenna "ground-plane"

«ground-plane» nella sua forma classica (fig. 1) ed il relativo circuito elettrico equivalente (fig. 2). La costituzione meccanica risulta chiaramente dalla figura. Si vede come il radiatore verticale, di lunghezza  $l_A$ , anziché arrestarsi alla base dell'antenna, continua per una certa lunghezza  $l_S$  nell'interno del tubo di supporto  $S$ , col quale poi è elettricamente collegato a mezzo di un disco metallico di corto circuito  $D$ . La sezione di lunghezza  $l_S$  costituisce un tratto di linea coassiale e serve per l'esatto adattamento dell'antenna all'impedenza  $Z_0$  del cavo di alimentazione, come ora vedremo.

Infatti, se per la frequenza di lavoro si taglia il radiatore verticale ad una lunghezza  $l_A$  leggermente inferiore ad un quarto d'onda, l'impedenza alla base del radiatore stesso non sarà più la semplice resistenza di radiazione  $R_A$ , ma presenterà anche una certa reattanza capacitiva  $-jX_A$  in serie con la  $R_A$ . D'altra parte la sezione di linea coassiale chiusa in corto circuito in  $D$  presenta, se  $l_S$  è inferiore ad un quarto d'onda, una reattanza induttiva  $+jX_S$  all'estremità aperta; e questa reattanza induttiva  $+jX_S$  si chiude sull'impedenza di base del radiatore, costituita, come si è visto, dalla resistenza di radiazione  $R_A$  e dalla reattanza capacitiva  $-jX_A$  connesse in serie; ne risulta il circuito equivalente di fig. 2, in cui la risultante dei due rami in parallelo assume il valore

$$R_A - jX_A \parallel jX_S = \frac{jX_S (R_A - jX_A)}{R_A + jX_S - jX_A}$$

Dimensionando opportunamente  $R_A$ ,  $X_A$  e  $X_S$  si può ottenere che alla frequenza di lavoro questa frazione sia uguale ad un numero

reale di valore pari alla impedenza caratteristica  $Z_0$  del cavo coassiale di alimentazione. In tal modo l'impedenza risultante alla base dello stilo, come vista dal cavo, si riduce a una pura resistenza ohmica di valore uguale a  $Z_0$ , cioè

$$\frac{jX_S (R_A - jX_A)}{R_A + jX_S - jX_A} = Z_0 \quad [1]$$

Con ciò si ottiene l'esatto adattamento dell'antenna all'impedenza del cavo. Se poi si osserva che la calza esterna del cavo coassiale è collegata al conduttore esterno del supporto di base, e che il conduttore interno del cavo è in definitiva collegato ancora a questo stesso supporto attraverso il disco  $D$ , si vede che tutta la struttura dell'antenna può essere connessa a terra mettendo a terra sia il palo tubolare di sostegno sia la calza esterna del cavo coassiale. Il che può essere interessante al fine della protezione dalle sovratensioni atmosferiche.

Tornando alla [1], deve essere sempre possibile di dimensionare  $R_A$ ,  $X_A$  e  $X_S$  in modo che l'antenna presenti l'esatta terminazione ohmica per linee coassiali di impedenza caratteristica compresa fra 30 e 100 ohm circa.

Per quanto riguarda i quattro elementi radiali, misure ed esperienze indicano che la loro lunghezza non è critica, purché  $l_R$ , misurata a partire dall'esterno del tubo di supporto, sia uguale a un quarto d'onda o un po' maggiore.

Data  $Z_0$  si potrà trovare, anche procedendo per tentativi, una terna di valori,  $R_A$ ,  $X_A$  e  $X_S$  che soddisfi la [1]; a tale scopo possono essere utili le seguenti formule approssimate:

a) La lunghezza  $l_A$  dello stilo, misurata a partire dall'estremità superiore del conduttore

esterno dell'elemento induttivo  $l_s$ , è data, in gradi elettrici, da

$$\theta_A = 73,16 + \frac{79,2}{\sqrt{Z_0}} \quad [2]$$

valida per  $Z_0$  compreso fra 25 e 130 ohm.

La lunghezza di un grado elettrico, essendo

$$\lambda_{\text{metri}} = \frac{3 \cdot 10^8}{f_{\text{MHz}}} \text{ è}$$

$$L = \frac{3 \cdot 10^2}{360 \cdot f_{\text{MHz}}} = \frac{0,833}{f_{\text{MHz}}} \text{ metri} = \frac{83,3}{f_{\text{MHz}}} \text{ cm}$$

quindi la lunghezza fisica dello stilo risulta:

$$l_A = L \cdot \theta_A = \frac{83,3}{f_{\text{MHz}}} \cdot \theta_A \text{ (cm)} \quad [3]$$

b) Quando la lunghezza dello stilo è di  $\theta_A$  gradi come sopra calcolati con la [2], ed i quattro radiali sono lunghi  $90^\circ$  elettrici (cioè

esattamente un quarto di  $\lambda$ ) la componente resistiva  $R_A$  dell'impedenza dell'antenna è data da

$$R_A = 0,00529 \theta_A^2 - 17,8 \text{ (ohm)} \quad [4]$$

c) In tali condizioni la reattanza (capacitiva) dell'antenna è data da:

$$X_A = 5 \theta_A - 445 \text{ (ohm)} \quad [5]$$

La reattanza dell'antenna può essere determinata, con maggiore precisione, mediante la seguente formula di valore più generale indicata da H. W. Hasenbeck:

$$\pm jX_A = Z_{0a} \tan \left[ (2\pi l_A/\lambda) + 1,5\pi + 0,01 \left\{ \sqrt{2,86 \log \lambda/a} - 4,6 + 3,4 \right\} \right] \quad [6]$$

che tiene conto anche del raggio « a » dello stilo. Gli altri termini sono:

$\pm jX_A$  = reattanza dell'antenna (che risulta capacitiva o induttiva secondo che  $l_A$  sia minore o maggiore di  $\lambda/4$ );

$Z_{0a}$  = impedenza caratteristica dell'antenna;

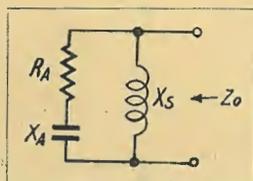


Fig. 2 - Circuito equivalente dell'antenna "ground-plane".

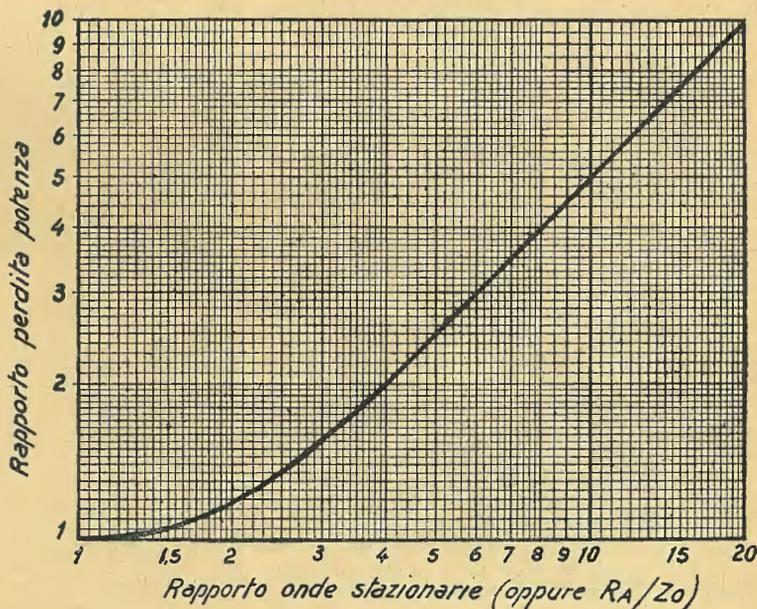


Fig. 3 - Aumento della perdita di potenza in linea (rispetto ad una linea con  $Z_0 = R_A$ ) in funzione del rapporto onde stazionarie ( $\rho$ ) del disadattamento  $R_A/Z_0$ .

$l_A$  = lunghezza dello stilo;  
 $\lambda$  = lunghezza d'onda di lavoro;  
 $Z_{0a} = 138,15 \log l_A/a - (60 + 69 \log 2 l_A/\lambda)$ .

Qualora si intenda reciprocamente impiegare la [6] per determinare  $l_A$  (supposto che sia assegnato  $X_A$ ) bisogna procedere per tentativi e successiva interpolazione, poiché anche l'impedenza caratteristica dell'antenna  $Z_{0a}$  è a sua volta funzione di  $l_A$ .

Oltre a tener conto del raggio « a » dello stilo, la [6] tiene conto anche dell'effetto di estremità mediante la correzione apportata dal termine sotto radice quadrata. Inoltre, l'introduzione del termine  $1,5 \lambda$  produce una rotazione di  $270^\circ$ , rendendo possibile di moltiplicare il termine  $Z_{0a}$  per la tangente indipendentemente dalla lunghezza dell'antenna, fino a  $\lambda/2$ .

d) Noti  $R_A$  e  $X_A$ , il valore della reattanza induttiva  $X_S$  richiesto per la risonanza è dato da:

$$X_S = \frac{(R_A^2 + X_A^2)}{X_A} \text{ (ohm)} \quad [7]$$

assumendo tutti i valori positivi.

e) L'impedenza caratteristica  $Z_{0s}$  dell'elemento  $l_s$  è data da:

$$Z_{0s} = 138,15 \log \frac{D}{d} \text{ (ohm)} \quad [8]$$

essendo:

$D$  = diametro interno del conduttore esterno;  
 $d$  = diam. esterno del cond. interno ( $= 2a$ ).

f) Determinati  $X_S$  e  $Z_{0s}$ , la lunghezza dell'elemento  $l_s$  è data, in gradi elettrici, da:

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{X_S}{Z_{0s}}$$

e la lunghezza fisica:

$$l_s = L \cdot \theta_s \quad [9]$$

## ESEMPIO

### DI REALIZZAZIONE PRATICA

Nel nostro caso particolare, si desiderava costruire una « ground-plane » per la banda radiantistica dei 10 metri, e si disponeva, per l'alimentazione, di un cavo coassiale di fabbricazione tedesca, isolato con perline ceramiche e con impedenza caratteristica  $Z = 45$  ohm (Cavo « Vacha » 767, con rivestimento esterno in Vipla colore bleu).

Data la bassa impedenza del cavo a nostra disposizione, e tenendo conto anche della circostanza che intendevamo montare la « ground-plane » alla sommità di un preesistente palo di legno, si è presa in considerazione la possibilità di semplificare la costruzione dell'antenna eliminando la sezione correttiva  $l_s$ .

Scelta come frequenza di lavoro  $f = 28,3$  MHz, si è stabilito di dimensionare l'antenna

in modo che essa, alla suddetta frequenza, presentasse impedenza puramente ohmica. Pertanto, facendo nella [5]  $X_A = 0$ ,

risulta  $\theta_A = \frac{445}{5} = 89^\circ$ . Essendo 1 grado elet-

trico pari a  $L = \frac{83,3}{28,3} = 2,94$  cm la lun-

ghezza dello stilo risulta  $l_A = 89^\circ \times 2,94 = 261,66$  cm.

La resistenza di radiazione si calcola con la [4]:

$$R_A = 0,00529 \theta_A^2 - 17,8 = 0,00529 \times 89^2 - 17,8 = 24 \text{ ohm}$$

I quattro elementi radiali di base risultano di lunghezza

$$l_R = L \times 90^\circ = 2,94 \times 90 = 264,6 \text{ cm}$$

Restano così fissate le caratteristiche essenziali dell'antenna. Verifichiamo ora se l'accoppiamento del cavo di  $Z_0 = 45$  ohm con una resistenza  $R_A = 24$  ohm sia effettuabile senza perdite eccessive.

E' noto che quando una linea di alimentazione di impedenza caratteristica  $Z_0$  si chiude su una resistenza ohmica  $R_A$  di valore uguale a  $Z_0$ , la linea non presenta onde stazionarie, e le perdite in linea sono le minime ed hanno un valore ben definito (e fornito dal costruttore del cavo) in funzione della frequenza e della lunghezza della linea.

Se  $R_A$  è diverso da  $Z_0$ , la linea diventa sede di onde stazionarie, ed il rapporto fra massimi e minimi di corrente (o di tensione) lungo la linea, che si chiama appunto « rapporto onde stazionarie », è precisamente uguale al rapporto  $Z_0/R_A$  oppure  $R_A/Z_0$  secondo che sia maggiore  $Z_0$  oppure  $R_A$ , comunque sempre col termine maggiore al numeratore.

Le perdite in linea crescono corrispondentemente, e sono tanto più grandi quanto maggiore è il disadattamento del carico, cioè quanto maggiore è il rapporto onde stazionarie. Riportiamo in Fig. 3 il noto diagramma che, in funzione del rapporto onde stazionarie (o  $Z_0/R_A$  che è lo stesso) ci dice quante volte è maggiore la perdita in linea rispetto alla perdita che si avrebbe con l'adattamento perfetto (cioè quando fosse  $Z_0 = R_A$ ).

Nel nostro caso, il cavo da noi impiegato presenta una perdita di circa 3 dB per 100 metri di lunghezza alla frequenza di 30 MHz.

La potenza da trasmettere all'antenna è di 50 watt, e la lunghezza occorrente di cavo è di 25 metri. La perdita della linea, se fosse terminata su una resistenza uguale all'impedenza caratteristica del cavo, sarebbe:

$$W = \frac{25}{100} \times 3 = 0,75 \text{ dB}$$

pari a 8 watt.

Il rendimento della linea di 45 ohm terminata su 45 ohm sarebbe quindi:

$$\eta_{45} = \frac{50 - 8}{50} = 84\%$$

Siccome invece la linea si chiude su 24 ohm, abbiamo un disadattamento e quindi un rapporto onde stazionarie di

$$\frac{45}{24} = 1,9 \sim 2$$

Per questo valore del rapporto onde stazionarie, il rapporto perdita di potenza fornito dal grafico è circa 1,2; quindi la perdita della linea chiusa su 24 ohm è  $8 \times 1,2 = 9,5$  watt, pari a 0,8 dB, ed il rendimento della linea di 45 ohm terminata su 24 ohm diventa:

$$\eta_{24} = \frac{50 - 9,5}{50} = 81\%$$

L'aumento della perdita rispetto alla linea perfettamente terminata è

$$0,80 - 0,75 = 0,05 \text{ dB}$$

assolutamente inapprezzabile in ricezione (è noto che si riesce ad apprezzare variazioni uguali o maggiori di 1 dB).

Resta quindi nel nostro caso perfettamente giustificata la semplificazione costruttiva consistente nell'eliminazione dell'elemento adattatore  $l_s$ .

A questo punto è però opportuno osservare che, anche se la  $Z$  del cavo fosse stata di 75 ohm anziché 45, si avrebbe avuto:

rapporto onde stazionarie =  $75/24 = 3,15$ ;  
 rapporto perdita di potenza in linea (dal grafico) = 1,65;  
 perdita in linea =  $8 \times 1,65 = 13$  watt pari a 1,3 dB.

L'aumento di perdita rispetto alla linea esattamente terminata sarebbe stato di

$$1,30 - 0,75 = 0,55 \text{ dB}$$

ancora inapprezzabile perchè inferiore a 1 dB.

In generale si può quindi affermare che, con linee coassiali di lunghezza fisica non eccessiva, di perdita propria ridotta e di impedenza caratteristica fino ad un centinaio di ohm, è lecito omettere l'elemento correttivo  $l_s$ , dimensionando gli altri elementi nel modo sopra indicato. Ad ogni modo, è sempre conveniente effettuare un calcolo di verifica delle perdite col procedimento illustrato.

## REALIZZAZIONE MECCANICA

La realizzazione meccanica dell'antenna così calcolata risulta dalle fig. 4 e 5.

Gli elementi radiali e lo stilo sono costituiti da bacchette tubolari di acciaio ramato, di provenienza «surplus» americano, molto leggere e resistenti; sono di sezione decrescente e terminano alle estremità con spezzoncini di filo di bronzo da 2 mm., che vengono tagliati con precisione alla lunghezza voluta.

Le quattro bacchette radiali sono fissate, a mezzo fascette tenute da viti, alla piastra di base dell'antenna, che è in lastra di alluminio da 3 mm, quadrata, di dimensioni  $230 \times 230$  mm. Sulla faccia superiore questa piastra porta, fis-

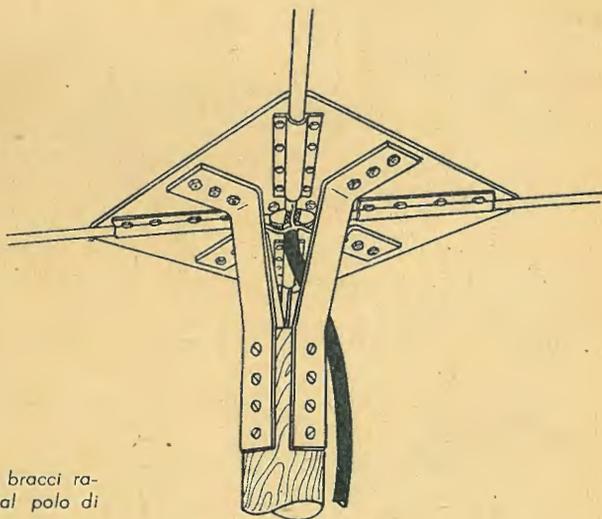


Fig. 4 - Sistema di fissaggio dei quattro bracci radiali alla piastra di base, e di questa al polo di legno di sostegno.

sato con viti, un isolatore in Pyrex a forma di bicchiere tronco-conico rovesciato, che funge da sostegno allo stilo verticale. Il cavo coassiale termina nell'interno del bicchiere, ed il suo conduttore centrale è connesso a mezzo di un capocorda ad un bullone di ottone che, passando attraverso il fondo del bicchiere di Pyrex, fissa lo stilo a quest'ultimo. Una guarnizione di gomma e la posizione stessa della estremità del cavo escludono ogni possibilità di infiltrazione di acqua piovana nel cavo coassiale. Alla calza esterna del cavo sono saldati quattro conduttori che vanno a saldarsi alle bacchette radiali.

Sulla faccia inferiore della piastra di base sono poi fissate 4 squadrette di alluminio da 3 mm che vengono avvitate, con viti a legno, al palo di supporto.

Il comportamento dell'antenna caricata elettricamente risulta abbastanza uniforme per circa 200 kHz in più e in meno della frequenza propria di risonanza. Aggiungiamo incidentalmente che l'accoppiamento del cavo a bassa impedenza al « tank » finale del trasmettitore presenta delle particolarità interessanti, e contiamo di ritornare su questo argomento, dato che esso merita una trattazione a parte.

Per quanto riguarda i risultati ottenuti, non ci è ancora possibile fornirne un quadro esauriente, dato che questa antenna è stata installata solo da poche settimane e per di più in un periodo di pessime condizioni di propagazione per i 10 metri. Disponendo anche di una efficiente antenna orizzontale (due semionde in fase) abbiamo disposto le cose in modo da rendere molto rapido il passaggio dall'una all'altra antenna, sia in trasmissione sia in ricezione. Contiamo così di effettuare numerose prove di confronto fra le due antenne durante i QSO, e ci ripromettiamo di trarne interessanti conclusioni.

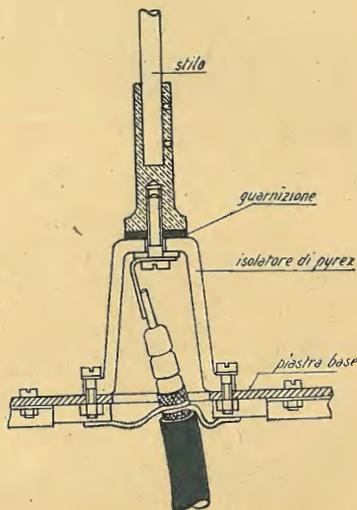


Fig. 5 - Particolare fissaggio stilo e cavo coassiale.

#### BIBLIOGRAFIA

- BROWN and EPSTEIN, *A U.H.F. Antenna of simple construction*. « Communications », July 1940.
- DILLON SMITH, *Ground-Plane Antennas*. « QST », Aug. 1945.
- J. T. MC WATERS, *Matching the Line to the Ground-Plane Antenna*. « QST », May 1947.
- H. W. HASENBECK, *Design Procedure for Ground-Plane Antennas*. « Electronics », Aug. 1943.

Per il calcolo delle costanti elettriche si veda anche:

- MORRISON and SMITH, *The Shunt-excited Antenna*. « Proc. I.R.E. », 25 June 1937 (pagina 693).
- KING and BLAKE, *The Self-impedance of a Symmetrical Antenna*. « Proc. I.R.E. », 30, 1942.

# TRASMETTITORE 40 W: MODIFICHE E PERFEZIONAMENTI PER MODULAZIONE DI FREQUENZA A BANDA STRETTA SUI 10 M.

Sergio Moróni

Class. Dec. R 355.41 (R 148.3)



Il trasmettitore progettato dal dott. Renato Pera, ed illustrato nei numeri 1 e 2, vol. II di T.E. si presta ad una modifica importante per gli effetti che può avere sui DX, e che rappresenta l'ultima novità nel campo dei trasmettitori diletantistici: la modulazione di frequenza a banda stretta sui 10 m. Questo speciale tipo di emissione è permesso dai regolamenti internazionali sulla banda dei dieci metri con potenze non superiori ai 50 W input e deviazione minore di 5 kHz.

Il vantaggio dell'adozione della modulazione di frequenza a banda stretta — detta negli U.S.A. Narrow-Band Frequency Modulation: N.B.F.M. — è soprattutto nella qualità dell'emissione, che anche con indici di modulazione bassi e con potenza ridotta permette DX spettacolosi non affetti da QRM.

L'obiezione che per la ricezione della N.B.F.M. sono necessari apparecchi speciali non conta in quanto anche i comuni ricevitori a modulazione d'ampiezza possono ricevere emissioni modulate in frequenza che abbiano una larghezza di banda non superiore a 9-10 kHz, cosa che si realizza perfettamente con le emissioni a N.B.F.M.

Ricevendo con una comune supereterodina la emissione modulata in frequenza a banda stretta occorre che il livello del segnale all'ingresso del primo circuito oscillatorio sia almeno di 2 microvolt superiore al livello minimo compatibile se il livello del disturbo raggiunge il massimo. In assenza di disturbo, o con questo ridotto al livello minimo, l'intensità di segnale può essere inferiore al livello normale richiesto per le emissioni modulate in ampiezza, fino al limite di 2,5 microvolt in meno.

Provvedendo la supereterodina di un circuito limitatore tra il primo e il secondo stadio, cioè tra il convertitore e il filtro a frequenza intermedia, la ricezione subisce un notevole miglioramento per l'eliminazione della parte di disturbi affetti da modulazione di ampiezza.

Nel caso di presenza sulla gamma di quel fenomeno noto come QRM musicale, contrassegnato da evanescenza rapidissima nelle emissioni, la modulazione di frequenza permette di « bucare » con chiarezza anche a distanze grandissime.

Bisogna anche notare che le comunicazioni via « long path » sono più facili con la modulazione in frequenza della portante anche quando

l'apertura di gamma è difficile per emittenti a modulazione d'ampiezza.

La realizzazione della modulazione di frequenza parte, come è noto, da una modulazione di fase nel circuito oscillatorio.

Premessa per una modulazione di fase esente da modulazione in ampiezza è l'impiego di un circuito a impedenza costante, costituito dalla serie: induttanza capacità resistenza, chiusa sull'estremo.

Il modulo dell'impedenza della rete è notoriamente:

$$|Z| = X_L \sqrt{\left[1 + \left(\frac{X_C}{R}\right)^2\right] / \left[1 + \left(\frac{X_C}{R}\right)^2 \left(\frac{X_L}{X_C} - 1\right)^2\right]}$$

e perchè l'impedenza sia costante e indipendente dal valore di R, occorre che sia:

$$(2) \quad \frac{X_L}{X_C} = 2 \quad |Z| = X_L$$

L'argomento della rete è ovviamente:

$$(3) \quad \varphi = \arctang \left[ \left[ \left(\frac{R}{X_C}\right)^2 - 1 \right] / \left[ \frac{1}{Q} \left[ \left(\frac{R}{X_C}\right)^2 + 1 \right] + 2 \frac{R}{X_C} \right] \right]$$

Si vede allora che ogni variazione di R si ripercuote nel circuito con una variazione dell'angolo di fase tra V ed I: è perciò necessario che R sia costituita da un elemento, la cui resistenza è funzione della corrente modulante a BF: cosa che evidentemente si realizza con un tubo elettronico in cui la corrente a BF moduli la griglia mantenuta a potenziale costante.

Nel circuito modulatore poi si inietta anche la tensione a RF in modo che sulla frequenza base della portante si incida la modulazione provocata dallo sfasamento variabile nella rete a impedenza costante.

## REALIZZAZIONE PRATICA

La presenza del VFO nel trasmettitore preso in esame facilita notevolmente la realizzazione del circuito di modulazione di fase in quanto esso può esser collegato alla separatrice aperiodica che segue immediatamente l'oscillatrice 6S17. Siccome però è necessario anche un certo

accoppiamento capacitivo interno tra il tubo separatore e quello modulatore si è ricorso ad un tubo multiplo: il triodo pentodo 6P7, modificando lievemente il circuito della separatrice e collegandovi la rete ad impedenza costante, realizzata sulla serie: induttanza - condensatore - fisso - sezione triodo del tubo.

L'induttanza è una comune bobina per gli 80 m, che costituisce con un variabile da 50 pF il circuito oscillatorio in cui avviene la modulazione di frequenza, conseguente alle variazioni della fase tra tensione e corrente nella rete.

Per il condensatore occorre realizzare la capacità di 115 pF, ciò che si può ottenere con adatti collegamenti in parallelo di condensatori dei comuni valori commerciali.

Il triodo presenta una resistenza variabile in funzione della corrente di griglia intorno a 16.000 ohm per polarizzazione negativa della griglia a -3 V.

La modulazione a BF è iniettata sulla griglia attraverso una rete integratrice e una resistenza piuttosto elevata.

Tra induttanza e condensatore della rete a impedenza costante si inietta la RF della portante non modulata.

Nel disegno complessivo bisogna apportare alcune varianti: all'uscita dell'oscillatrice si collega un commutatore a tre vie e due posizioni: Mda e MdF.

Ai primi due terminali si collega il circuito

della 6AG7, mentre il terzo terminale collega la uscita del modulatore a BF al PA.

Nella posizione MdF si inserisce il circuito della 6P7 con i primi due terminali e si collega il modulatore a BF all'ingresso della sezione triodo della 6P7.

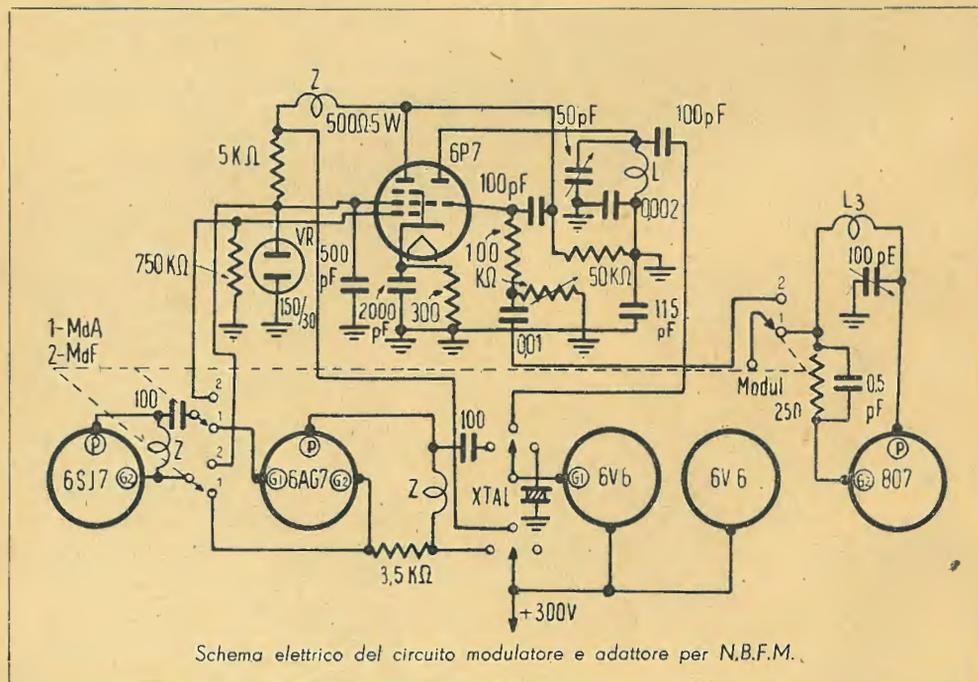
Tutti gli altri elementi del trasmettitore restano invariati: si tenga presente però che inserendo la MdF bisogna lavorare esclusivamente sui 10 m e perciò bisogna provvedere alle commutazioni previste dal circuito.

La deviazione necessaria per una MdF con larghezza di banda di  $6 \div 9$  kHz sui 10 m è di soli 3' 14" nell'intorno dei  $65^\circ 46'$  di sfasamento imposto dalla rete, perciò con i valori indicati occorre che la variazione di resistenza interna del tubo oscilli tra 15.900 e 16.000 ohm, ciò che si ottiene con variazioni della corrente di griglia tra 150 e 300  $\mu$ A.

L'accordo del circuito modulatore si raggiunge perciò regolando il valore della resistenza in derivazione sulla massa in modo che la corrente modulante che raggiunge la griglia oscilli tra i suddetti valori.

Particolarità costruttive: L induttanza del circuito oscillatorio è costituita da 16 spire di filo smaltato da 0,6 mm avvolte con diametro di 40 mm su un supporto isolante di 100 mm di lunghezza.

L'impedenza anodica della sezione pentodo ha un valore di 500 ohm e dissipazione di 5 W.



**Caro direttore,**

ho letto sul n. 3 di T.E del settembre scorso, l'indirizzo agli OM italiani di il RM, circa il modo di effettuare i DX in fonica e, mentre concordo pienamente con l'amico RM sulle varie questioni da lui trattate, ritengo utile aggiungere qualche considerazione, circa il tenore dei QSO degli OM italiani. L'argomento mi sembra importante, in questo periodo di ripresa dell'attività radiantistica, in cui spesso si accendono discordie tra i cosiddetti « puri », come li chiama RM, ed i « non ortodossi », come possiamo chiamare provvisoriamente gli altri.

## LETTERE

## AL DIRETTORE

Occorre anzitutto stabilire quale deve, e può, essere il contenuto e lo scopo di tali collegamenti, secondo le norme e le consuetudini vigenti.

Effettivamente, stando a quanto è scritto nei foglietti di permesso provvisorio, concessi dal Ministero delle Telecomunicazioni, l'argomento dei QSO dovrebbe essere esclusivamente tecnico; non si dovrebbe cioè parlare di nient'altro che non sia il QRK, la modulazione, la corrente anodica e l'antenna. Quindi avrebbero ragione i « puri ».

Non bisogna però dimenticare che, mentre tale limitazione era spiegabile e logica in un permesso provvisorio, della durata di un mese soltanto e concesso col preciso scopo di permettere la messa a punto degli apparati, in attesa delle sospirate licenze (e fu volutamente introdotta dai nostri rappresentanti, che andarono a perorare la nostra causa presso il Ministero, per dimostrare che noi ci contentavamo, per cominciare, del minimo indispensabile) tale limitazione, dicevo, non appare più molto logica adesso, che i permessi, sebbene non definitivi, sono però di validità illimitata, fino al rilascio delle regolari licenze e di esse tengono provvisoriamente il posto.

Le licenze, quando saranno rilasciate, si ispireranno certamente, come tutto il resto della regolamentazione ed organizzazione radiantistica, al modello americano, sia per ragioni di uniformità internazionale, sia perchè l'organizzazione americana, in tal campo, è la più antica e collaudata dall'esperienza; in ciò sono tutti concordi. Ora il regolamento americano non restringe affatto il contenuto dei QSO ai puri argomenti tecnici, concernenti le condizioni in cui il collegamento si effettua, ma anzi considera la possibilità di trasmettere e ritrasmettere dei messaggi, inoltrandoli per tramite di più stazioni collegate a catena. Tali messaggi possono essere di indole qualunque, purchè, naturalmente, non offensiva per la morale o per le persone, politica, commerciale ecc ed a condizione che tale servizio non sia oggetto di speculazione in nessun caso, chè altrimenti andrebbe soggetto a tasse ben diverse.

Il nome di ARRL, American Radio Relay League, (letteralmente: Lega delle stazioni di collegamento, o ripetitrici, americane) deriva appunto dal fatto che originariamente, quando i radianti americani lavoravano con onde relativamente lunghe e potenze modeste, non era possibile corrispondere da un qualsiasi punto del vasto continente americano con un altro, senza l'intermediario di qualche stazione ripetitrice (relè). Perciò sorse la lega dei relè e perciò esiste nel codice Q la voce QSP, che significa proprio: « Potete ritrasmettere gratuitamente il presente messaggio, a ...? ».

È poi notorio che, oggi, una gran parte, forse la maggioranza, dei radianti americani, non hanno affatto costruito da sé il ricevitore o il trasmettitore, ma lo hanno acquistato pari pari dal commercio, se lo son portato a casa, hanno installato l'antenna, o hanno forse acquistato anche quella, magari una « rotary beam », e sono usciti in aria, senza neanche conoscere i dettagli più minuti del loro apparato.

D'altro canto è anche chiaro che, se i QSO dovessero ridursi praticamente a delle prove di potenza o di modulazione, una volta

messo bene a posto il TX ed avuti dei buoni controlli, bisognerebbe disfare tutto e ricominciare da capo, con altre valvole, o con altra antenna. Tenendo poi conto del fatto che, teoricamente, secondo il regolamento, non bisognerebbe uscire in aria, se non quando si è sicuri che la propria stazione è a posto e che tutte le prove di modulazione, stabilità di frequenza, presenza di armoniche, ecc. andrebbero fatte su antenna artificiale, per non disturbare gli altri, se ne deduce che ogni TX dovrebbe avere una vita utile di non oltre qualche mese. Non è precisamente questo, oggi, lo scopo del radiantismo.

C'è, è vero, la faccenda dei DX e lo studio delle condizioni di propagazione. L'utilità delle osservazioni sulla propagazione oggi però sussiste in parte e soltanto per le onde ultra corte e le microonde. In tale campo, effettivamente, i radianti potrebbero ancora, a mio avviso, portare degli utili contributi tecnici. Sulle onde più lunghe, invece, tale studio ha perso ormai di importanza, da quando poderose organizzazioni scientifiche internazionali sondano sistematicamente la ionosfera, compilano statistiche, diagrammi, ecc. in base ai quali è possibile, senza alcuna incertezza, stabilire qual'è l'onda più opportuna per comunicare tra due punti qualsiasi, in una determinata ora e stagione. Su tali onde, lo studio dei dilettanti dovrebbe rivolgersi prevalentemente all'indagine delle caratteristiche di radiazione e di direttività dei vari tipi di aereo e ciò sarebbe molto desiderabile, sia perchè un'antenna, bene ideata, può fare spesso risparmiare fior di kW, sia perchè in Italia, mentre le persone che sanno mettere le mani dentro un circuito si contano ormai a migliaia, quelle capaci di ragionare sulle antenne si contano a decine e spesso si sentono i radianti parlare dell'antenna, come si trattasse di un animaletto, che fa i capricci. A questo riguardo, per quanto esuli dall'argomento proposto, mi pare utile segnalare una importante applicazione a scopo di studio delle onde ultra corte, molto spesso trascurate da noi, perchè non servono ai DX.

Le onde di 1 ÷ 2 metri permettono brillanti esperienze su modelli di antenne direttive, costruite in scala ridotta con pochissima spesa. Siccome, ceteris paribus, le dimensioni dei radiatori, dei direttori, ecc. e la loro spaziatura sono direttamente proporzionali alla lunghezza d'onda, è facile, lavorando comodamente su un modellino, ricavare le dimensioni ottime per ottenere la caratteristica di direttività voluta. Si può, per es. verificare l'effetto dell'aggiunta di un ulteriore direttore ad una « rotary beam » e giudicare se vale la pena o meno di aggiungerlo, nell'antenna grande.

Per ricavare i diagrammi di radiazione, con tali modelli, non occorre l'aiuto di un corrispondente lontano, ma basta un rivelatore di campo (ricevitore a galena, con strumentino, o simili) posto alla distanza di una decina di lunghezze d'onda soltanto. Si può verificare immediatamente l'effetto dei vari aggiustamenti e riprodurre poi, senza incertezze, il modello nella scala geometrica appropriata, per i 28 o 14 MHz.

Per quanto riguarda i collegamenti veri e propri con O.U.C., sarebbe desiderabile, anche da parte delle autorità tecniche, che una fitta rete di radianti, in collaborazione anche con posti mobili, investigasse tutte le possibilità di collegamento tra le varie zone dell'Italia e attraverso i valichi montani e precorresse così quella che sarà, tra non molti anni, la rete dei ponti radio che certamente si sovrapporrà alla rete telefonica nazionale.

La rete dei radianti potrebbe fornire utili dati statistici e collaborare durante la fase di impianto dei ponti professionali. Allo scopo, i radianti più in vista dovrebbero cercare di attrezzarsi in modo da potere ricevere e trasmettere contemporaneamente su O.U.C. onde funzionare da stazione relè. Inutile dire che una simile rete di collegamenti, sicuri ed esenti da QRM, costituirebbe una preziosa riserva, da mobilitare nell'interesse del Paese, in casi di

emergenza o di avvenimenti eccezionali, come è previsto dal regolamento americano.

Pensa un po', caro direttore, all'utilità che una simile organizzazione avrebbe avuto subito dopo la fine della guerra, per trasmettere le notizie dei prigionieri! Io ho un po' il dente avvefennato al riguardo; immagina la mia rabbia, quando, uscito dal campo di concentramento, in Germania, dopo la fine della guerra, avendo trovato alcuni trasmettitori tedeschi, riparabili, mentre mi sforzavo di rimetterne in funzione uno, per cercare di far giungere in Italia almeno un elenco dei nostri nomi, ne fui impedito dal proclama delle autorità russe di occupazione, che minacciavano la fucilazione immediata per chiunque fosse trovato in possesso di un apparato radio «ricevente». Ciò non mi impedì naturalmente, come ricordano i miei compagni di Strausberg e di Bukow, che facevano la guardia per evitare sorprese da parte dei russi, di mettere su un trabiccolo di ricevitore, col quale riuscimmo a sentire, con le lagrime agli occhi, la prime notizie dall'Italia e, dopo qualche mese, la voce dei primi OM che, ironia del destino, facevano chiamata generale! E la mia famiglia, nel secolo della radio, apprese che io era vivo soltanto quando, sette mesi più tardi, bussai di notte alla porta di casa!

Per quanto riguarda i DX veri e propri, sui 20 e sui 10 metri, l'utilizzazione più bella, riservata oggi ai radianti, a mio avviso, è quella di farne strumento, oltre che di progresso tecnico, anche di fraternità universale, per concorrere alla lenta formazione di un mondo migliore. Un ingegnere americano, venuto in Italia per il Congresso Marconiano, si rammarcava, durante una gita a Tivoli, per le rovine che incontravamo lungo la via. Gli feci notare, che erano opera dei suoi compatrioti; al che l'americano prontamente rispose: — Se al mondo ci fossero soltanto cultori della radio, saremmo tutti amici e le guerre non si farebbero più!

Davanti al nostro tavolo di « lavoro » ci si sente veramente cittadini del mondo e, per quanto abituati al miracolo, è pur sempre commovente sentirsi rispondere, da un'isoletta del Pacifico, dal Sud Africa o dalle regioni polari, da un'altro individuo, acceso dalla stessa passione, come noi seduto davanti ad un tavolo cosparsi di inanimate bagattelle, vivificate dal genio, e sentirsi chiamare per nome, come è ormai divenuto d'uso tra i radianti. A questo sconosciuto, dopo lo scambio delle aride notizie tecniche, bisognerebbe sforzarsi di comunicare un pochino della nostra anima, della nostra mentalità, delle nostre abitudini e, in questo triste periodo di dopoguerra, sforzarsi, anche col tono sereno della voce, (non parlando come imbonitori da fiera) di suscitare l'impressione che in Italia, pur nella miseria, è rimasta ancora un po' di signorilità e soprattutto il senso della latinità, della misura. Quando il corrispondente ci riceve R5, S9, è bene evitare il malvezzo di ripetere due volte le parole o le frasi, prolungando fastidiosamente il QSO, che magari, poco dopo, dovrà poi essere interrotto, per sopravvenuto QRM.

Cercare di tenere occupato l'etere il meno possibile, e sempre utilmente, è norma di cortesia; se tutti vi si attenessero, le bande sarebbero molto meno congestionate. Cercando di fare, per quanto possibile i QSO isoonda, oltre a sfruttare meglio la banda, ci si mette meglio al riparo dal QRM, perchè, tenendo continuamente impegnato uno stesso canale, un altro OM che esplori la gamma prima di uscire in aria, come è suo dovere, si accorgerà che il canale è occupato. Non essere prolissi, parlando di cose che all'altro non possono interessare; durante le chiamate, non lasciarsi trascinare dalla forza dell'abitudine, a pronunciare in fretta, ed in modo spesso incomprensibile, il proprio nominativo facendolo poi seguire da una interminabile, quanto inutile, serie di CQ.

Ed oggi, che tanti nostri fratelli lasciano dolorosamente l'Italia per cercare lavoro altrove, non ci adombriamo se qualcuno di essi, appoggiandosi a qualche OM compiacente, riuscirà a risentire

la voce dei suoi bambini. Favorendo tali contatti, siamo sicuri di non far male a nessuno, nemmeno alle compagnie che gestiscono i servizi commerciali, sempre sovraccarichi e con tariffe certo non accessibili al modesto lavoratore emigrato. Non si scandalizzano quindi i « puri », se qualche OM chiede notizie personali o se porta una YL o un bambino al microfono, per farne sentire la voce a parenti lontani. Se no, a che servirebbe, infine, la radio?

Un commovente esempio di fraternità tra OM è stato offerto, nei giorni scorsi, dagli Argentini, che, recatisi numerosi ad accogliere l'amico IRE allo sbarco, gli hanno permesso, dopo due ore soltanto, di mandare un saluto ai vecchi amici, rimasti a Milano.

Facendo i tecnici, non bisogna dimenticare di essere uomini (possibilmente anche galantuomini) e non solo aridi cervelli. Sono le macchine, che debbono servire a noi, e non noi che dobbiamo diventare i servi delle macchine, mettendo tutte le nostre cure, a che esse funzionino impeccabilmente e trascurando magari spesso la nostra stessa salute.

Nei QSO nazionali, occorre evitare nel modo più assoluto l'uso dei dialetti e di quelle frasi convenzionali, cui taluni ricorrono, troppo ingenuamente, per indicare quanto costa una valvola.

I sotterfugi discreditano gli OM; è più dignitoso parlare apertamente, possibilmente in buon italiano, e con calma. Anche nei QSO tra connazionali, lo scopo principale, dopo l'interesse tecnico, dovrebbe essere quello di una migliore conoscenza reciproca e di una maggiore intesa tra gli Italiani delle varie regioni; ce n'è tanto bisogno!

Ma, sopra tutto, vorrei ancora raccomandare il senso dell'opportunità e della misura, anche per quanto riguarda il tempo che si dedica alla radio, e ciò anche per scongiurare il pericolo (mi rivolgo agli OM sposati) che sorga in Italia un nuovo comitato: quello delle mogli dissidenti!

Tanti 73.

il DC  
ing. DANTE CURCIO

---

La direzione di T.E. non può che far suoi i suggerimenti di il DC, che mostrano con tanta chiarezza, e con tanta umana comprensione, quale sia la vera, nobile missione del radiante. È certo soprattutto che solo un maggiore e più diretto scambio di informazioni « sincere » fra gli individui delle più varie nazionalità, potrà contribuire ad una sistemazione, più stabile e meno dolorosa delle gravi questioni che travagliano tutti i Paesi.

# L'industria radio nel mondo

corrispondenze particolari per T. E.



## Radiolympia 1947

Class. Dec. R 065

CORRISPONDENZA  
DALL'ESPOSIZIONE  
DELLA RADIO BRITANNICA  
DI A. TESCARI

Per chi arrivi a Londra con lo scopo di visitare Radiolympia e sia un attento osservatore, un primo interessante elemento si offre ancora lontano dalla città nelle ondulate campagne del Surrey, per esempio. Sono numerose le case, le case medie e piccole della borghesia britannica, sui cui tetti sono state installate le antenne per la televisione: quella prima impressione è avvallata in seguito osservando molte sale di dimostrazione in città.

Entro un raggio di 40 miglia e spesso fino a 60 miglia il servizio di televisione è assicurato dal trasmettitore della B.B.C., della potenza di 17 Kw., situato all'Alexandra Palace. La televisione industrializzata, miniaturizzata, messa alla portata di quasi tutte le borse e resa interessante ad una larga schiera di cultori per mezzo di ottime, frequenti e regolari trasmissioni, è la novità di quest'anno di Radiolympia.

Questa mostra, la prima dopo la chiusura delle ostilità, voluta e organizzata dal Radio Industry Council, pur tra le immani difficoltà in cui si dibatte la Gran Bretagna in questo dopoguerra, rappresenta, senza alcun dubbio, un grande successo. Dopo questa pausa quasi decennale, a differenza di quanto avveniva prima, il concetto informatore della mostra è stato notevolmente ampliato: nell'edizione di quest'anno essa ospita infatti, oltre ai ricevitori per Broadcasting e televisione e ad una ricca esposizione di parti staccate tutto ciò che noi chiamiamo radio-professionale e che si può dividere in: elettronica, elettronica industriale, comunicazioni e assistenza alla navigazione, accessori. Una descrizione esauriente ed accurata dell'intera esposizione è veramente un compito molto arduo. Daremo un breve resoconto limitato alle cose che più hanno colpito.

## TELEVISIONE

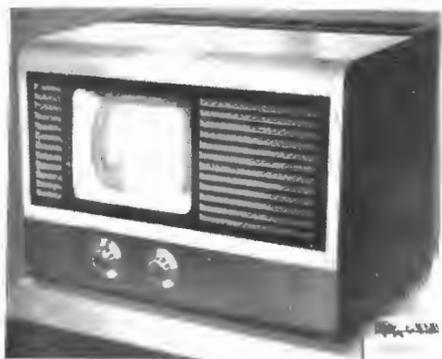
Questa branca dell'esposizione era stata organizzata nel modo seguente.

La B.B.C. aveva attrezzato un ampio studio dal quale trasmetteva i programmi regolari. Una grande passeggiata sospesa permetteva ai visitatori di vedere, oltre agli impianti, gli attori, i registi, gli operatori e tutto il complesso gioco della ripresa di uno spettacolo. Il programma veniva inviato a mezzo ponteradio su microonde all'Alexandra Palace che lo diffondeva.

Ventiquattro case costruttrici avevano installato in funzione i loro ricevitori nella « Television Avenue », sorta di passeggiata semi oscurata in cui, con opportuni dispositivi per non influenzarsi a vicenda dal punto di vista acustico e luminoso, erano disposti una sessantina di differenti tipi di ricevitori televisivi.

Diffondersi a descrivere le caratteristiche elettriche, ottiche, meccaniche di ciascuno di essi è evidentemente impossibile: sarà interessante invece dedurre delle considerazioni generali che forniscano una valutazione media dell'indirizzo costruttivo dell'industria inglese della televisione.

Tutti gli apparecchi impiegano tubi a raggi catodici di diametri compresi tra 9 e 15 pollici, e, più frequentemente 9 pollici, tutti indistintamente con deflessione elettromagnetica. Le tensioni di alimentazione di questi tubi sono considerevolmente alte, generalmente intorno ai 6 Kv ottenute spesso per elevazione e raddrizzamento della rete, altre volte delle ten-



Ricevitore televisivo da tavolo Ferranti T 1146



Ricevitore televisivo Cossor Modello 901

sioni di punta ricavata dal ritorno di traccia o da oscillatori a frequenze medie.

Un grande studio viene fatto da tutti i costruttori per diminuire il numero dei comandi. In genere da 2 a 4 comandi al massimo sono ammessi all'uso continuo dell'utente. Mentre da 4 a 2 comandi sono confinati altrove nel mobile lateralmente o posteriormente. Una metà circa degli apparecchi è prevista per solo servizio televisivo, con relativo accompagnamento sonoro, un'altra metà contiene un ricevitore normale a onde medie e corte. Molti costruttori hanno impiegato per una buona parte valvole in miniatura e ciò, dato l'elevato numero di tubi, ha consentito una notevole riduzione

di spazio e quindi di costo.

È interessante osservare con attenzione i prezzi. Essi variano da 40 sterline circa a 100 sterline con qualche rara eccezione per tipi di lusso a 150 sterline. Dato che ricevitori normali hanno prezzi variabili da 30 a 60 sterline, appare evidente che questi prezzi non sono molto alti. Dal punto di vista estetico non si può negare che questi ricevitori di televisione lascino molto perplessi. L'aggiunta di un altro organo — lo schermo televisivo — complemento alla membrana dell'altoparlante — che per necessità intrinseca deve venir messo in evidenza, viene ancora ad esasperare il problema dell'aspetto estetico

del mobile radio in genere, problema assolutamente non risolto e spesso nemmeno proposto. Purtroppo si osserva che, invece di ricorrere ad elementi puramente funzionali, si intorbida ulteriormente il risultato con il falso scopo di elementi decorativi usati ed abusati: le eccezioni assai lodevoli sono rare.

Tralasciamo questo argomento appena accennato ma che ha la più grande importanza perchè in definitiva questi apparecchi devono entrare nelle nostre case ed occuparvi un posto anche proprio nel senso materiale della parola e con maggior ingombro e maggior costo del solito apparecchio radio.

Viene fatto di domandarsi,

*Visione panoramica di una delle sale dell'esposizione di Radiolympia*





Oscillografo in miniatura G.E.C.  
«Miniscope»

Ricevitore televisivo tipo Cossor. Esecuzione in plexiglas per mostrare l'interno



Radar Marconi per Marina "Radiolocator"

Ricevitore televisivo R. G. D.



Visione di uno studio televisivo della B.B.C. durante uno ripreso



dato l'interesse dimostrato da intere famiglie intente a osservare i diversi apparecchi informandosi delle caratteristiche e dei prezzi, se la televisione sia entrata nella pratica corrente o stia per entrarvi.

E' difficile dare una risposta. Da elementi avuti in un'intervista fatta al Press Officer dell'esposizione Mr. Andrew Reid, pare che circa 25.000 televisori siano attualmente in funzione nelle case di Londra e suburbi.

Il numero delle aziende interessate è elevato e così pure il numero degli addetti in ogni singola azienda ma vi sono difficoltà notevoli specie in alcuni settori industriali; per esempio pare che uno degli articoli di più difficile produzione, per mancanza di mano d'opera del vetro, siano i tubi a raggi catodici.

Le possibilità economiche sul mercato interno sussistono: è noto il margine che ogni inglese medio ha oggi tra i suoi guadagni e le sue spese concesse. Ne risulta un

eccedenza di denaro che potrebbe essere convogliato alla televisione.

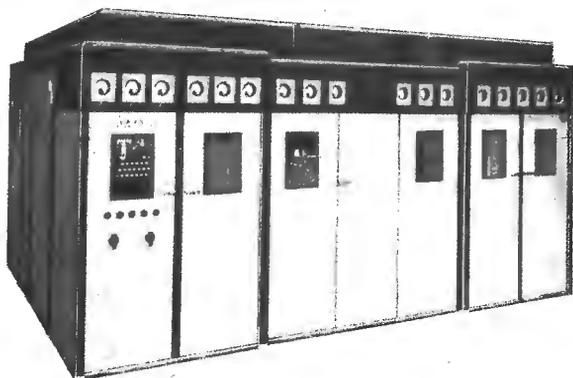
Come già detto, la B.B.C. ha curato con molta attenzione i programmi regolari di televisione approfondendo mezzi veramente eccezionali. Dato che questi programmi per gran parte sono dedicati a incontri sportivi e data la particolare passione che in questo genere di distrazioni ha il popolo britannico, sussistono tutte le premesse per un successo vicino e completo.

Abbandonando i ricevitori di televisione disposti tanto nella Television Avenue, quanto nel grande Hall centrale nei vari stands delle varie ditte, altre notevoli cose si incontrano nella sezione così detta elettronica, sempre nel campo della televisione.

La EMI, « Electrical and Musical industries Ltd », espone in funzionamento un intero impianto di trasmissione televisiva del film collegato direttamente con alcuni ricevitori.



*Sala di regia televisiva  
all'Alexandra Palace.*



*Trasmittitore Marconi da 20 Kw a onde  
medie - raffreddamento completo in aria.*

Questo impianto, che dà risultati assai convincenti, consta di un paio di racks del tipo telefonico completamente blindato con una esecuzione assai ben studiata e delle finiture perfette.

Quest' apparecchio impiega il noto Emitron, tubo di ripresa ad alta sensibilità, di minime dimensioni, studiato espressamente dalla EMI. Un modello perfetto riproduce uno dei tanti autocarri studiato per la B.B.C. per trasmettere la ripresa « on the spot » e il collegamento con Alexandra Palace. Inoltre interessanti strumenti per il servizio di riparazione e controllo dei ricevitori televisivi. Numerose case espongono aeree per la ricezione di televisione e una serie di vari tipi che vanno da un prezzo di pochi scellini a qualche sterlina.

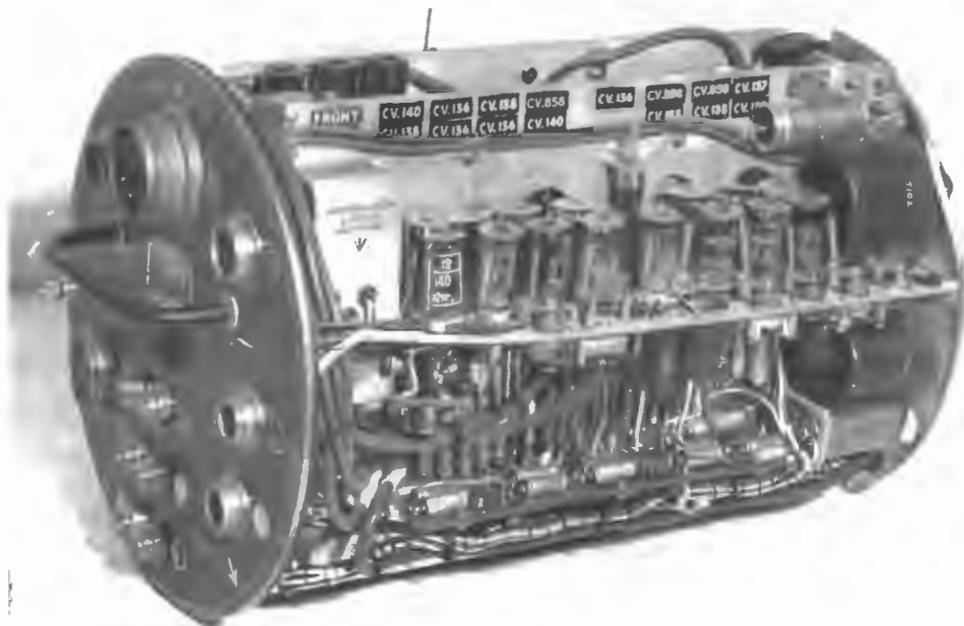
La G. E. inglese espone un modellino di torre e fabbricati che verranno adottati nel collegamento a microonde tra Londra e Birmingham per poter diffondere a Birmingham e nelle zone circostanti, dense di popolazione, il programma di televisione da Londra. Tale ponte, studiato in collaborazione con il General Post Office, lavora su 1000 Mc e impiega quattro ripetitori per coprire una distanza di circa 100 miglia. Si noti che il senso di collegamento è reversibile.

#### ELETRONICA E APPLICAZIONI ALL'INDUSTRIA

Un bell'opuscolo della « Mullard Wireless » intitolato « Electronics at Work » presenta le possibilità dell'elettronica applicata all'industria confrontando i nuovi

sistemi con i vecchi ed elencandone chiaramente i vantaggi in circa 30 differenti processi. In questo particolare settore Radiolympia ci insegna una cosa sulla quale conviene molto meditare e soprattutto in Italia dove molta grande industria ancora è restia ad introdurre nuovi sistemi di fabbricazione o di controllo e spesso non arriva neanche a farli prendere nei dovuto conto dai laboratori di ricerche. Radiolympia dimostra che non solo negli U.S.A. ma anche in Europa l'elettronica deve entrare nell'industria e può avervi un posto rilevante. Lasciando pure da parte i Riscaldatori Elettronici a induzione e a perdite dielettriche presentati dalle principali case ed estesi a molte applicazioni, elenchiamo di sfuggita alcuni interessanti prodotti notati.

Apparecchio miniaturizzato per l'assistenza alla navigazione EMI (Rebecca tipo IV)

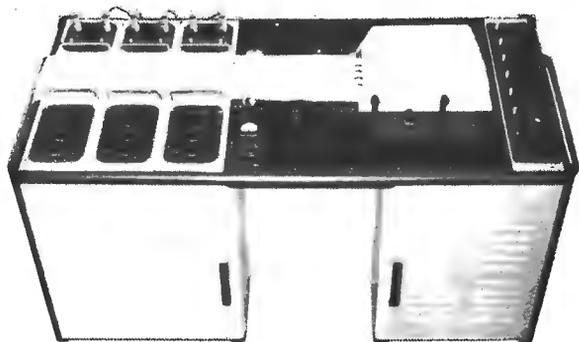




Radiogonometro Marconi Adcock  
a rilievo oscillografico.



Ricevitore per auto EKCO tipo CR32 a anode pre-  
disposte.



Elettrocentalografato a 6 canali della  
Edison Swan Electric Co. Ltd.

Anzitutto nel campo dei tubi elettronici la Mullard espone la serie completa Silica. Come si comprende dal nome, l'involucro di questi tubi è costituito di vetro al silicio ad alto punto di fusione — circa 1800°C — quindi essi possono essere impiegati in funzionamento normale senza raffreddamento ad acqua o ad aria forzata.

Con gli anodi funzionanti a 950°C a piena dissipazione e una preventiva ricopertura di zirconio su di essi, si ottiene, data la temperatura a cui questo metallo assorbe i gas, che è pari a 780° C, una continua azione di getter.

In tal modo è possibile usare filamenti di tungsteno toriato e quindi bassa potenza dissipata nel filamento, bassa tensione anodica ed una

Il costo per consumo orario è inoltre assai basso. Oltre a una notevole garanzia questi tubi possono essere riparati con il 60% della spesa iniziale e non vi è limite pratico al numero di volte in cui possono essere riparati.

La casa « Edison Swan Electric Co. Ltd. » oltre alle valvole miniatura Mazda, ai tubi per televisione e industria e fotocelle espone una serie di apparecchi per applicazioni elettromedicali. Un encefalografo a scrittura diretta a 6 canali, un analizzatore di onde automatico a bassa frequenza per l'interpretazione dei risultati ottenuti con l'encefalografo, uno stimolatore elettronico ed altro.

Regolatori automatici o manuali della velocità di motori e Thyatron, convertitori elettronici, Relais fotoelettrici, Timer elettronici, saldatrici a ignitron e un modello di forno elettronico sono esposti dalla « British Thomson Houston ».

La G.E.C. presenta una serie di strumenti tra cui un misuratore di spessore di strato, un rivelatore di discontinuità nei metalli, un pH metro a lettura diretta, un fotometro universale fotoelettrico, un misuratore del contenuto di umidità del legno.

Molto interessante è un oscillografo a Raggi Catodici in miniatura in vendita al prezzo di 21 sterline, Stroboscopi di tutti i tipi erano presentati da molte case. Murphy Radio Ltd. espone un interessante macchina elettronica per saldare le materie plastiche.

In una speciale sezione « Electrons at Work and Play » si potevano osservare interessanti applicazioni degli uti-

Ricevitore per auto EKCO tipo CR32 a onde predisposte.



minore impedenza anodica. Inoltre le caratteristiche meccaniche dei tubi di silice permettono di sottoporli a enormi sbalzi termici. Si pensi che un tubo Silica al calore bianco può essere immerso senza conseguenze in acqua fredda: notevoli variazioni di carico sono ammesse e ciò è particolarmente indicato nel raffreddamento elettronico.

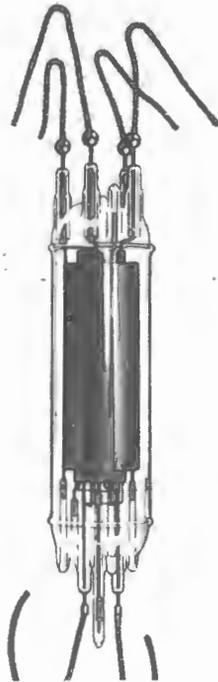


*Installazione di ricevitore radiomobile H M V a onde predisposte.*

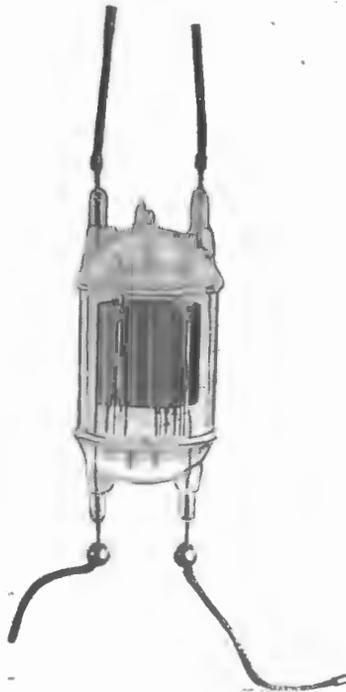


*Condensatori trasmettenti T. C. C. Micadisch combinabili. La combinazione ha le seguenti caratteristiche: capacità 750 pF - tensione lavoro 2000 V - corrente 120 A - potenza 240. KVA*

*Tubi trasmittenti Mullard  
Wireless serie silicea: dis-  
sipazione anodica da  
250 W a 3500 W.*



*Tubi trasmittenti Mullard  
Wireless serie silicea: dis-  
sipazione anodica da  
250 W a 3500 W.*



trasuoni, della luce infrarossa, dell'effetto Doppler, delle microonde, delle vibrazioni.

Molto interessante e piena di possibilità future di sviluppo è una ferrovia elettrica in miniatura presentata dalla Mullard per dimostrare le applicazioni delle cellule fotoelettriche: al comando di scambi, alle segnalazioni, alla protezione di convogli e veicoli.

Si noti che tali cellule hanno una sensibilità selettiva al colore e permettono così eccezionali applicazioni.

Abbiamo riferito soltanto sul alcune delle numerose applicazioni elettroniche speciali dato che occorrerebbe maggior spazio per diffondersi su tutto quanto era stato esposto. Desideriamo anche dire che questo settore assume alla fiera di Radio-lympia una particolare importanza.

A conclusione di questo capitolo ricorderemo che un interessante articolo è comparso su « The Economist » del 25 gennaio 1947 dal titolo « Electronics in Industry ». Questo settore della tecnica non è dunque ignorato in Inghilterra dalle riviste economiche.

#### **Telecomunicazioni - assistenza alla navigazione.**

Non è possibile descrivere tutto quello che è stato esposto in questo settore, data l'enorme quantità e varietà dei prodotti. Cerchiamo di dare un'idea almeno delle principali. La « Marconi » in un enorme stand espone apparati trasmettenti e ricevitori per marina e aviazione, radiogoniometri, trasmettitori per Broadcasting.

La « Marconi Marine » fon-

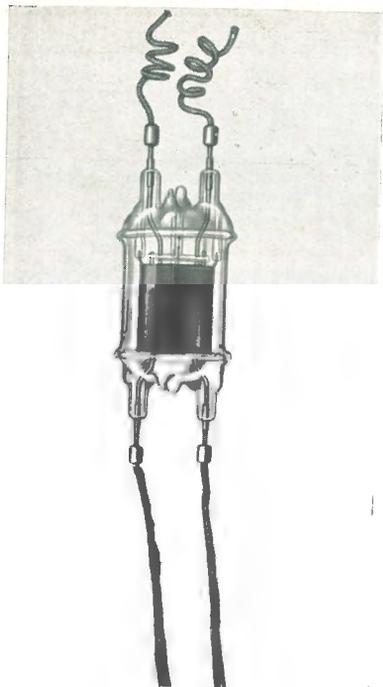
data, si noti bene nel 1901, costruisce quattro trasmettitori per bordo: «Trader» trasmettitore a onde medie con sette onde predisposte: «Oceanspan» a onde medie e corte con 37 onde predisposte di cui 30 nella gamma delle onde corte e controllate a cristallo. «Worldspan» come il precedente ma con un amplificatore finale di potenza aggiunta. «Transartic» trasmettitore, ricevitore per rimorchiatori con comando a distanza. La potenza di questi trasmettitori si aggira intorno alle centinaia di Watt: l'esecuzione meccanica è impeccabile e assai accurato è lo studio di alcuni problemi di comando. Il cambio dell'onda, per esempio, è centralizzato ed è sufficiente manovrare una sola manopola che agisce per tutto il circuito.

Come si può osservare dalle fotografie allegate, tutti i pannelli hanno delle guide per appoggio e protezione. Questo elemento assai funzionale è entrato nella moda di tutti gli apparecchi professionali di questi tempi. Un Radiogonometro Adcock a rilievo oscillografico con ricerca automatica è esposto in funzione nello stand. Trattasi di uno degli apparecchi più perfezionati che siano stati finora costruiti.

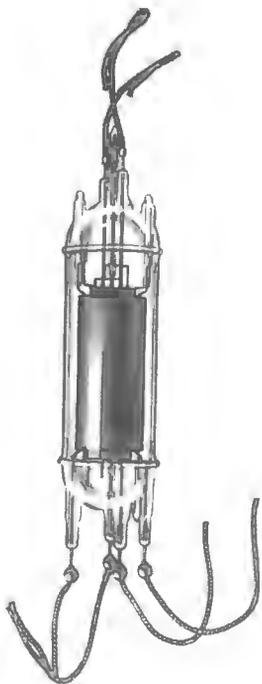
Ricevitori, batigrafici, radar per navigazione completano l'esposizione nel settore marina.

Nel settore aeronautica un'interessante serie di apparecchi miniaturizzati e tropicalizzati del tipo a elementi scomponibili e alcuni apparecchi per l'assistenza alla navigazione aerea.

Infine un bellissimo trasmet-



*Tubi trasmettenti Mullord  
Wireless serie silico: dis-  
sipazione anodica da  
250 W a 3500 W.*

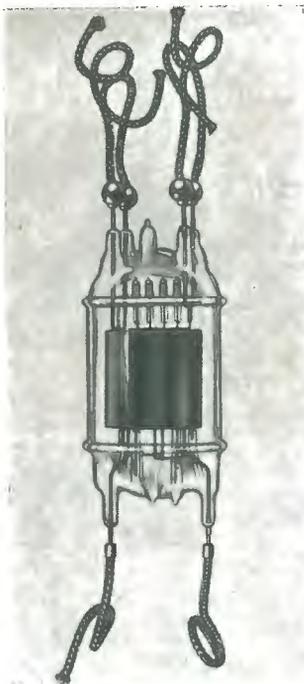


*Tubi trasmettenti Mullord  
Wireless serie silico, dis-  
sipazione onodica da  
250 W a 3500 W.*

titore Broadcasting della nuova serie realizzata nel dopoguerra. Questa serie è stata concepita con criteri molto moderni: essa copre le gamme corte, medie, lunghe, la potenza di 2 a 150 Kw. Fino alla potenza di 50 Kw. il raffreddamento dei tubi avviene in aria forzata. Per proseguire nel settore dei trasmettitori la Standard Electric espone lo stadio finale del trasmettitore O. C. da 100 Kw. che non si scosta molto dai tipi classici assai noti di questa casa.

Esso è un gioiello di meccanica e di finitura estetica. L'« EMI » espone una eccezionale serie di apparecchi impiegati in guerra e oggi applicati largamente alla navigazione: A.A., H2S, il Monica e il famoso Rebecca.

*Tubi trasmettenti Mullard Wireless serie silica: dissipazione anodica da 250 W a 3500 W.*



Altri Radar P.P.I. e derivati sono esposti funzionanti da Cossor, Metropolitan Wickers, Murphy, Ferranti. Le piccole antenne direttive erano osservabili sui tetti di Radiolympia e giù nelle cabine di osservazione si poteva vedere un tratto di Londra entro 1 miglio e mezzo, 5 miglia, 10 miglia e oltre di raggio.

Una grande folla si alternava nello stand « Ministry of Supply » organizzato dal Department's Research Establishment, una specie di Consiglio Nazionale delle Ricerche che ha però funzionato efficacemente durante e dopo la guerra. In questo stand sono esposti apparecchi di grande interesse e tra di essi vi è il famoso Ponte Radio « N. 10 Wireless Set » che ha permesso di tenere il collegamento tra il quartier generale in Normandia e il Premier britannico.

#### **Ricevitori domestici e parti staccate.**

Non è possibile riferire estesamente sulle caratteristiche nel campo dei ricevitori per Broadcasting. A parte alcune caratteristiche costruttive derivate dalla guerra, dal punto di vista circuitale nulla di eccezionale si è osservato. E' invece indispensabile fare un accenno sulle straordinarie caratteristiche di fedeltà musicale dell'apparecchio medio e soprattutto di apparecchi di un certo lusso.

Diremo che la prima impressione gradevole che si riceve entrando in Radiolympia è proprio di natura musicale. Le case costruttrici di apparecchi e altoparlanti di grande serie, come per esempio la casa Rola ed al-

tre, hanno curato profondamente questo lato. Vi sono poi delle case di cui citiamo come esempio Truvox, che hanno studiato altoparlanti per auditorium generalmente con camere acustiche speciali e con due o tre sistemi di cui almeno uno multicellulare che garantisce una riproduzione perfetta tra 60 e 12.000 cicli, spesso tra 60 e 14.000 cicli con potenza da 6 a 20 W. L'altoparlante multicellulare è entrato abbastanza largamente anche nell'uso domestico.

Un altro accenno indispensabile che dobbiamo fare è quello sui ricevitori per automobili di cui ve ne è una larga gamma molto interessante: quelli esposti dalla Philco, da PYE da His Master's Voice e da EKCO. Questi due ultimi, sono realizzati a onde predisposte ed è quindi facilissimo passare, guidando la macchina e con i guanti da una stazione all'altra. Molto interessante è notare le piccole dimensioni di questi apparecchi che in genere contengono tutto il necessario in una sola cassetta. Bisogna notare qui che l'industria dei vibratorii è assai perfezionata e anche questo lo si deve alla richiesta della guerra.

Non abbiamo notato traccia di ricevitori a Modulazione di frequenza mentre abbiamo notato che trasmettitori a modulazione di fre-

quenza sono già stati costruiti da un paio di ditte.

Per quanto concerne le parti staccate bisognerebbe parlarne a lungo e particolareggiatamente ma, dato che ciò è evidentemente impossibile, vorremmo dire qualcosa di almeno un settore: il settore dei condensatori.

Vi sono almeno quattro case, il cui nome ha risonanza mondiale che hanno studiato e realizzato condensatori per tutte le applicazioni, dal trimmer per ricevitori al condensatore in gas di alcune centinaia e migliaia di KwA. Questi condensatori sono realizzati nei materiali e nei modi più svariati, compresi anche recenti condensatori nel vuoto, prodotti da fabbriche di tubi elettronici.

Abbiamo cercato di dare in queste pagine un'idea di Radiolympia, certo trascurando o accennando di sfuggita molte cose.

Dietro a Radiolympia c'è tutta l'industria inglese e l'industria inglese specie con l'impulso enorme dato dalla guerra e l'eccezionale pressione di richieste che la guerra ha esercitato appare all'osservatore piena di serietà, di preparazione e perfezione. Infatti la guerra ha richiesto, oltre alla realizzazione di apparecchi fino allora mai pensati sottoponendo la ricerca ad uno sforzo sovrumano di produzione e di velocità di produzione, anche di poter sottoporre i ma-

teriali a sollecitazioni assai superiori alle normali, permettendo il trasporto da climi nordici a climi tropicali, e affidandoli alle truppe delle più svariate razze. La traccia di questo sforzo si riscontra negli apparecchi e nelle parti staccate: tutti i dati di targa sono stati migliorati, tutti i prodotti danno l'impressione di essere stati revisionati e nella costruzione di gran serie, l'impegno della qualità è evidente.

Vorremmo anche accennare ad un fattore di natura psicologica. L'industria Radio Inglese ha una larga popolarità. Mezzo milione di visitatori si sono alternati continuamente nei dieci giorni di vita dell'esposizione. La televisione era una grande attrazione, ma una buona percentuale di questi visitatori erano per esempio donne. Esse si attardavano ad osservare o addirittura a far funzionare i Radar. I servizi ausiliari femminili hanno reso nota la Radio a schiere impensate del paese. La mostra, completata dalla proiezione di film di grande interesse, da incontri, raduni, visite, scambi di idee, ha delle enormi possibilità istruttive oltre che propagandistiche.

Siamo grati all'«Overseas Departement» per l'assistenza e l'ospitalità accordataci e ringraziamo da qui tutti i tecnici delle varie ditte che sono stati generosi di particolari e di dimostrazioni.

# COLLABORATORI



## LEANDRO DOBNER

L'Ing. Leandro Dobner è triestino ed ha vissuto a Trieste dal 1917, anno di nascita, al 1936. Si è quindi trasferito a Milano per frequentarvi il Politecnico, dove conseguì la laurea in Elettrotecnica nel 1942.

Fin dal liceo si occupò di radiotecnica, in particolare di ricezione e trasmissione in OC e OUC, come radiante. Nel luglio 1940 entrò a far parte del Laboratorio Professionale Phonola Fimi. Nell'aprile 1942 passò alla S. p. A. J. Geloso, sempre nel ramo progetti e ricerche e vi rimase fino al luglio 1945.

La sua attività attuale è quella di consulente di varie ditte milanesi, specialmente nel campo delle applicazioni elettroniche. - È socio dell'A.E.I. e dell'A.R.I.



## RENZO PASQUOTTI

L'Ing. Renzo Pasquotti è nato a Codroipo (Udine) nel 1913 ed ha conseguita la laurea in Ingegneria Elettrotecnica presso il Politecnico di Milano nel 1937.

Dal 1940 fa parte della Telefunken, della quale dirige attualmente l'Ufficio Tecnico di Milano, occupandosi specialmente di radiogoniometria e di radionavigazione.

È socio della A.E.I. e della A.R.I., e svolge attività radiantistica col nominativo IIRZ.



## LUIGI TERRA

Il Dott. Ing. Luigi Terra è nato a Feltre il 20 gennaio 1920, e si è laureato in ingegneria industriale elettrotecnica presso l'Università di Bologna e in fisica pura presso l'Università di Milano.

Attualmente presta la propria opera presso la Divisione Ricerche della Soc. Scientifica Radio Brevetti Ducati dove si è prevalentemente occupato del progetto di apparecchiature di misura e speciali.



## ANTONIO TESCARI

Il Dott. Antonio Tescari è nato nel Luglio 1915 a Nanto presso Vicenza. Dilettante molto giovane entrò assai presto a lavorare nell'industria. Fu alla Magneti Marelli, poi breve tempo alla S.I.T.I., infine alla O.L.A.P.-Telefunken. Ebbe modo, presso quest'ultima di occuparsi di apparecchi per l'assistenza alla navigazione ed in particolare di radiofari e radiogoniometri.

Si recò quindi spesso all'estero a scopo di studio e di lavoro soggiornando tra l'altro in Germania, nei paesi Scandinavi, in Inghilterra e recentemente nei Balcani.

Dal 1940 al 1947 presso la Divisione Trasmettitori della Fabbrica Italiana Magneti Marelli si è occupato di progetti e costruzioni di stazioni trasmettenti e da ultimo di studi sulla Modulazione di Frequenza. Attualmente dirige la s.r.l. Applicazioni Elettroniche RNR recentemente fondata.

Si è laureato in matematica e fisica presso l'Università di Pavia ed ha frequentato il Corso di perfezionamento.

È segretario del Settore Telecomunicazioni della U.T.I. e membro della Commissione di studio per le tele e radio comunicazioni in seno al Consiglio Nazionale delle Ricerche.

## ERRATA CORRIGE

Fascicolo N. 4, pag. 377, 7<sup>a</sup> riga leggesi:

$$\text{Radiatore } \frac{142.6}{28.245} = 5,45/2 = 2,725 \text{ m}$$

Pag. 377 figura N. 3. le misure indicate per la lunghezza degli elementi devono tutte intendersi raddoppiate e cioè nel seguente ordine:

9.65 - 5.30 - 15.45 - 10.05 - 4.85 - 4.85 - 10.55

Pag. 382, figura d'agramma di radioziane di antenna a fascio orientabile per 10 m. le distanze degli elementi devono intendersi come  $0,2\lambda$ ,  $0,2\lambda$ ,  $0,2\lambda$ , anziché come segnato per la terza distanza  $0,15\lambda$ .

Fascicolo 5 - Notiziario - Spesse volte figura nel notiziario il nome Achib, che deve invece leggersi Aghib.

## IMPORTANTE

**Ad evitare che evidenti ragioni organizzative e soprattutto di costi ci costringano a sospendere l'invio della Rivista a chi non è in regola con gli abbonamenti, rivolgiamo viva preghiera di provvedere al rinnovo tempestivamente.**

**L'abbonamento per il 1948 è stabilito in L. 3.000.**



THE JOURNAL OF THE INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS - Part. III - Radio and Communication Engineering - Vol. 24 - N. 29 - Luglio 1947.

p. 229 — Sviluppo e progetto di sistemi ed impianti di telecomunicazione coloniali di C. Lawton e V. H. Winson. (In base alle esperienze nei territori britannici coloniali, nonché in quelli di protezione e di mandato, situati per di più nelle zone tropicali, vengono trattati lo sviluppo ed i miglioramenti dei servizi coloniali di telecomunicazione, sotto i seguenti punti di vista: Esigenze generali per telecomunicazioni in territori coloniali; Caratteristiche di clima tropicale; Progetto degli impianti esterni (linee, cavi ecc.); Progetto di apparecchiature e componenti per condizioni tropicali). 16 pp., 11 fig., 1 tab., 6 rif. bibl.

p. 245 — Progetto generale e organizzazione di sistemi di telecomunicazione coloniali di C. Lawton e V. H. Winson. (Articolo che integra quello precedente nel senso organizzativo-amministrativo-economico). 6 pp., 2 tab.

p. 251 — Discussione dettagliata dei due articoli di sopra. 9 pp., 1 tab.

p. 260 — Dimensionamento di raddrizzatori termoionici di piccola e media potenza di H. T. Ramsay. (Si propone un metodo migliorato per il progetto dei circuiti usuali di raddrizzatori termoionici, basato sull'introduzione dei due parametri: parametro resistivo  $R_e/R_o$  (rapporto della resistenza della sorgente alla resistenza di carico) e parametro costante tempo  $CR_o$  (prodotto della resistenza di carico con l'ammettenza del condensatore d'entrata del filtro). Si danno valori sperimentali di questi parametri, diversi diagrammi di funzionamento e si discutono i vari criteri per il progetto). 15 pp., 19 fig., 11 tab., 14 rif. bibl.

p. 275 — Progetto di un dispositivo di incisione di dischi ad alta fedeltà di H. Davies. (Nella I parte descrive l'attuale tecnica di incisione in confronto agli altri sistemi di registrazione del suono, dando i principali dati di esercizio per il sistema di incisione in senso radiale (velocità di incisione e di riproduzione e ampiezza, forma della scanalatura e dello stilo, materiale del disco, caratteristica di frequenza ecc.). La II parte contiene una discussione dettagliata dei problemi tecnici incontrati nello sviluppo di un sistema di incisione ad alta fedeltà, mentre la III parte descrive l'apparecchiatura sviluppata per il servizio di registrazione sonora della British Broadcasting Corp.). 21 pp., 21 fig., 2 tab., 14 rif. bibl.

p. 296 — Discussione dell'articolo di sopra. 5 pp., 4 fig.

REV. TECHN. PHILIPS - Vol. 8 - N. 6 - Giugno 1946.

p. 161 — Saldatura ad arco, detta per contatto di P. C. van der Willigen. (Nuovi tipi di elettrodi, pur consentendo la saldatura ad arco libero, sono studiati appositamente per una saldatura ad arco nella quale l'elettrodo si appoggia sul pezzo da saldare). 6 pp., 6 fig.

p. 168 — Segnalazioni in telefonia a correnti portanti di F. A. de Groot. (Principio di funzionamento e descrizione di un nuovo sistema di trasmissione dei segnali di chiamata). 9 pp., 13 fig.

p. 177 — L'Infraphil, un apparato per la terapia con raggi infrarossi di Th. J. J. A. Manders. (Studio della distribuzione spettrale più opportuna del coefficiente di assorbimento e di riflessione della pelle e descrizione di un nuovo apparecchio). 6 pp., 14 fig.

p. 183 — Attenuazione dei raggi dispersi nelle radiografie mediche di W. J. Oosterkamp (Esame e discussione dei metodi più appropriati, in particolare col diaframma di Potter Bucky). - 13 pp., 14 fig.

REV. TECHN. PHILIPS - Vol. 8 - N. 7 - Luglio 1946.

p. 193 — Ricevitore sperimentale per la telefonia a onde ultracorte modulate in frequenza di A. van Weel (Ricevitore accoppiato al trasmettitore sperimentale a 48 canali descritto nel N. 4 della rivista). 7 pp., 7 figure.

p. 201 — Valvole ad alta tensione per la radiodiagnostica di J. H. van der Tuuk. (Un confronto fra tipi a vuoto ed a gas con descrizione di nuovi tipi a vuoto notevolmente perfezionati). 8 pp., 10 fig.

p. 209 — Telegrafia a correnti portanti di J. te Winkel (Sistemi di telegrafia armonica a 9 e 18 canali telegrafici avviati su un solo canale telefonico; circuiti di modulazione e demodulazione). 9 pp., 13 fig.

p. 218 — Tubi a modulazione di velocità di F. M. Penning. (Teoria generale, trattazione assai diffusa). 11 pp., 9 fig.

REV. TECHN. PHILIPS - Vol. 8 - N. 8 - Agosto 1946.

p. 229 — La dinamo da tasca di E. A. van Ijzeken. (Descrizione del modello Philips che fornisce un flusso luminoso di 2,4 lumen con una potenza meccanica di 0,9 watt). 6 pp., 6 fig.

p. 235 — Lo stato vetroso di J. M. Stevens. (Considerazioni generali e studio della struttura atomica e molecolare dei vetri). 7 pp., 7 fig.

p. 241 — Un apparecchio guida per il trattamento chirurgico di fratture del collo del femore di G. J. van der Plaats e A. Verhoeff. 5 pp., 6 fig.

p. 246 — L'illuminazione negli uffici e nelle abitazioni di A. A. Kruihof e H. Zisl. (Studio basato sull'affaticamento dell'occhio nel lavoro prolungato). 7 pp., 4 fig.

p. 252 — Misure di funzionamento in una installazione di telefonia a correnti portanti di J. de Jong. (Descrizione dei sistemi e delle apparecchiature per misure di livello realizzate dalla Philips). 8 pp., 8 fig.

●

REV. TECHN. PHILIPS - vol. 8 - N. 9 - Settembre 1946 (pervenuta solo nell'ottobre 1947).

p. 261 — Il tubo a riflessioni multiple di F. Coetier. (Descrizione del principio di funzionamento e dei dati pratici di questo nuovo tubo per onde decimetriche ad elevato rendimento adoperabile tanto per servizio continuo che ad impulsi. Il tubo è derivato dai tipi a modulazione di velocità). 10 pp., 9 fig.

p. 271 — Illuminazione della casa con lampade fluorescenti tubolari di L. C. Kalf e J. Voogd. (Descrive la nuova tecnica di illuminazione appropriata alle nuove lampade capaci di rendere 40 lm/watt, assai più cioè dei 15 resi dai tipi ad incandescenza). 5 pp., 4 fig.

p. 276 — Un tubo stabilizzatore con tensione agli elettrodi molto costante di T. Yurians. (Illustrazione dei sensibili perfezionamenti introdotti nelle proprietà e nella costruzione di questi tubi dopo uno studio più accurato della scarica luminescente nel gas). 6 pp., 6 fig.

p. 282 — Misure d'impedenza con un sistema di Lecher non accordato di J. M. van Hofweegen. (Misure di confronto attraverso la determinazione del coefficiente di riflessione in un campo di 30 a 1000 ohm, cioè con limiti circa dieci volte più estesi di quelli ottenibili col sistema di Lecher accordato). 9 pp., 8 fig.

p. 291 — Rivista di pubblicazioni recenti.

REV. TECHN. PHILIPS - Vol. 8 N. 10 - Ottobre 1946 (pervenuta solo nell'ottobre 1947).

p. 293 — Una nuova serie di piccoli tubi per radio di G. Alma e F. Prakke. (Descrizione dei procedimenti e perfezionamenti costruttivi che hanno permesso di costruire nuovi piccoli tubi in vetro lunghi 43 mm. con un diametro esterno di soltanto 22 mm. da confrontare coi 17 mm. dei tubi miniatura. Fanno parte di questi tubi, detti di serie A, i tipi UF41 - UCH41 - UL41 - UY41 - UAF41 che completano la serie necessaria per la costruzione di ricevitori ad alimentazione universale ed i tipi EF41 ed EL41). 7 pp., 9 fig.

p. 300 — Gli isotopi usati come indicatori di A. H. W. Aten Jr. e F. A. Heyn. (Trattazione generica con esempi, del metodo dovuto ad Hevesey). 8 pp., 3 fig.

p. 308 — Penetrazione e velocità di saldatura per contatto di P. C. van der Willigen. 5 pp., 6 figure.

p. 314 — La commutazione automatica in un apparato di riserva per la tecnica delle comunicazioni di G. Hepp. (Dispositivi per l'intervento automatico delle riserve quando il livello del segnale scende al di sotto di un limite assegnato). 6 pp., 8 fig.

●

nel filo di strumenti a bobina p. 320 — Filo di rame esente da ferro, per strumenti di misura a bobina mobile di P. G. Moerel e A. Rademakers. (Influenza delle impurità di ferro

mobile, specialmente per quelli senza coppia di rettiva, e sistema di fabbricazione di un filo a basso e uniforme tenore di ferro). 5 pp., 4 fig.

●

REV. TECHN. PHILIPS - Vol. 8 - N. 11 - Novembre 1946 (pervenuta solo nell'ottobre 1947).

p. 325 — Radioscopia con immagine ingrandita di G. C. E. Burger, B. Combée e J. H. van der Tuuk. (Prove sperimentali con tubi a fuoco piccolissimo fino a 0,3 mm., per ottenere lo ingrandimento dell'immagine sullo schermo al fine di migliorare l'esame di alcuni particolari riducendo l'effetto del « flou » dello schermo ed accrescendo il contrasto) 9 pp., 9 fig.

p. 334 — La tecnica della ricerca con isotopi radioattivi e con isotopi stabili di A. H. W. Aten Jr. e F. A. Heyn. (Ricerca e preparazione degli elementi indicatori, sintesi di molecole indicatrici ed analisi di mescolanze di isotopi). 7 pp., 3 fig.

p. 341 — La fabbricazione clandestina di ricevitori durante l'occupazione di « uno fra tanti ». (Schemi principali ed alcune realizzazioni di ricevitori clandestini realizzati a migliaia da personale della Philips di Eindhoven per ascoltare Radio Londra, cosa assolutamente vietata dai nazisti che avevano proibito le radioaudizioni). 4 pp., 6 fig.

p. 345 — La segnalazione elettrica di tracce di gas nocivi nell'atmosfera di J. Boeke. - (Principio e descrizione di un apparato portatile che consuma 0,5 watt forniti da una batteria a secco da 4 volt). 5 pp., 4 fig.

p. 350 — La ripartizione del potenziale sull'innescio di un tubo relé a catodo di mercurio di N. Warmoltz (Ricerche a mezzo di vasca elettrolitica modello sulla distribuzione del potenziale la fine di spiegare il formarsi della macchia catodica sul mercurio). 7 pp., 10 fig.

●

REV. TECHN. PHILIPS - Vol. 8 - N. 12 - Dicembre 1946 (pervenuta solo nell'ottobre 1947).

p. 357 — Sostanze magnetiche non metalliche per alte frequenze di J. L. Snoek (Studio accurato della produzione e dell'impiego delle ferriti nei nuclei di « Ferro-cube » per bobine di alta frequenza). 8 pp., 6 figure.

p. 365 — Un magnetron per l'amplificazione di tensioni continue di H. B. G. Casimir. (Applicazione di un tubo magnetron a griglia come relé in una apparecchiatura radiologica a 100 kv.). 7 pp., 12 fig.

p. 372 — Rivista di pubblicazioni recenti.

p. 374 — Indice delle materie dei volumi da I a 8.

p. 381 — Elenco degli articoli per autore nelle annate da I a 8.



J. A. CROWTHER: **Ions, Electrons and ionizing radiation.** (ed. E. Arnold, Londra, 1946, pp. XII-348, 117 figure e 17 tabelle).

Si tratta della VII edizione di un corso didattico pubblicato per la prima volta nel 1919 e poi man mano felicemente sviluppato ed aggiornato fino al 1938. Se in realtà l'autore lo ha redatto per uso didattico, è facile riconoscere al primo sguardo che si tratta di un'opera scientifica pregevole esposta in forma piana per essere chiaramente comprensibile a chiunque abbia le necessarie conoscenze di fisica.

A tale scopo l'Autore l'ha sfrondata di ogni trattazione matematica limitandosi alle formule più importanti, trovando il modo di pervenire ad esse attraverso il ragionamento scientifico, ottenendo insieme la maggiore semplicità e la migliore chiarezza di esposizione.

La forma di esposizione e l'accurato studio dell'argomento hanno così condotto in definitiva ad un volume di facile e piacevole lettura che l'autore non ha mancato di alleggerire accennando spesso agli sviluppi storici di una ricerca e di una teoria, descrivendo i vari esperimenti, nominando gli scienziati ed i loro apparecchi ed infine discutendo il pro e il contro o riferendo le ipotesi che tentano di spiegare fenomeni che sembrano contrastare con le teorie note.

I 17 capitoli del trattato suddividono la materia nella forma più razionale, passando dopo una breve introduzione a considerare anzitutto nel II capitolo la conduttività dei gas ionizzati e soffermandosi nel III sulle proprietà degli ioni gassosi. Il IV capitolo dedicato alla carica elettrica degli ioni tratta della camera di Wilson e dei metodi per la determinazione della carica elementare. I fenomeni di scarica e nei gas sono

considerati nel V e nel VI cap. mentre il VII tratta i raggi catodici e quelli positivi riferendo sui metodi di determinazione del rapporto  $e/m$ . L'VIII cap. è dedicato all'emissione termoionica ed il IX a quella fotoelettrica; i raggi X sono considerati nei capitoli X-XI-XII che si può dire costituiscano la seconda parte del libro, dopo la prima dedicata alle particelle dotate di carica elettrica, mentre questa già tratta delle radiazioni. Col XIII cap. si inizia l'ultima e più difficile parte, quella sulla costituzione della materia, cioè sulle varie particelle elementari (cap. XIII), sulla fisica del nucleo (Cap. XIV) e sulla struttura dell'atomo (cap. XV). Gli ultimi due capitoli, quasi a preannunciare gli studi più moderni, trattano delle disintegrazioni radioattive; ma come abbiamo detto il volume non è aggiornato sugli sviluppi più recenti. In attesa di ciò non possiamo che vivamente consigliarne la lettura a tutti coloro che, dovendosi dedicare all'argomento, vogliono prima rivedere completamente tutto quanto può servire di introduzione alla scienza atomica: come abbiamo detto la forma piana e chiara nel suo rigore scientifico, la descrizione dei vari apparecchi e metodi sperimentali, ed infine la razionalità della suddivisione in capitoli rendono l'opera veramente preziosa.

Numerose figure, fotografie e tabelle (tratte dalle opere originali) accompagnano e completano l'ottima veste tipografica.

(r. 1.)

Ing. E. MONTÙ - **Televisione** (Ediz. « Il Radiogiornale », 278 fig., 362 pag. e tabelle, 1947).

Questa nuova e recente fatica del noto Autore che viene ad aggiungersi alla sua così diffusa produzione vede la luce in un momento assai

favorevole poichè è assai sentita la richiesta di opere tecniche specializzate.

Sebbene si possa osservare che per ora in Italia non si parla di televisione e nessuno seriamente creda se ne possa parlare prima che giungano dall'estero apparecchi e capitali, tuttavia è indubbio che essa costituisce uno dei maggiori punti che sono oggetto di interesse da parte del tecnico tantochè a qualcuno potranno sembrare insufficienti gli undici capitoli di questo libro che si estendono su tutti gli aspetti principali della tecnica televisiva.

L'autore fa spesso riferimento anche per le trattazioni matematiche agli altri suoi trattati cosicchè non gli occorre dilungarsi su questioni secondarie e se un appunto può farsi al libro è che mentre vi sproporziona tra lo sviluppo dato ad argomenti specifici e quello dato ad argomenti generali, vi è pure mancanza di un cenno ad argomenti che, sotto il punto di vista del tecnico della televisione assumono un nuovo aspetto ed una nuova importanza che sono ignoti a chi non si è ancora trovato a tu per tu con essi.

Potremmo dire in sostanza che il volume è un po' sommario ma potremmo anche rispondere che se se ne fosse voluto estendere il contenuto l'opera avrebbe richiesto un assai maggiore lavoro di stesura e la sua pubblicazione sarebbe ancora stata ritardata mentre, come ripetiamo, vi è un'indubbia richiesta di queste trattazioni a carattere monografico.

In questa prima economica edizione la vasta

materia è esposta rapidamente svolgendo su tutto ciò che ha ormai soltanto sapore storico e non è probabile venga mai più ripreso nella tecnica moderna. Di questa si occupa in sostanza l'autore dopo aver esposto nella 1<sup>a</sup> parte defizioni e principi della trasmissione e ricezione delle immagini accompagnati da un diffuso e preciso studio dell'ottica elettronica, cioè di tutti i principi che presiedono al funzionamento dei tubi a raggi catodici per la ripresa e la riproduzione. La parte centrale e più accurata del volume è dedicata ai dispositivi di presa ed a quelli di riproduzione che sono minutamente descritti facendone risaltare le caratteristiche singole, i vantaggi e le prospettive di applicazione pratica.

Nella trattazione successiva l'autore si addentra nel funzionamento degli amplificatori del segnale televisivo (che Egli chiama « Visioamplificatori » diversamente dall'universale « Videoamplificatori ») e nel meccanismo dell'esplorazione dell'immagine.

Gli ultimi 3 capitoli sono dedicati rispettivamente ai trasmettitori ai radioricevitori ed alle antenne riceventi e trasmettenti; alcune tabelle sui tubi di presa e riproduzione, la vasta bibliografia ed un dizionario dei termini di televisione chiudono il trattato.

Le figure sono numerose, nitide e chiare e contribuiscono ad accrescere i non pochi pregi del volume; ad esse non nuoce la veste tipografica piuttosto economica.

(r. l.)

# Indice per autore in ordine alfabetico

dal Vol. II fascicoli 1 a 6 - Anno 1947

	n. p.		n. p.
<b>A.P.</b> - Lo stato rigattiere . . . . .	1 13	<b>Motto V.E.</b> - CQ DX 20 meter phone	3 279
— Gergo radiotecnico . . . . .	2 125	— L'antenna a fascio orientabile per i 20 e 10 m di I I RM . . . . .	4 373
— La Fiera di Milano e le celebrazioni marconiane . . . . .	2 187	— Funzione del Radiante . . . . .	6 539
— Collaborazione . . . . .	3 217	<b>Parenti Vincenzo</b> - Metalloscopi elettronici . . . . .	4 353
— Significato di un congresso . . . . .	4 317	— Un Signal Tracer . . . . .	6 507
— La mostra del 4 + 1 . . . . .	5 411		
— Congresso marconiano a Roma . . . . .	5 449	<b>Pera Renato</b> - Un trasmettitore per tutte le bande con W input (1 <sup>a</sup> parte)	1 71
<b>Bargellini Pier Luigi</b> - I problemi della radiodiffusione in Italia e la modulazione di frequenza . . . . .	1 37	— Idem (2 <sup>a</sup> parte) . . . . .	2 177
— Radiotelegrafia e manipolazione di frequenza . . . . .	2 143	<b>Pasquotti R.</b> - Lo "Ground Plane" in teoria e in pratica . . . . .	6 541
<b>Di Roberto P. P.</b> - Le prescrizioni di fornitura nell'industria radioelettrica . . . . .	4 345	<b>Saitz Almerigo</b> - Servizio progetti e studi di una moderna fabbrica radio . . . . .	2 135
<b>Dobner L.</b> - MdF contro MdA . . . . .	6 521	<b>Santoro Mario</b> - Considerazioni sul circuito a doppia conversione di frequenza . . . . .	5 427
<b>Egidi Claudio</b> - La misura delle correnti a radiofrequenza . . . . .	2 161	<b>Schweitzer W. P.</b> - La carta per condensatori e la sua produzione . . . . .	5 433
<b>Electron</b> - Introduzione al microscopio elettronico . . . . .	4 367	<b>Sinclair D. B.</b> - Misure a frequenze elevate (1 <sup>a</sup> parte) . . . . .	3 219
<b>Gaiani Giuseppe</b> - Il calcolo degli amplificatori in classe C . . . . .	3 233	— Idem (2 <sup>a</sup> parte) . . . . .	4 319
<b>Gerardi</b> - Un trasmettitore semplice ed economico da 20 W per 7 e 14 MHz . . . . .	5 463	<b>Stawski H. W.</b> - Metodi di misura delle perdite dielettriche a frequenze superiori a 100 MHz (1 <sup>a</sup> parte) . . . . .	1 49
<b>Gurviz Alessio</b> - Funzione educatrice della telegrafia . . . . .	2 169	— Idem (2 <sup>a</sup> parte) . . . . .	3 269
<b>H. W. S. e A. G.</b> - L'esportazione dei cervelli . . . . .	6 497	— Su un anomalo comportamento della costante dielettrica di alcuni materiali ceramici . . . . .	6 513
<b>Landini Oliviero</b> - Adattamento di impedenza su trasformatori di modulazione e uscita . . . . .	1 64	<b>Terra Luigi</b> - Circuiti elettrici a regime alternativo sinusoidale permanente (1 <sup>a</sup> parte) . . . . .	1 15
— Radiotrasmissioni a grande distanza . . . . .	3 285	— Idem (2 <sup>a</sup> parte) . . . . .	2 149
<b>Lentini Rocco</b> - Controllo di produzione e servizi accessori . . . . .	1 55	— Circuiti elettrici a regime sinusoidale e non permanente (1 <sup>a</sup> parte) . . . . .	4 335
<b>Lombardini Pietro</b> - Il magnetron a cavità multiple . . . . .	1 25	— Idem (2 <sup>a</sup> parte) . . . . .	5 413
— Rettificatori a cristallo . . . . .	3 259	— Alimentatori di alta tensione a radiofrequenza . . . . .	6 499
<b>Migneco Domenico</b> - Amplificatori con reazione (1 <sup>a</sup> parte) . . . . .	2 127	<b>Tescari A.</b> - Modulazione di frequenza e di fase (Bibliografia) . . . . .	5 443
— Idem (2 <sup>a</sup> parte) . . . . .	3 247	— Radiolympia 1947 . . . . .	6 553
<b>Moroni S.</b> - Trasmettitore 40 W Modifiche e perfezionamenti per MdF a banda stretta su 10 m. . . . .	6 547	<b>Trachman I.</b> - Generalità sui tubi elettronici trasmettenti . . . . .	1 59
		— Un nuovo trasmettitore Brown Bo- veri per telegrafia commerciale . . . . .	3 243





<b>R 330 Tubi elettronici</b>	n. p.
Tubi poco noti (foto RCA)	4 372
<b>R 330.1 Tubi elettronici trasmettenti</b>	
Generalità sui tubi elettronici trasmettenti - I. Thrachman	1 59
<b>R 350 Dispositivi generatori, trasmettitori</b>	
A proposito di radiotrasmettitori - R. Lentini	5 482
<b>R 355.41 Trasmettitori per radianti</b>	
Trasmettitore per tutte le bande con 40 W input - R. Pera	1 71
Trasmettitore da 40 W - Modifiche e perfezionamenti - R. Pera	2 177
Un trasmettitore semplice ed economico da 20 W per 7 e 14 MHz - G. Gerardi	5 463
Trasmettitore da 40 W con N.R.F.M. - S. Moroni	6 547
<b>R 355.7 Amplificatori di potenza</b>	
Il calcolo degli amplificatori in classe C - G. Gaiani	3 233
<b>R 361 Ricevitori</b>	
Ricevitore H.R.O. National	5 471
Ricevitore AR 88 D RCA	5 475
Ricevitore SX 28 Hallicrafters	5 479
<b>R 361.23 Ricevitori a doppia conversione di frequenza</b>	
Considerazioni sul circuito a doppia conversione di frequenza - M. Santoro	5 427
<b>R 362 Rivelatori</b>	
Rettificatori a cristallo - L. Lombardini	3 259
<b>R 366 Alimentatori</b>	
Alimentatori ad A.T. a R.F. - L. Terra	6 499
<b>● R 400 SISTEMI DI RADIOCOMUNICAZIONI</b>	
<b>R 411 Sistemi ad onda modulata, a una banda laterale</b>	n. p.
Un nuovo trasmettitore Brow Boveri per telegrafia commerciale - I. Thrachmann	3 243

**● APPLICAZIONI RADIO**

<b>R 510 Applicazioni marittime</b>	n. p.
Merchant Marine Radar - I. F. Byrnes (R)	1 80
<b>R 531.8 Manipolazione di frequenza</b>	
Radiotelegrafia a manipolazione di frequenza - P. L. Bargellini	2 143
<b>R 535.41 Primati di distanza</b>	
All'insegna dei 56	1 65
All'insegna dei 56	2 171
<b>R 540 Servizio privato</b>	
<b>R 545 Radianti</b>	
Funzione educatrice della telegrafia - A. Gurwitz	2 169
CQ DX 20 meter phone I I RM (V. E. Motto)	3 279
A proposito della telegrafia - S. Pozzi	4 383
<b>R 550 Radiodiffusione</b>	
I problemi della radiodiffusione in Italia, e la modulazione di frequenza - P. L. Bargellini	1 37
<b>R 592.2 Applicazioni alla fisica</b>	
Introduzione al microscopio elettronico Electron	4 367
<b>R 597 Applicazioni industriali</b>	
Metalloscopi elettronici - V. Parenti	4 353
<b>● R 700 RADIOCOSTRUZIONE</b>	
<b>R 710 Industrie, fabbriche</b>	n. p.
Servizio progetti e studi di una moderna fabbrica radio - A. Saitz	2 135
Le prescrizioni di forniture nell'industria radioelettrica - P. P. di Roberto	4 345
<b>R 720 Procedimenti di fabbricazione</b>	
La carta per condensatori e la sua produzione - W. P. Schweitzer	5 433
<b>R 751 Radioricevitori - Servizio - Manutenzione</b>	
Controllo di produzione e servizi accessori - R. Lentini (segue dal n. 7, vol. 1°)	1 55

# SEP

DR. ING. S. FERRARI

STRUMENTI ELETTRICI DI PRECISIONE

*Strumenti di misura per bassa ed alta frequenza - Cristalli di quarzo per dilettanti e di precisione - Termocoppie in aria e nel vuoto - Riparazioni di qualunque tipo di strumenti di misura.*

MILANO - VIA PASQUIROLO 11 - TEL. 12.278

## CORBETTA SERGIO

M I L A N O

Via Filippino Lippi, 36

Telefono N. 268.668

Gruppi A. F. da 2, 3, 4 e 6 gamme Massima sensibilità sulle onde cortissime  
Gruppi a 5 gamme per oscillatori modulati

### MEDIE FREQUENZE

# energo

FILO AUTOSALDANTE A FLUSSO RAPIDO IN LEGA DI STAGNO

Specialmente adatto per industrie Radioelettriche, Strumenti elettrici di misura, Elettromeccaniche, Lampade elettriche, Valvole termioniche - Confezioni per Rediorivenditori - Redioriparatori, Elettricisti d'auto. Meccanici.

FABBRICANTE **energo**  
Milano Via P. Martini 10 Tel. 287.166

Concessionaria per la rivendita

**DITTA G. GELOSO**

MILANO - VIALE BRENTA 29 - TELEFONO NUMERO 51.183

A termini di legge è riservata la proprietà degli articoli fotografie e disegni. Gli articoli firmati non impegnano la Direzione.

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo Terzo

Stampato presso l'ISTITUTO GRAFICO AGNELLI Milano  
Via Statuto num. 17 - Telefono num. 67.189

Zinchi della FOTOINCISIONE ITALIANA  
Via Hajeck 20 - Telefono 50.292 - Milano

Concessionaria per la distribuzione in Italia,  
S. T. E. - Corso Sempione n. 6 - Milano

Autorizzazione P. W. B. N. 196

# A E S S E

MILANO - Via Rugabella, 9

Telefono 18-276



Q - METRO Tipo MA 96

### Xamax - Zurigo

Interruttori e commutatori a scatto per apparecchiature

### Cerberus G. m. b. H. - Bad Ragaz

Impianti di segnalazioni degli incendi

### Metrohm A. G. - Herisan

Condensatori variabili campione  
Condensatori a decadi  
Ponti RCL  
Ponti per elettrolitici  
Ponti per misure di capacità  
Q - metri  
Voltmetri a valvola  
Raddrizzatori stabilizzati al 0,005 %  
Campioni secondari di frequenza  
Oscillatori RC di grande precisione  
Oscillatore campione per AF da 98 KHz a 32 MHz  
Oscillografi di grande precisione  
Misuratori d'uscita  
Teraohmmetri fino a 10 teraohm (per alimentazione dalla rete)  
Potenziometri a valvole  
Potenziometri di precisione  
Commutatori di precisione

*Fabbricazione in grande serie di minuterie metalliche tornite e tranciate per radiofonia e telefonia ed affini*



S e d e : **MILANO** - Via G. Dezza n. 47

Uffici : Telefono n. 44.330

Magazzino : Telefono n. 44.321

Stabilim. : **MILANO** - Via G. Dezza n. 47

BREMBILLA (Bergamo)

Tel. S. Pellegrino 55 int. 17

DURATA MASSIMA

MIGLIOR RENDIMENTO



*valvola*

*"Miniwatt"*

PHILIPS



## Trousse per Radioriparatori mod. 983/45



### La troussse comprende:

Oscillatore modulato E.M. mod. 983;  
Misuratore universale E.M. mod. 945;  
un saldatore elettrico; un cacciavite con manico isolante; un cacciavite anti-induttivo; una pinza a molla; un tronchesino; una pinza; cordone schermato per collegamento oscillatore; cordone a due spine per l'inserzione alla rete.

**IL PIÙ PICCOLO, IL PIÙ COMPLETO, CORREDO PORTATILE PER RIPARAZIONI RADIO**

Dimensioni mm. 115 x 212 x 60 - Peso Kg. 1.700 circa

**ELECTRICAL METERS** Fabbrica Strumenti Elettrici di Misura  
Milano - Via Brembo 3 - Telefono 584.288

# Telejos Radio

Via Veratti 4 Varese - Telefono 35.21

MEDIE · GRUPPI · TRASFORMATORI  
ALTOPARLANTI

PER OGNI SCHIARIMENTO O DATO TECNICO, INTERPELLATECI  
E RICHIEDETE I NOSTRI LISTINI E CATALOGHI

### Rappresentanti:

TRE VENEZIE: Sig. Giorgio Calcagni - Verona Via E. Filzi 7  
LAZIO: Rag. Battacchi Aldo - Roma Via Padova 1  
CAMPANIA: Sig. Marini Donato - Napoli Via Tribunali 276  
SICILIA: Cav. Ballotta Bacchi - Palermo Via Polacchi 63