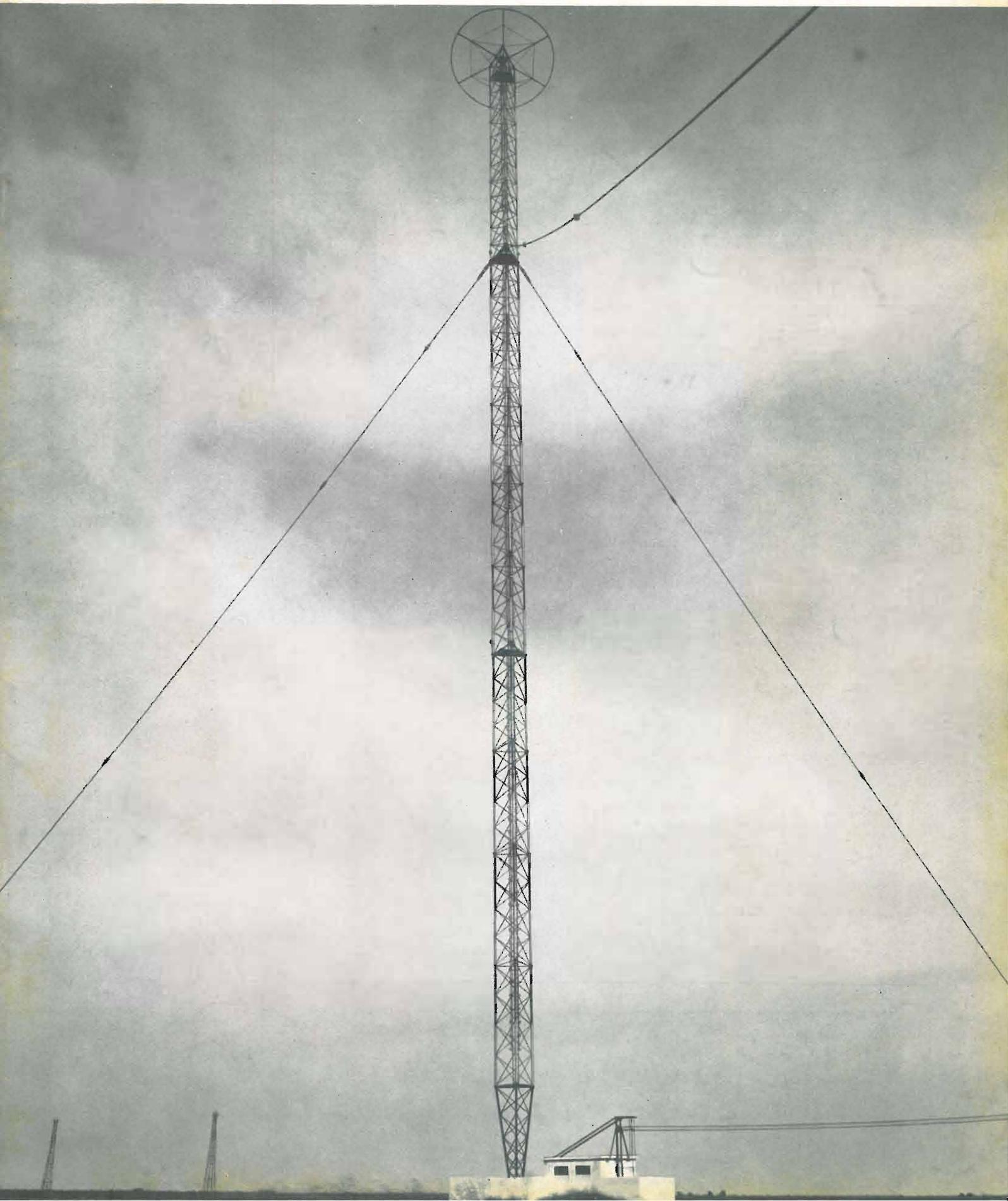


ELETTRONICA

EDIZIONI RADIO ITALIANA - ANNO V - 2° TRIMESTRE - 1956 - NUMERO 2 - L. 300



GENERATORE TV EP 615

SWEEP - MARKER

GENERATORE DI BARRE

TUTTI I CANALI NAZIONALI ED INTERNAZIONALI TV-FM, AD OSCILLAZIONE DIRETTA PER L'ALLINEAMENTO VISIVO DI:
GRUPPI RF: TV-FM
AMPLIFICATORI FI: TV-FM
DISCRIMINATORI: TV-FM
CIRCUITI TRAPPOLA

... RAPIDO
... PRECISO
... SICURO
E SOPRATTUTTO CONVENIENTE



PRINCIPALI CARATTERISTICHE

VOBULATORE (Sweep)

Uscita FI: da 2 a 50 MHz
Uscita FM: da 90 a 110 MHz
Uscita RF: da 50 a 90 MHz e da 170 a 220 MHz
Modulazione di Frequenza: da 0 a 20 MHz
Attenuazione di Uscita: da 10 000 a 1
Impedenza di Uscita: 300 Ω bil. - 75 Ω sbil.
Linea Zero (Blanking)
Regolazione di Fase: da 0 a 160°
Uscita Polarizzazione: da 0 a 10 V

CALIBRATORE (Marker)

Oscillatore Variabile: da 4 a 6 MHz e da 8 a 240 MHz
Oscillatore per quarzo: da 1 a 10 MHz (5,5 MHz)
Attenuazione d'uscita a regolazione continua

GENERATORE DI BARRE

Generatore di barre orizzontali per l'aggiustamento della linearità verticale
Alimentazione universale
Dimensioni: 300 x 400 x 200 mm

Ing. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

Telegr. { *Ingbelotti*
 { *Milano*

MILANO
PIAZZA TRENTO, 8

Telef. { 54.20.51
 { 54.20.52
 { 54.20.53
 { 54.20.20

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

ROMA
Via del Tritone, 201
Telef. 61.709

NAPOLI
Via Medina, 61
Telef. 23.279

Oscillografi ALLEN B. DU MONT

TIPO 304-A

Amplificatori
ad alto guadagno per c.c. e c.a.
per gli assi X e Y

Espansione di deflessione
sugli assi X e Y

Misura diretta di tensioni
Fino a 1000 V

Sincronizzazione stabilizzata

Modulazione d'intensità
(asse Z)



Potenziali d'accelerazione
aumentati

Scala calibrata e illuminata

Tubo RC a superficie piana

Peso e dimensioni ridotte

Grande versatilità d'impiego

PRONTO A MILANO

Possiamo pure fornire per consegna pronta o breve:

Tester - voltmetri a valvola - misuratori d'uscita - oscillatori BF e RF
- ponti RCL - strumenti da pannello e quadro - generatori di segnali
UHF e VHF - ondometri - strumenti elettrici di misura per laboratorio e per
uso industriale - variatori di tensione "VARIAC", - reostati per laboratori.

LABORATORIO PER RIPARAZIONE E TARATURA STRUMENTI DI MISURA

UNA

APPARECCHI RADIOELETTRICI
MILANO

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





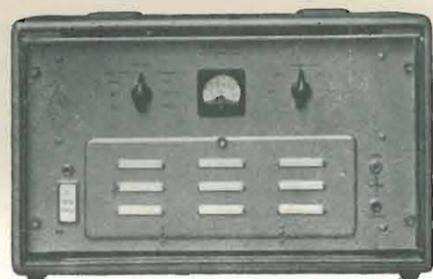
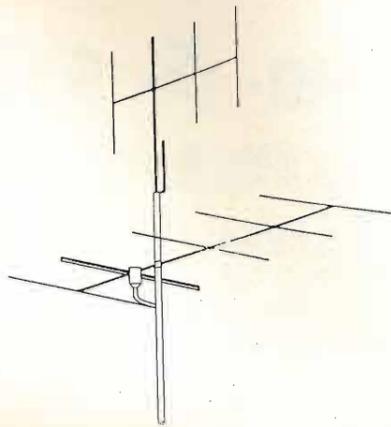
ELETRONICA ITALIANA S.r.l.

MILANO

VIA SALVIONI, 14 - TELEFONO 91.888

PONTI RADIO MONOCANALI
AD ONDE ULTRACORTE E MODULAZIONE DI FREQUENZA
PER COLLEGAMENTI FISSI E MOBILI DI ALTA QUALITÀ

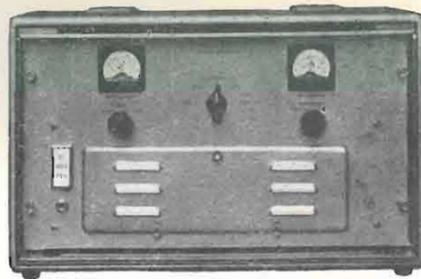
ALIMENTAZIONE C.A. e C.C.



TRASMETTITORE Mod. T. M. F. 41/B



TERMINALE TELEFONICO Mod. P. M. F. 341



RICEVITORE Mod. R. M. F. 31/B

Grande inchiesta

tra tutti i radiotecnici, rivenditori, costruttori, radioamatori

G.B.C.

AVETE MAI FREQUENTATO UN CORSO RADIO O DI TV? A QUALE SCUOLA?

Il nostro non è un invito a un nuovo corso, ma un'inchiesta atta a stabilire il grado di preparazione di tutti gli italiani interessati nel mercato radio-TV-parti elettroniche. Partecipate anche Voi! Potrete così beneficiare dello sconto del 40% sul prezzo di copertina del numero unico, a giorni in distribuzione in tutta Italia:

SELEZIONE DI PARTI ELETTRONICHE

volume di oltre 230 pagine di carta patinata, con la precisa e più ampia descrizione di tutte le parti staccate nazionali ed estere per radio e TV, distribuite in Italia dall'Organizzazione G.B.C.

Non si tratta insomma di un elenco, ma di un valido strumento di lavoro, che definisce e spiega l'utilizzazione di ogni singola parte elettronica.

Riceverete questo volume al prezzo di L. 350 (Invece di L. 600, cioè sconto 40%) contrassegno, dietro invio di questo tagliando debitamente riempito alla:

Spett. G.B.C. - Via Petrella, 6 - MILANO

Nome e Cognome _____

Corsi Radio o TV frequentati _____

Via _____ N. _____

Città _____ (Prov. _____)

Per tutte le parti elettroniche con cartone collezionabile, contrassegno, al prezzo speciale di L. 350, il numero unico: SELEZIONE DI PARTI ELETTRONICHE.



la

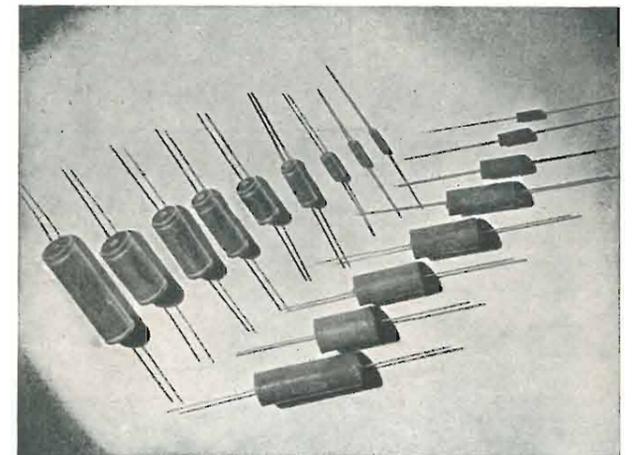


FABBRICA ITALIANA CONDENSATORI S.p.A.

PRESENTA ALL'INDUSTRIA ELETTRONICA ITALIANA
LA PROPRIA NUOVA PRODUZIONE DI:

CONDENSATORI A CARTA METALLIZZATA

- ANTINDUTTIVI
- AUTOCIGATRIZZANTI
- SUBMINIATURIZZATI



costruiti secondo i brevetti ed i procedimenti della

A. H. HUNT CAPACITORS di Londra

negli Stabilimenti e Laboratori di

VIA DERGANINO, 20 - MILANO - Telefoni 97.00.77 - 97.01.14

Produzione MICROFARAD:

Condensatori a carta, in olio, elettrolitici, ceramici, a mica, in polistirolo.
Resistori chimici e a filo. Prodotti speciali.

VISITATECI ALLA FIERA CAMPIONARIA DI MILANO

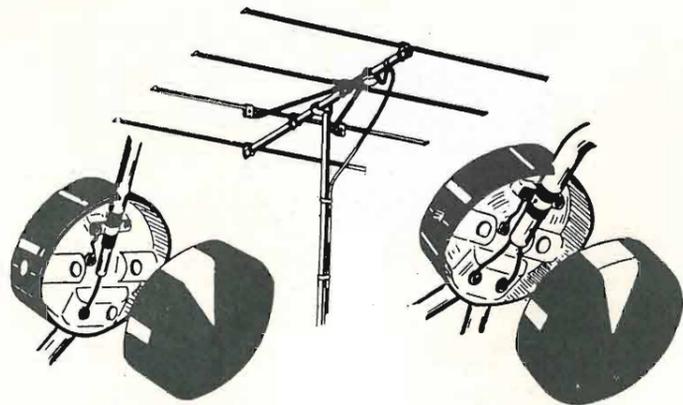
POSTEGGIO 33333 - PADIGLIONE 33

**MAGNETI
MARELLI**



Ripetitore televisivo da 50 W non sorvegliato, installato a Trieste.

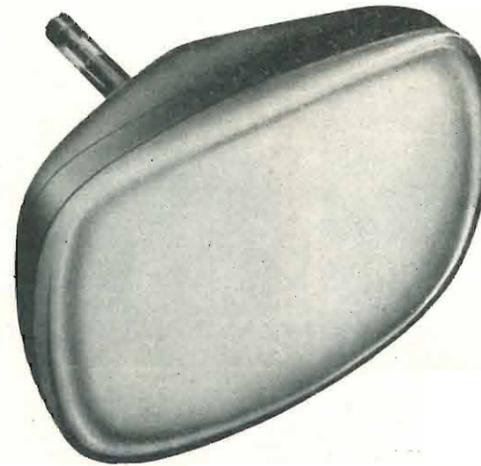
FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI - MILANO
Casella Postale N. 45 - Sesto San Giovanni



- **Nuova antenna AG**
- **Attacco del cavo in chiusura stagna**
- **Adatta per cavi coassiali e bipolari**



LIONELLO NAPOLI
VIALE UMBRIA, 80 - MILANO - TELEFONO 57.30.49



La serie dei cinescopi Philips copre tutta la gamma dei tipi più richiesti: da quelli per proiezione a quelli a visione diretta con angolo di deflessione di 70° o di 90°, con o senza schermo metallizzato, con focalizzazione magnetica o elettrostatica ecc.

Tra le valvole e i raddrizzatori al germanio Philips si ritrovano tutti i tipi richiesti dalla moderna tecnica costruttiva TV.

Nella serie di parti staccate sono comprese tutte le parti essenziali e più delicate dalle quali in gran parte dipende la qualità e la sicurezza di funzionamento dei televisori: selettori di programmi con amplificatore a.f. "cascode", trasformatori di uscita di riga e di quadro, unità di deflessione e focalizzazione sia per 70° che per 90°.

TV



cinescopi • valvole • parti staccate

televisione

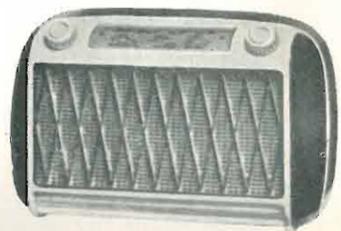


PHILIPS

SP

3 anelli
di
una completa
catena

SM 526



SM 836 Serie "Anie 54,"

di
strumenti
RADIO-TV



Televisore SM 2237 TV

SIEMENS
SOCIETÀ PER AZIONI
MILANO

SIEMENS SOCIETÀ PER AZIONI

Via Fabio Filzi, 29 - MILANO - Telefono 69.92

UFFICI:

FIRENZE GENOVA MILANO NAPOLI PADOVA ROMA TORINO TRIESTE
Piazza Stazione 1 - Via d'Annunzio 1 - Via Locatelli 5 - Via Medina 40 - Via Verdi 6 - Piazza Mignanelli 3 - Via Mercantini 3 - Via Trento 15
BOLOGNA - Via Iivraghi, 1

ELETTRONICA

NUMERO
2
ANNO V

A P R I L E
GIUGNO 1956

DA PAGINA 49
A PAGINA 96

RIVISTA TRIMESTRALE

DIRETTORI:

EDOARDO CRISTOFARO
VITTORIO MALINVERNI

VICE DIRETTORE TECNICO:
GIUSEPPE DILDA

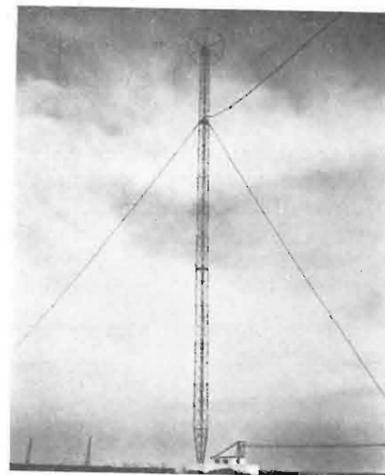
DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE:
TORINO

VIA ARSENALE 21 - TELEF. 41.172

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE
PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA MERAVIGLI 11 - TEL. 808-350
TORINO, VIA POMBA 20 - TELEF. 57-57

Sommario:

J. MEYER DE STADELHOFEN	<i>Pagina</i>
Misure delle irradiazioni parassite dei ricevitori a modulazione di frequenza	56
CLAUDIO EGIDI	
Confronto di apparecchiature normalizzate per la misura delle irradiazioni parassite	64
M. VALERIANI	
Demoltiplicatore di frequenza a transistori	68
HANS MAYR	
Altoparlante fittizio per misure sui ricevitori	73
GASTONE ZETTI	
Controllo degli amplificatori col sistema delle eco multiple	77
Libri e pubblicazioni:	
M. Gandais - A. Sanneris: Principi di traffico telefonico	91
Thyratrons	91
A. V. J. Martin: Come si ripara il televisore	91
P. A. Neeteson: Les tubes à vide dans la technique des impulsions	91
G. Goudet: Electronique industrielle	92



ANTENNA DELLA STAZIONE DI CAGLIARI I

È una torre a traliccio di acciaio a sezione costante triangolare, alta 108 metri, provvista in sommità di una capacità terminale ad ombrello del diametro di 10 metri. È isolata alla base mediante uno speciale isolatore di steatite di alta resistenza meccanica e di basse perdite dielettriche e mantenuta in equilibrio da tre stralli di fune di acciaio interrotti da isolatori.

EDIZIONI RADIO ITALIANA

IL PRESENTE NUMERO DI "ELETTRONICA", COSTA IN ITALIA LIRE 300 (ARRETRATI LIRE 400) — I VERSAMENTI POSSONO ESSERE FATTI SUL CONTO CORRENTE POSTALE N. 2/37800 ALL'ESTERO LIRE 500 (ARRETRATI LIRE 600)
ABBONAMENTO ANNUALE: IN ITALIA LIRE 1000 - ALL'ESTERO L. 1600
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

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

MISURE DELLE IRRADIAZIONI PARASSITE DEI RICEVITORI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

Eseguite in Svizzera da un gruppo di Esperti del sottocomitato 12-1 (Radio-comunicazioni-Misure) della Commissione Elettrotecnica Internazionale (*)

DIPL. - ING. J. MEYER DE STADELHOFEN

Capo Servizio al laboratorio di ricerche della
Direzione Generale delle PTT, BERNA

SOMMARIO - Un gruppo di Esperti del Sottocomitato 12-1 (Radiocomunicazioni-Misure) della C.E.I. ha proceduto ad una serie di misure sopra 14 ricevitori fonici a modulazione di frequenza di provenienze diverse, per confrontare alcuni metodi suscettibili di essere adottati come norme internazionali. Dopo avere richiamate le caratteristiche principali di questi metodi, l'Autore riassume i risultati ottenuti e conclude confrontandoli con quelli prevedibili attraverso un calcolo semplificato. Se ci si accontenta di una precisione media, sufficiente per la maggior parte delle esigenze pratiche, le misure eseguite a distanze dal disturbatore di 30 m, 10 m e 3 m forniscono risultati equivalenti.

Introduzione.

Il problema di normalizzare la misura delle irradiazioni parassite prodotte dai ricevitori fonici a modulazione di frequenza e dai televisori è stato esaminato dal Sottocomitato 12-1 della CEI nel corso di varie riunioni internazionali; fra l'altro, a Filadelfia, a Milano e a Londra, negli anni 1954 e 1955.

Per terminare le discussioni, che minacciavano di prolungarsi eccessivamente, è stato costituito un gruppo di otto esperti, presieduto dal signor C. Dorsman (Olanda); il gruppo è stato incaricato di procedere ad un insieme di rilievi sperimentali, al fine di risolvere innanzi tutto il problema della misura del potere disturbatore dei ricevitori a modulazione di frequenza.

In primo luogo il Gruppo di Esperti doveva stabilire se fra i metodi usati in laboratorio ve ne fosse uno abbastanza elaborato da poter venire assunto come norma internazionale, oppure, in caso contrario, se era indispensabile ricorrere a misure di campo all'aperto.

Grazie ai mezzi messi a disposizione dall'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris di Torino, dal Fernmeldetechnisches Zentralamt di Darmstadt, dalla Direzione Generale delle PT. svizzere e, soprattutto, dai laboratori RCA di Zurigo, il gruppo di esperti ha potuto procedere presso questi ultimi laboratori, alla fine di settembre del 1955, a una serie di misure comparative eseguite con diversi metodi sopra 14 ricevitori provenienti da sei diversi Paesi.

Si è visto immediatamente che le misure di tensione ai morsetti d'antenna dei ricevitori non erano ancora tali da meritare di essere normalizzate. Non restava dunque che ricorrere alle misure di campo.

(*) Questo articolo costituisce il rapporto ufficiale della riunione di Zurigo; esso viene pubblicato simultaneamente in francese nella rivista svizzera « Bulletin technique des PTT », con il titolo *Mesures du rayonnement parasite exécutées en Suisse par un groupe d'experts du sous-comité 12-1 (Radiocommunications - S. C. mesures) de la Commission Electrotechnique Internationale.*

Ci proponiamo qui di riassumere i principali risultati acquisiti a Zurigo con le misure anzidette, nonché quelli ottenuti a Berna presso il Laboratorio di Ricerche delle PTT, con una disposizione proposta dagli americani Seright e Anderson dopo terminata la riunione di Zurigo.

1. Caratteristiche delle installazioni per le misure di campo.

La figura 1 rappresenta schematicamente la disposizione generale relativa ai metodi di misura normalizzati o proposti per la normalizzazione in alcuni Paesi. La tavola I raccoglie, sulla base dei documenti originali pubblicati, i particolari valori dimensionali di ciascuno dei suddetti metodi e le caratteristiche più importanti relative alla loro installazione.

A Zurigo sono stati sperimentati altri due metodi, utilizzabili però soltanto per misurare le irradiazioni prodotte da ricevitori privi di antenna esterna. L'uno, proposto da C. Dorsman, consiste nel misurare la componente orizzontale del campo disturbatore a distanze di 20, 40, 60, 80 e 100 cm dalle facce ante-

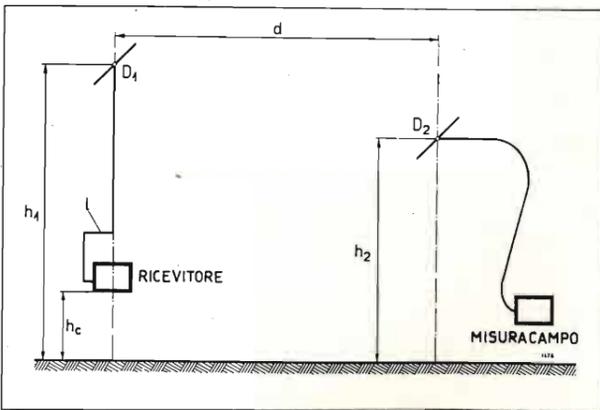


Fig. 1. — Disposizione generale per la misura delle irradiazioni parassite dei ricevitori.

riore e posteriore dei ricevitori in prova. La media dei valori così ottenuti è stata presa come indice del potere disturbatore dell'apparecchio.

L'altro metodo, che si può chiamare « diretto », consiste nel misurare la profondità della modulazione parassita del segnale visione all'entrata del cinescopio di un televisore che riceve simultaneamente un segnale utile a circa 200 MHz e un segnale distur-

batore proveniente dal ricevitore in esame. Quest'ultimo è stato posto in una posizione determinata, a 1 metro circa dal televisore, la cui antenna si trovava a circa 5 metri di altezza dal suolo.

Le figure dalla 2 alla 6 mostrano le modalità di attuazione di alcuni dei dispositivi sperimentati; per maggiori particolari si rimanda alle fonti citate nella bibliografia al fondo del presente articolo.

TAVOLA I

CARATTERISTICHE PRINCIPALI DEI METODI PER LA MISURA DELLE IRRADIAZIONI PRODOTTE DAI RICEVITORI

Metodo di misura (1)	Campo di frequen.	d	h ₁	h ₂	h _r sopram/ /consolle	l	Lunghezza di D ₁			forma di D ₁	diam. di D ₁	Osservazioni
							TV vhf	TV uhf	FM			
1. IRE	MHz	m	m	m	m	m	cm	cm	cm		mm	Il dipolo D ₁ gira insieme col ricevitore.
		30,5	9,15	2,1 a 6,1	1,22/0,46	8,54	224	30,5	147	DS(4)	12,7	
2.1. FTZ (3)		30	3	3	l _{osc}	2,32/2,65			150	DR(4)		Il fronte del ricevitore è diretto verso il dipolo sonda D ₂ (2) e il dipolo D ₁ viene ruotato fino ad ottenere il massimo di d'irradiazione.
2.2. FZT (3)		30		3	l _{osc}							
3. 12-1-S-18 (3)	30-300	10	3	2 a 8	l _{base}	2,30	225		150	DS(4)	13	Senza D ₁ : il ricevitore viene ruotato fino al massimo d'irradiazione sulla base e sullo schienale (asse di rotazione verticale) (2).
4. 12-1-S-19	30-300	10	4	3	l _{osc}	3,3+Δl(2)	225		150		13	Con h ₂ = 3 m, il ricevitore e il dipolo D ₁ vengono dapprima ruotati insieme per ottenere il massimo; successivamente si ruota soltanto D ₁ e poi si varia h ₂ e si annota il mass. così ottenuto.
6. BREMA		10	3,5	3	0,76	3,05	—	—	—			Fronte del ricevitore parallelo a D ₁ : entrambi ruotano con asse verticale.
5. Seright-Anderson	80-140 140-200 200-260	3	4 3 4	1 a 4	1 0,8 1,3	3,9 4,1 3,6	224		147	DS(4)	13	Il dipolo D ₁ viene sostituito con una resistenza uguale alla impedenza caratteristica del cavo di conness. d'antenna.
												Il suolo è coperto con una rete metallica di 6 m × 9 m. Il dipolo D ₁ ruota con asse verticale.

Note. — (1) La spiegazione delle abbreviazioni è riportata in fondo all'articolo.

(2) La misura dev'essere ripetuta aggiungendo alla linea d'antenna D₁ spezzoni di 1,25; 0,75 o 0,375 m (corrispondenti a λ/4 rispettivamente a 60, 100 e 200 MHz) e scegliendo fra questi tre spezzoni quello che più si approssima a λ/4 per la frequenza di misura.

(3) Il procedimento di misura seguito a Zurigo differisce lievemente da quello qui indicato (vedasi il § 3).

(4) DS = dipolo semplice; DR = dipolo ripiegato.

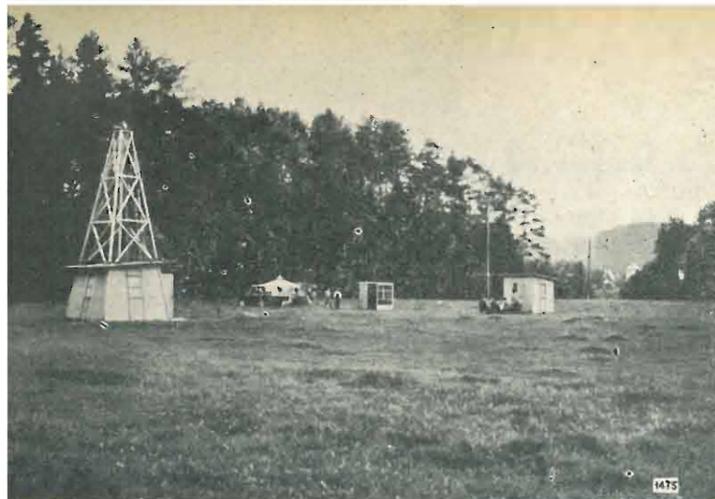


Fig. 2. — Vista d'insieme del terreno di misura dei Laboratori RCA presso Zurigo.

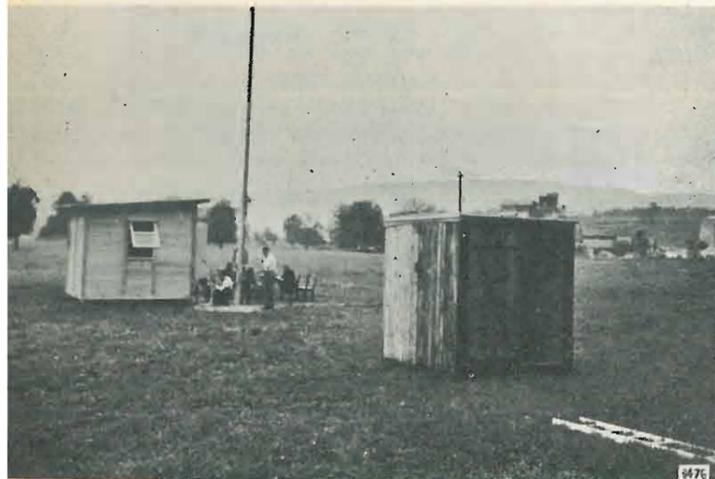


Fig. 3. — Misura a 10 m di distanza, secondo il metodo 12-1-S-18 (Il dipolo posto sulla cabina in primo piano non è generalmente ripiegato, bensì semplice).



Fig. 4. — Misura a 1 m di distanza, secondo il metodo Dorsman.

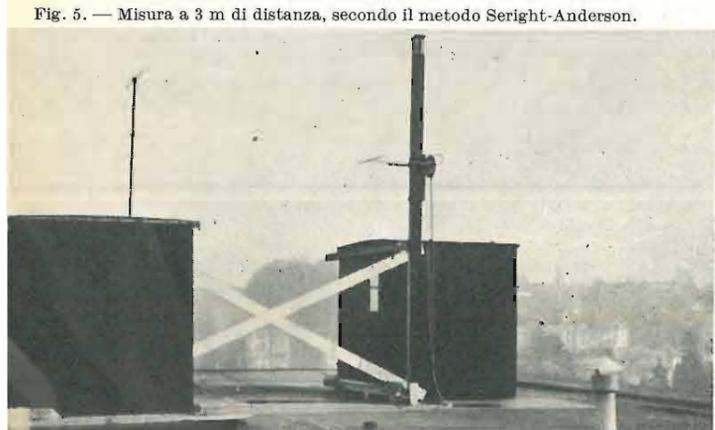


Fig. 5. — Misura a 3 m di distanza, secondo il metodo Seright-Anderson.

2. Elementi che debbono risultare dalle prove.

I metodi di misura studiati sono tutti procedimenti empirici destinati a separare i ricevitori suscettibili di produrre perturbazioni disturbatrici da quelli il cui potere disturbatore si può considerare tollerabile. Dal punto di vista dell'utenza il metodo migliore è senza dubbio quello che associa le doti di semplicità necessarie per la diffusione fra i Costruttori con una buona probabilità di fornire risultati proporzionali all'effettivo potere perturbatore dell'apparecchio nelle condizioni pratiche di funzionamento.

Non si tratta dunque di misurare il massimo campo perturbatore che il ricevitore in prova possa produrre, nelle condizioni più adatte a favorirne l'irradiazione, bensì di determinare un valore di campo sufficientemente rappresentativo. Si può raggiungere lo scopo facendo variare alcuni parametri, quale l'azimut del ricevitore e della sua antenna, la lunghezza del cavo di connessione con questa (discesa d'antenna), il verso di collegamento dell'antenna, l'altezza del dipolo sonda del misuracampo e la polarizzazione di questo.

Nel seguito ci si limiterà a riassumere molto brevemente i risultati delle osservazioni fatte a proposito dell'influenza dei suddetti fattori. Ci si dilungherà invece un po' di più sulle relazioni esistenti fra i campi massimi misurati coi diversi metodi descritti al paragrafo 1.

3. Modalità di misura adottate.

Tenuto conto del breve tempo disponibile, l'irradiazione dei ricevitori è stata verificata in corrispondenza di una sola posizione d'accordo, cioè quella

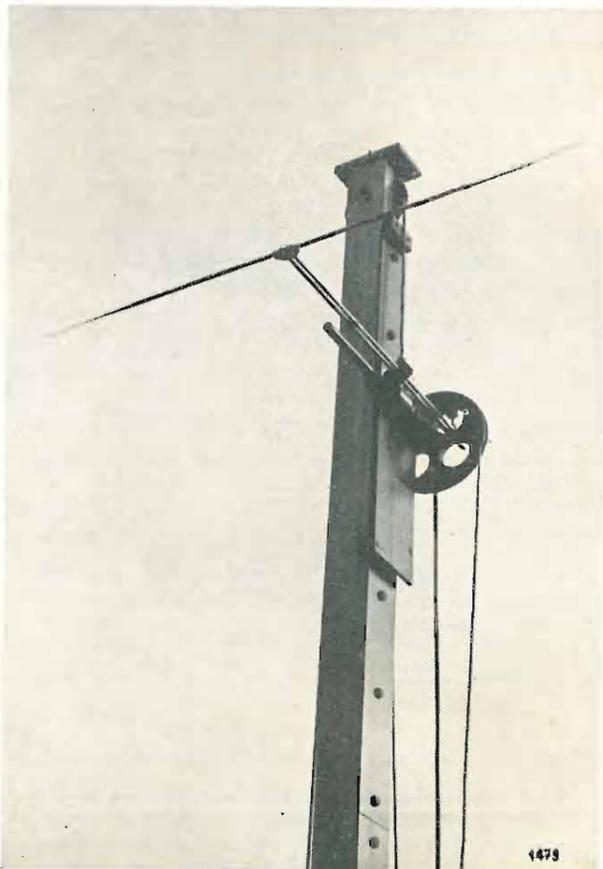


Fig. 6. — Particolare del dispositivo di supporto dell'antenna sonda.

per la quale la fondamentale dell'oscillatore locale era di 100 MHz.

Per ciascuna misura di cui alla tavola I, il ricevitore veniva posto sopra una piattaforma rotante, solidale con l'albero recante il dipolo D_1 (vedasi la figura 1), con il fronte anteriore dell'apparecchio parallelo al dipolo. Mantenendo il dipolo D_1 in posizione orizzontale e ad un'altezza fissa, il ricevitore e il relativo dipolo venivano fatti ruotare attorno all'asse verticale passante per i loro centri, in modo da ottenere il campo massimo in D_2 . Successivamente, mantenendo fisso l'azimut del ricevitore, si faceva variare l'altezza del dipolo D_2 (se ciò era previsto dal metodo), per cercare il massimo verticale. Questo valore veniva annotato. Tutte le operazioni venivano ripetute dopo aver disposto verticalmente il dipolo D_2 , per ricevere la componente verticale del campo.

I procedimenti anzidetti venivano ripetuti per le due possibili connessioni della discesa d'antenna all'entrata relativa, nonché, se necessario, per diverse lunghezze di tale discesa.

Per misurare l'irradiazione del ricevitore con l'antenna interna oppure quella del solo chassis, il dipolo D_1 veniva allontanato in modo da eliminarne l'influenza indiretta.

Tutte le misure sono state eseguite con il medesimo misuracampo (Stoddart tipo NM-30-A).

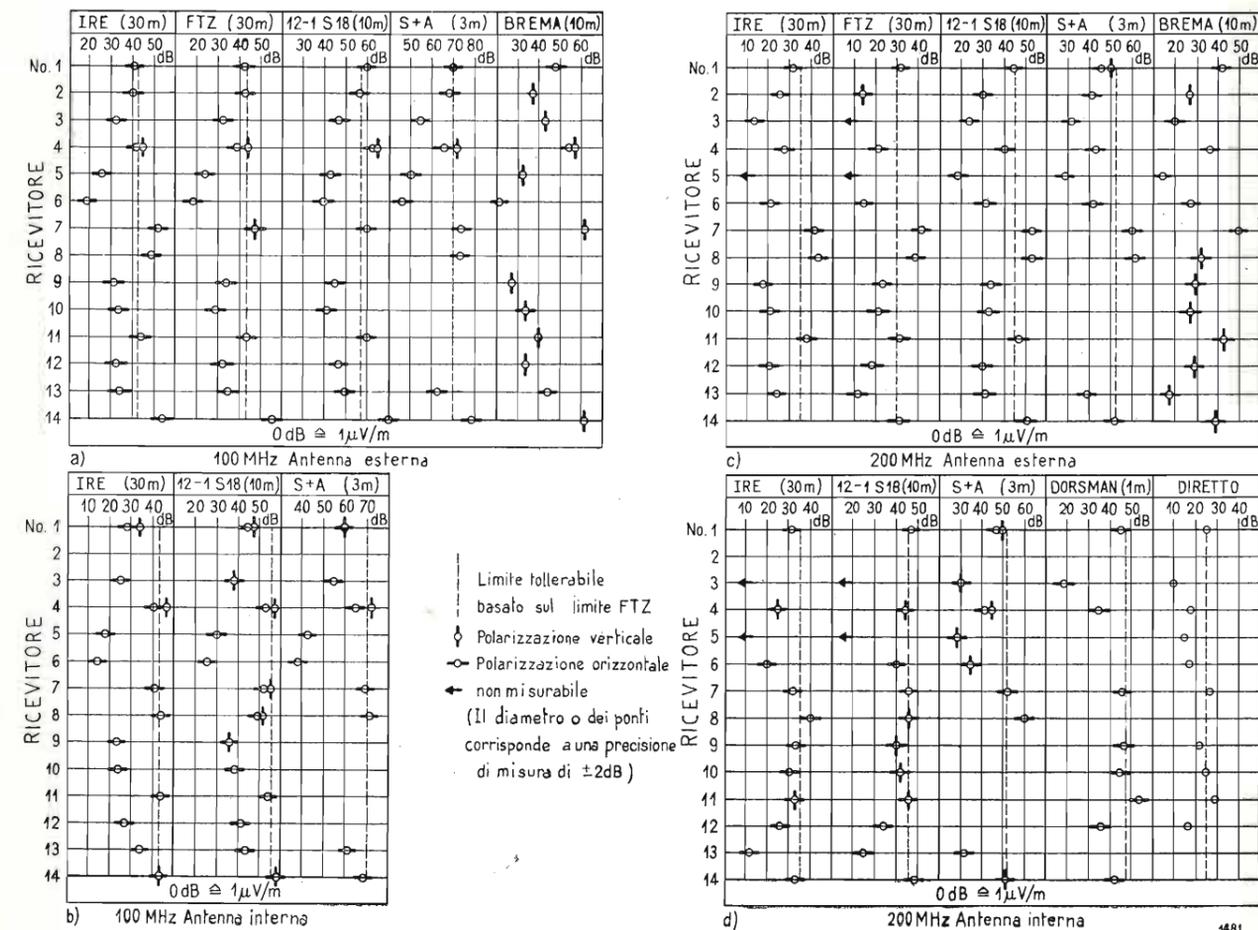


Fig. 8. — Irradiazione dei 14 ricevitori a modulazione di frequenza alle frequenze di 100 e 200 MHz (frequenza di ricezione 89,3 MHz).

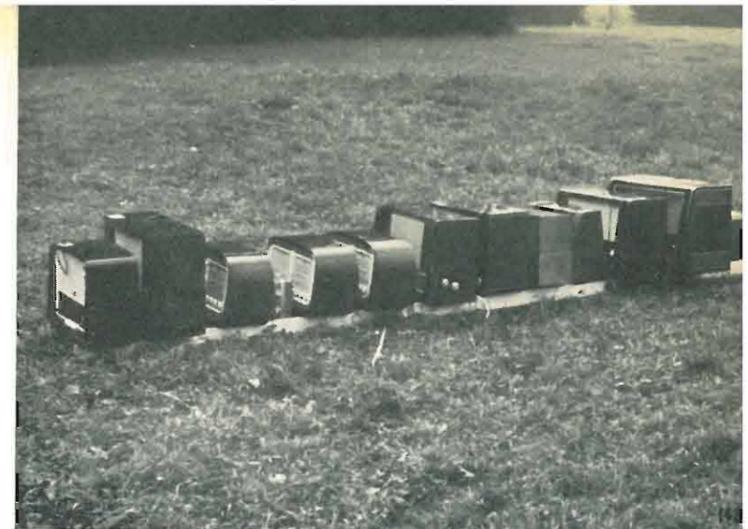


Fig. 7. — I ricevitori a modulazione di frequenza sottoposti a misura.

4. Risultati.

4.1. DISTRIBUZIONE AZIMUTALE.

A Zurigo non si è fatto alcun rilievo speciale dei diagrammi azimutali, dato che gli articoli di Egidi e Maggiore forniscono sull'argomento tutte le informazioni desiderabili.

4.2. POLARIZZAZIONE DEL CAMPO RICEVUTO.

Allorchè il ricevitore sottoposto a misura è collegato all'antenna esterna, nella maggior parte dei casi la componente più intensa è quella orizzontale con tutti e quattro i metodi: IRE, FTZ, 12-1-S-18 e S + A.

Ci si potrebbe dunque accontentare di misurare soltanto detta componente, poichè anche quando essa risulta inferiore a quella verticale, la differenza non è grande. Al contrario, *allorchè i ricevitori fanno uso dell'antenna interna*, essi producono campi nei quali la componente verticale è molto spesso preponderante alla frequenza fondamentale dell'oscillatore locale (vedere le figure 8, a, b, c, d) ⁽¹⁾.

4.3. VERSO DI COLLEGAMENTO DELLA DISCESA D'ANTENNA AL RICEVITORE.

Nello scambio del verso di collegamento della discesa d'antenna al ricevitore sono state riscontrate differenze di livello fino a 8 dB.

4.4. LUNGHEZZA DELLA DISCESA D'ANTENNA.

I rilievi eseguiti coi dispositivi FTZ e 12-1-S-18 hanno dimostrato la necessità di definire esattamente la lunghezza della discesa d'antenna; infatti variando di $\lambda/4$ detta lunghezza si sono trovate variazioni di campo fino a 10 dB.

4.5. ALTEZZA DEL DIPOLO SONDA.

Nel caso del metodo 12-1-S-18, alla frequenza di 100 MHz il campo a tre metri d'altezza è in media 2,5 dB al di sotto di quello massimo.

Alla frequenza di 200 MHz il campo massimo si trova generalmente a tre metri. In certi casi sono stati trovati scarti di 3 o 4 dB fra il campo a tre metri di altezza e quello per l'altezza ottima, quando il ricevitore funzionava con l'antenna esterna. Quando l'irradiazione è dovuta prevalentemente allo chassis, c'è piccola differenza fra il campo massimo e quello misurato a tre metri di altezza.

Le misure eseguite secondo le norme FTZ a 30 metri

⁽¹⁾ In queste figure la polarizzazione del campo misurato è stata indicata con un trattino orizzontale oppure verticale. Allorchè la componente verticale superava quella orizzontale, è stata indicata anche quest'ultima.

TAVOLA III

SCARTI FRA I CAMPI MISURABILI COI DIVERSI METODI

(Gli scarti calcolati sono stati desunti sotto le ipotesi: di polarizzazione orizzontale, di emissione effettuata completamente dall'antenna esterna o completamente dallo chassis e di terreno perfettamente conduttore).

	100 MHz				200 MHz			
	Valori calcolati		Valori misurati (+)		Valori calcolati		Valori misurati	
	antenna esterna	solo chassis	ricevitore con antenna esterna	ricevitore con antenna interna	antenna esterna	solo chassis	ricevitore con antenna esterna	ricevitore con antenna interna
FTZ/IRE	-5,5	-8,5	0	nm	-0,5	-7,5	-5,6	
12-1-S-18 IRE	10	10	15	11	11	10	9,6	8,7
S + A IRE			25	26			17	19
12-1-S-18 FTZ	15	10	14	nm	5	17	15	nm
S + A FTZ			26,5				21,5	

Tutti i valori son dati in decibel.
(+) I valori indicati corrispondono ai valori mediani delle osservazioni.

di distanza mostrano che a 100 MHz i ricevitori connessi all'antenna esterna producono a 8 metri d'altezza un campo mediamente da 4 a 5 dB più forte che a 3 metri.

A 200 MHz lo scarto fra il campo massimo osservato e quello a 3 metri di altezza rimaneva sempre inferiore a 3 dB.

4.6. SCARTI FRA LE IRRADIAZIONI MISURATE CON I METODI IRE, FTZ, 12-1-S-18 E S + A E CONFRONTO CON GLI SCARTI CALCOLATI ⁽²⁾, NELL'IPOTESI DI SORGENTI PUNTIFORMI SITUATE AL POSTO DELLO CHASSIS O DELL'ANTENNA ED EMITTENTI TUTTE LA MEDESIMA POTENZA.

L'esame dei risultati delle misure riportate nella figura 8 per i metodi IRE, FTZ, 12-1-S-18 e S + A mostra l'esistenza di uno stretto legame fra esse. Adottando come coefficiente di conversione il valore mediano del rapporto fra i campi misurati col metodo FTZ e quelli osservati con ciascuno degli altri metodi, è stato possibile determinare per questi ultimi i limiti equivalenti a quelli ammessi in Germania (vedere la tavola III). Se ora si cerca di suddividere i ricevitori in «soddisfacenti», «vicini al limite» (entro ± 6 dB) e «cattivi», si constata che tutti i metodi forniscono risultati praticamente identici (vedere la tavola IV). Sembra inoltre che si possa senza inconvenienti usare uno qualunque dei quattro metodi anzidetti per misurare l'irradiazione dei ricevitori a modulazione di frequenza, a condizione d'introdurre un coefficiente di sicurezza di 6 dB.

Il metodo Dorsman, che è stato sperimentato solamente a 200 MHz per i ricevitori funzionanti con la propria antenna interna, ha dato anch'esso risultati sensibilmente proporzionali a quelli ottenuti coi me-

⁽²⁾ Per questo calcolo ci si è serviti dell'equazione semplificata $E = \frac{1}{d} \sin \frac{2\pi h_1 h_2}{d\lambda}$.

TAVOLA III

LIMITI DEI DIVERSI SISTEMI RIPORTATI AI LIMITI FTZ PER I RICEVITORI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

Metodo di misura	FTZ (30 m)	IRE (30 m)	12-1-S-18 (10 m)	S + A (3 m)
Fondamentale ~ 100 MHz	150 μ V/m ⁽¹⁾	150 μ V/m	750 μ V/m	3 mV
2 ^a armonica ~ 200 MHz	30 μ V/m	60 μ V/m	150 μ V/m	400 μ V/m

⁽¹⁾ Il limite ufficiale tedesco è ancora di 1 mV/m, ma la FTZ raccomanda 150 μ V/m.
A titolo di confronto, si riportano i limiti adottati dalla FCC (USA) per i campi disturbatori misurati a 30 m secondo il metodo IRE:

Campo di frequenza	Limiti ammessi	
70 \div 130 MHz	fino al 30-6-1956	dal 1-7-1956
174 \div 260 MHz	50 μ V/m	32 μ V/m
	150 μ V/m	80 μ V/m

TAVOLA IV

CLASSIFICAZIONE DEI RICEVITORI CONNESSI ALL'ANTENNA ESTERNA

Ricevitore N.	100 MHz				200 MHz			
	IRE	FTZ	12-1-S-18	S+A	IRE	FTZ	12-1-S-18	S+A
1	L—	L—	L+	L—	L—	L+	L	L—
2	L—	L—	L—	L—	B	MB	MB	B
3	B	B	B	B	MB	MB	MB	MB
4	L+	L	C	L+	B	B	B	B
5	MB	MB	MB	MB	MB	MB	MB	MB
6	MB	MB	MB	MB	MB	MB	MB	MB
7	C	L+	L+	L+	C	MC	C	C
8	L+	nm	nm	L+	C	C	C	C
9	B	B	MB	nm	MB	B	B	nm
10	B	MB	MB	nm	B	B	B	nm
11	L+	L	L+	nm	L+	L+	L+	nm
12	B	B	B	nm	MB	B	MB	nm
13	B	B	B	B	B	MB	MB	MB
14	MC	MC	MC	C	nm	L+	C	L—

Segle:

MC = molto cattivo L = un po' migliore del limite
C = cattivo B = buono
L = un po' peggiore del limite MB = molto buono
L = al limite nm = non misurato

todi ricordati. Poichè questo metodo si può utilizzare facilmente in laboratorio, non c'è dubbio che, ad onta delle sue restrizioni, esso presenti un apprezzabile valore pratico. Ci si augura che i risultati ottenuti a Zurigo incoraggino gl'interessati ad elaborarlo ulteriormente.

I risultati ottenuti col metodo «diretto», cioè mediante televisore al cui cinescopio si misurava la

modulazione parassita, sono anch'essi in buon accordo con i precedenti.

Il metodo «BREMA», sviluppato specialmente per le condizioni inglesi (uso della polarizzazione verticale,

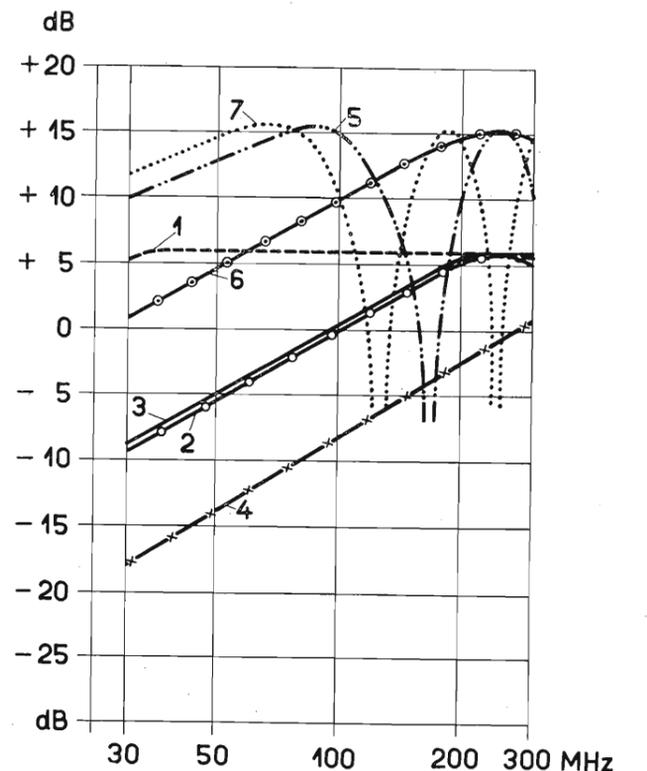


Fig. 9. — Intensità relative di campo prodotte da una sorgente di potenza costante e misurate secondo i metodi IRE, FTZ, 12-1-S-18 e 12-1-S-19 con polarizzazione orizzontale. I campi sono stati calcolati con l'equazione $|E| \approx \frac{1}{d} \sin \frac{2\pi h_1 h_2}{d\lambda}$; il livello zero si riferisce al campo misurato a 30 m nelle condizioni di spazio libero.

- metodo IRE, irradiazione dal dipolo, $h_1 = 9,15$ m, h_2 variabile, $d = 30$ m;
- metodo IRE, irradiazione dello chassis, $h_1 = 1,22$ m, $h_2 = 6,3$ m, $d = 30$ m;
- metodo FTZ, irradiazione dal dipolo, $h_2 = h_1 = 3$ m, $d = 30$ m;
- metodo FTZ, irradiazione dallo chassis, $h_1 = 1$ m, $d = 30$ m;
- metodo 12-1-S-18, irradiazione dal dipolo, $h_1 = 3$ m, $h_2 = 3$ m, $d = 10$ m;
- metodo 12-1-S-18, irradiazione dallo chassis, $h_1 = 1$ m, $h_2 = 3$ m, $d = 10$ m;
- metodo 12-1-S-19, irradiazione del dipolo, $h_1 = 4$ m, $h_2 = 3$ m, $d = 10$ m.

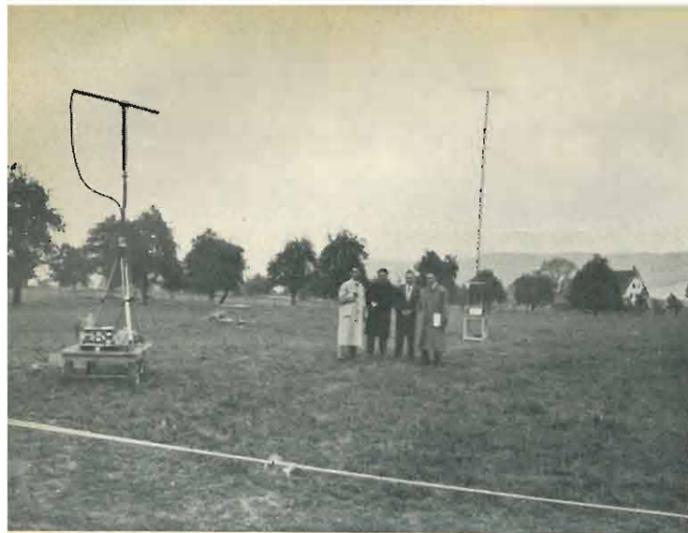


Fig. 10. — Installazione portatile IENGF costruita secondo il metodo IRE (Questa installazione contiene un telecomando e un ripetitore d'angolo, in modo da poter variare e verificare l'azimut del ricevitore in prova).

frequenze inferiori a 110 MHz) non può essere confrontato con gli altri, se non s'introducono particolari restrizioni.

La tavola II e la figura 9 mostrano alcune particolarità interessanti dell'irradiazione dei ricevitori e dei metodi di misura.

a) Nel caso pratico si osserva che a 100 MHz il campo ottenuto col metodo FTZ è uguale a quello ottenuto col metodo IRE. Il migliore adattamento dell'antenna D_1 che si ha nel caso FTZ compensa probabilmente il guadagno che si ottiene col metodo IRE variando l'altezza dell'antenna D_2 .

b) Mentre a 100 MHz è preponderante l'irradiazione proveniente dall'antenna, sembra che a 200 MHz quasi tutta l'energia venga irradiata all'altezza dello chassis, come risulta dal buon accordo fra i valori misurati e quelli calcolati per quest'ultimo caso.

5. Conclusione.

Le verifiche delle irradiazioni eseguite sui ricevitori a modulazione di frequenza, alle distanze di 30, 10 e 3 metri, forniscono risultati praticamente identici. Sembra dunque potersi adottare senza inconvenienti quel particolare metodo che, in base alle circostanze locali, presenta i massimi vantaggi. Se le esperienze in corso dimostreranno che le misure eseguite col dispositivo Seright-Anderson sono ben riproducibili e che il dispositivo stesso si può usare per i ricevitori televisivi altrettanto bene che per quelli fonici a modulazione di frequenza, la sua superiorità nei riguardi dell'economia di spazio e dell'immunità dai campi parassiti nel luogo di misura farà sì ch'esso probabilmente finirà col soppiantare tutti gli altri.

(267)

APPENDICE

Osservazioni relative agli apparecchi di misura a disposizione del gruppo di esperti durante la riunione di Zurigo.

GENERATORI CAMPIONI

Lo scarto massimo osservato fra i quattro generatori Rohde u. Schwarz (FTZ), Marconi tipo 995A (PTT), Boonton 202-B (RCA) ed RCA BW7A (PTT) non superava 1,5 dB alle frequenze di 100 e 200 MHz.

MISURACAMPO

Il paragone venne eseguito fra quattro diversi misuracampo:

- 1 misuracampo Rohde u. Schwarz mod. HFD BN 15031 del FTZ;
- 1 » come sopra dell'IENGF;
- 1 » RCA BW7A delle PTT svizzere;
- 1 » Stoddart NM30A dei Laboratori RCA.

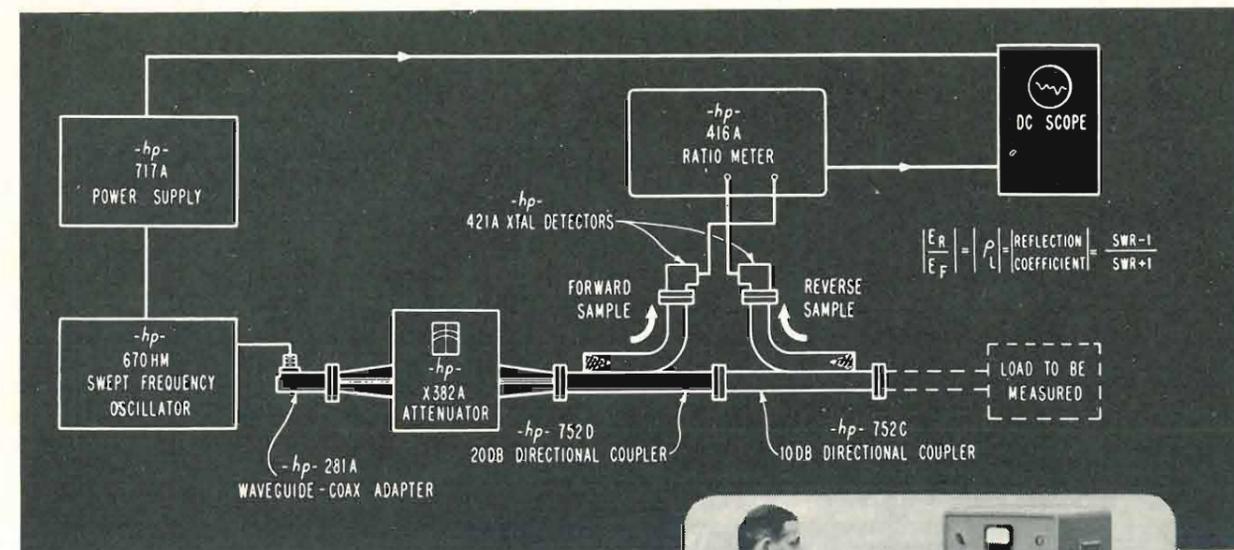
I loro dipoli di misura furono collocati lungo un arco di cerchio a tre metri di altezza sul suolo e a 30 metri di distanza da un dipolo emittente orientato a turno verso ciascuno di essi. Gli scarti fra i campi indicati dagli apparecchi risultarono inferiori a 3 dB dopo aver corretto le rispettive letture adottando come termine di confronto per le tensioni alla loro entrata l'uscita di un medesimo generatore campione.

Per evitare gli errori derivanti dall'uso di misuracampo diversi, tutte le misure furono eseguite per mezzo dell'apparecchio Stoddart NM30A e del generatore campione Boonton 202 B, appartenenti entrambi ai laboratori della RCA.

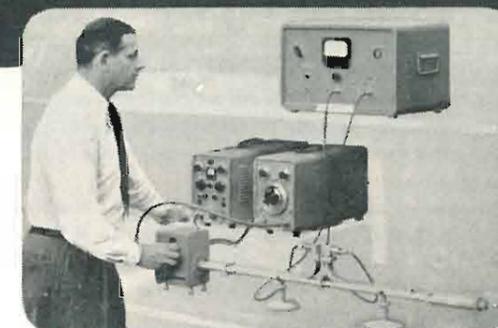
BIBLIOGRAFIA E ABBREVIAZIONI

- 1 - *Standard 51 IRE 17S1* - Standard on Radio Receivers: Open Field Measurement of Spurious Radiation from FM and TV Broadcast Receivers 1951. Proc. IRE, 1951, p. 803-806.
- 2 - *Supplement to Standard 51 IRE 17S1* - Practical Considerations in Measuring VHF Receiver Oscillator Radiation. Publ. Institute of Radio Engineers (U.S.A.), 11 sept. 1952.
- 3 - *BREMA* (The British Radio Equipment Manufacturer Association) - Limits and methods of measurement for interference from television receivers superheterodyne oscillators and television local oscillator radiation and aerial terminal voltage. Publ. Juillet 1953.
- 4 - *FTZ* (Fernmeldetechnisches Zentralamt - Darmstadt) Beschreibung der Störfeldstärkemessung in UKW Bereich - Document FTZ 529 B 5001. Agosto 1955.
- 5 - *12-1-S-18* - Documento 12-1 (Segretariato) 18 della Commissione Elettrotecnica Internazionale - Comitato Tecnico 12 (Radiocomunicazioni) - Sottocomitato 12-1 (Misure). Metodi raccomandati per le misure d'irradiazione dei ricevitori. Primo progetto, giugno 1955. Il metodo indicato nel presente articolo con la sigla 12-1-S-18 è quello che forma oggetto del comma 4.2 di tale documento.
- 6 - *12-1-S-19* - Documento 12-1 (Segretariato) 19 - Metodi raccomandati per la misura della irradiazione dei ricevitori - secondo progetto - marzo 1956 (il metodo indicato nel presente articolo con la sigla 12-1-S-19 è quello che forma oggetto del comma 4 di tale documento).
- 7 - *S + A* - Metodo di misura proposto dai signori Seright e Anderson, Delegati americani alla riunione del Gruppo di Esperti del C 12-1. Questo metodo è descritto al comma 5 del documento 12-1 (Segretariato) 19.
- 8 - EGIDI C. e MAGGIORE F.: *Irradiazioni parassite dei televisori*. A.F., dicembre 1955, XXIV, 6, p. 470-498. (Spurious radiations from television receivers. IEC, London, 1955).
EGIDI C. e MAGGIORE F.: *Misure delle irradiazioni parassite prodotte dai televisori*. « Elettrotecnica », 1955, IV, p. 104-112.
- 9 - *IENGF* - Istituto Elettrotecnico Nazionale « G. Ferraris » - Torino.

HEWLETT-PACKARD COMPANY (U. S. A.)



Sistema riflettometrico. Lo spazzolamento a rf è effettuato con oscillatore. Accoppiatori direzionali presentano potenza diretta e riflessa. Rivelatori in guida d'onda sistemati all'estremità dei due accoppiatori demodulano la potenza e forniscono un segnale a 1000 periodi al misuratore di rapporto. L'oscilloscopio fornisce una rappresentazione visuale continua del coefficiente di riflessione nel campo della frequenza di spazzolamento.



Nuova!

SISTEMA RIFLETTOMETRICO PER MISURE RAPIDE E PRECISE DI IMPEDENZE NEL CAMPO DELLE MICROONDE A BANDE ESTESE

- Misura istantaneamente SWR od il coefficiente di riflessione
- Visione continua oscilloscopica della frequenza di spazzolamento
- Elimina noiosi controlli; non è influenzato dalle variazioni di ampiezza
- Sistemi combinabili per frequenze nel campo da 2,6 a 10 kmz

Questo nuovo sistema riflettometrico elimina la necessità di misurare direttamente la potenza diretta e riflessa e non richiede correzioni per variazioni di ampiezza. Fornisce una continua visione oscilloscopica o di registrazione ed è facilmente manovrabile da personale non tecnico. Il sistema include parecchi nuovi strumenti -hp-:

- hp - 416 A Misuratore di rapporti che combina automaticamente segnali diretti e riflessi e indica direttamente i rapporti; fornisce pure l'uscita per l'oscilloscopio od il registratore. Non è influenzato da variazioni di ampiezza.

- hp - 670 Oscillatore di spazzolamento (Swept Frequency Oscillator), quattro modelli che coprono le frequenze da 2,6 a 10 kmz. Manovrato a mano od a mezzo di un motore per spazzolare ogni banda ad una velocità che assicuri una buona traccia oscilloscopica.

- hp - 717 A Alimentatore per Klystron progettato in special modo per alimentare l'oscillatore di spazzolamento -hp- 670.

- hp - 752 Accoppiatori direzionali, a più vie aventi direttività migliore di 40 db e fattore di accoppiamento molto preciso. Segnali campioni vengono rivelati con rivelatore a cristallo -hp- 421 A ed il rivelatore -hp- 485.

STRUMENTI DI MISURA DI PRECISIONE PER TELEFONIA, RADIO, TV

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA:

DOCT. ING. MARIO VIANELLO

Via L. Anelli, 13 - MILANO - Telefono 553-081

CONFRONTO DI APPARECCHIATURE NORMALIZZATE PER LA MISURA DELLE IRRADIAZIONI PARASSITE

PROF. DOTT. ING. CLAUDIO EGIDI
dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale
« G. Ferraris » - Torino

SOMMARIO - Questa breve nota riferisce su una piccola parte delle misure delle irradiazioni parassite prodotte dai ricevitori a modulazione di frequenza, quali furono eseguite a Zurigo dal SC-12-1/Exp della Commissione Elettrotecnica Nazionale e completa quindi l'articolo precedente, dedicato al rapporto principale sulle misure stesse. Essa riferisce sostanzialmente su confronti fra l'apparecchiatura portatile di misura dell'INGF e quella fissa della RCA installata a Zurigo; riporta inoltre un rapporto relativo alle misure eseguite con il metodo IRE sopra quattordici ricevitori di varie provenienze ed un tentativo grafico di correlazione fra queste misure ed altre misure eseguite con metodo empirico, disturbando un televisore a breve distanza.

Durante la riunione di Zurigo del SC 12-1 (Experts) della IEC ⁽¹⁾ il gruppo italiano ⁽²⁾, oltre a prendere parte attiva alle misure d'interesse generale eseguite a cura del gruppo di esperti ivi convenuti, colse l'occasione per eseguire confronti fra i misuracampo e fra le apparecchiature complete.

Sulle misure d'interesse generale e sui risultati fondamentali acquisiti riferisce il precedente articolo di J. Meyer De Stadelhofen, che costituisce il rapporto ufficiale ⁽³⁾ sulle misure eseguite durante e dopo la riunione di Zurigo. Si osservi in esso il particolare interesse delle tabelle II e III e della figura 8, nelle quali vengono forniti i coefficienti medi di conversione fra i diversi metodi; la conoscenza di questi coefficienti è necessaria allorché si vogliono utilizzare con un determinato metodo i risultati ottenuti seguendo un altro metodo. Va notato inoltre l'accordo più che soddisfacente fra la scala dei ricevitori basata sui rilievi pratici del disturbo prodotto con antenna interna sopra un medesimo televisore da tutti i ricevitori a modulazione di frequenza sotto misura e quella basata sulle misure eseguite col metodo IRE (vedere il rapporto qui annesso).

Questa breve nota riferisce sostanzialmente sui confronti eseguiti fra l'apparecchiatura portatile dell'INGF (tipo IRE-IEN) e l'apparecchiatura fissa (tipo IRE-RCA) installata dalla Casa RCA a Unterengstringen (a circa 8 km da Zurigo), entrambe secondo il metodo IRE ⁽⁴⁾.

Prima di confrontare le apparecchiature furono paragonati i misuracampo (uno della RCA mod. BW7A, uno della Stoddart mod. NM 30A, e due della Rohde und Schwarz mod. HFD BN 15031); le rispettive antenne di misura vennero sistemate ad altezza co-

stante, con i centri lungo un arco di cerchio avente il centro sulla base dell'antenna emittente. I risultati furono soddisfacenti a 100 MHz, mentre a 200 MHz furono rilevate differenze fino a 6 dB per campi di qualche centinaio di $\mu\text{V/m}$.

Per questo motivo tutte le successive misure di paragone vennero eseguite con il medesimo misuracampo (per la sua maggiore sensibilità, venne scelto lo Stoddart).

Il confronto fra le apparecchiature IEN ed RCA venne anch'esso eseguito con il suddetto misuracampo e, per risparmio di tempo, con due soli ricevitori come generatori di radiazioni parassite. Data la piccola differenza fra le dimensioni geometriche (uguale, a meno di mezzo metro, la distanza di 30 m fra ricevitore e misuracampo; inferiore a 1 m, la differenza di altezza fra i dipoli irradianti, che è di 10 m nell'apparecchiatura IEN e di 9,15 m in quella RCA), il confronto aveva sostanzialmente lo scopo di verificare l'importanza di piccole masse metalliche e di piccole differenze nell'assetto della discesa d'antenna del dispositivo irradiante. Per quanto riguarda le prime, le norme IRE prescrivono infatti (e l'apparecchiatura RCA vi si attiene scrupolosamente) l'eliminazione di qualsiasi massa metallica oltre il ricevitore. La rotazione della piattaforma di sostegno viene infatti ottenuta mediante corda di canapa, comandata dall'operatore a 30 m dall'apparecchio.

Per contro l'apparecchiatura portatile IEN, sebbene costruita con elementi portatili non metallici (perfino il cuscinetto d'antenna è di bakelite con sfere di vetro), ha un motorino di circa 1 dm³ d'ingombro, telecomandato per eseguire la rotazione a

scelti con il seguente criterio: uno, portatile, era al limite delle prescrizioni IRE-RETMA e gli altri tre, del medesimo modello, erano considerati buoni. Il criterio seguito venne confermato dalle misure di Zurigo (vedasi tavola IV, n. 9, 10, 11 e 12 del precedente articolo di questo fascicolo: il ricevitore al limite delle prescrizioni è contrassegnato col n. 11).

⁽³⁾ Questa decisione è stata presa dal medesimo gruppo di esperti nella successiva riunione, tenutasi a Berna dal 30 gennaio al 4 febbraio 1956.

⁽⁴⁾ Standards on Radio Receivers: Open field method of measurements of spurious radiation from frequency modulation and television receivers. « Proc. I.R.E. », 1951, p. 804.

TAVOLA I

Ricevitori (secondo la numerazione di Zurigo)	$f_{\text{accordo}} = 90 \text{ MHz}$		$f_{\text{osc locale}} = 100,7 \text{ MHz}$				$f_{\text{misurata}} = 201,4 \text{ MHz}$	
	Connes- sione	Polariz- zazione	INTENSITÀ DI CAMPO MISURATA					
			Installazione IRE-RCA (27-28 settembre 1955)		Installazione IRE-IEN (29 settembre 1955)		Differenza (IEN-RCA)	
N. 9	dipolo esterno	orizzontale	8 $\mu\text{V/m}$	17,9 dB ($\mu\text{V/m}$)	14,3 $\mu\text{V/m}$	23,1 dB ($\mu\text{V/m}$)	+ 5,2 dB	
		verticale	8 $\mu\text{V/m}$	17,9 dB ($\mu\text{V/m}$)	8,5 $\mu\text{V/m}$	18,6 dB ($\mu\text{V/m}$)	+ 0,7 dB	
	dipolo interno	orizzontale	44 $\mu\text{V/m}$	32,9 dB ($\mu\text{V/m}$)	40,0 $\mu\text{V/m}$	32,1 dB ($\mu\text{V/m}$)	- 0,8 dB	
		verticale	31 $\mu\text{V/m}$	29,8 dB ($\mu\text{V/m}$)	40,0 $\mu\text{V/m}$	32,1 dB ($\mu\text{V/m}$)	+ 2,3 dB	
N. 12	dipolo esterno	orizzontale	9,4 $\mu\text{V/m}$	19,5 dB ($\mu\text{V/m}$)	5,7 $\mu\text{V/m}$	15,1 dB ($\mu\text{V/m}$)	- 4,4 dB	
		verticale	4,5 $\mu\text{V/m}$	13,1 dB ($\mu\text{V/m}$)	5,7 $\mu\text{V/m}$	15,1 dB ($\mu\text{V/m}$)	+ 2,0 dB	
	chassis da solo	orizzontale	10,3 $\mu\text{V/m}$	20,3 dB ($\mu\text{V/m}$)	13,1 $\mu\text{V/m}$	22,3 dB ($\mu\text{V/m}$)	+ 2,0 dB	
		verticale	6,3 $\mu\text{V/m}$	16,0 dB ($\mu\text{V/m}$)	5,7 $\mu\text{V/m}$	15,1 dB ($\mu\text{V/m}$)	- 0,9 dB	
	dipolo interno	orizzontale	19,4 $\mu\text{V/m}$	25,8 dB ($\mu\text{V/m}$)	20,0 $\mu\text{V/m}$	26,0 dB ($\mu\text{V/m}$)	+ 0,3 dB	
		verticale	11,4 $\mu\text{V/m}$	21,1 dB ($\mu\text{V/m}$)	11,4 $\mu\text{V/m}$	21,1 dB ($\mu\text{V/m}$)	0,0 dB	
	chassis da solo	orizzontale	9,1 $\mu\text{V/m}$	19,2 dB ($\mu\text{V/m}$)	8,6 $\mu\text{V/m}$	18,7 dB ($\mu\text{V/m}$)	- 0,5 dB	
		verticale	4,0 $\mu\text{V/m}$	12,0 dB ($\mu\text{V/m}$)	5,4 $\mu\text{V/m}$	14,6 dB ($\mu\text{V/m}$)	+ 2,6 dB	
media delle differenze + 0,83 dB								
media delle differenze + 0,6 dB								

TAVOLA II

Ricevitore N.	Campi elettrici espressi in dB (1 $\mu\text{V/m}$)					
	Antenna esterna		Antenna interna		Chassis da solo	
	polar. o.	polar. v.	polar. o.	polar. v.	polar. o.	polar. v.
1	30,6	28,2	31,3	27,8	31,3	28
2	25,9	14,1	non c'è antenna interna		14,1	12
3	13,9	8,3	< 10	< 10	< 10	< 10
4	26,7	20,3	24,1	24,6	26,4	20,2
5	< 10	< 10	< 10	< 10	< 10	< 10
6	22,3	12,6	20	13,2	19,2	11,4
7	42,3	34,8	32	25,6	26,8	22,9
8	42,6	37,4	39,7	38,6	34,2	32
9	18	18	32,8	29,8	19,5	13,1
10	21,1	16	29,8	28,6	20	12,7
11	38	29,2	33,1	34	27,6	28,3
12	20,2	16	25,7	21,1	19,2	12
13	24,3	12,6	12	10	16	10,6
14	41,1	30,7	33,2	30,1	28,1	25,6

⁽¹⁾ Per le misure con antenna esterna e con antenna interna si è utilizzata ogni volta soltanto una delle due possibili posizioni della spina d'antenna.

⁽²⁾ I morsetti d'antenna sono stati lasciati aperti, anziché chiusi sopra una resistenza (come previsto invece dalle norme IRE), non essendosi osservate apprezzabili differenze nelle due condizioni. Il valore massimo misurato su ciascun ricevitore è stato sottolineato.

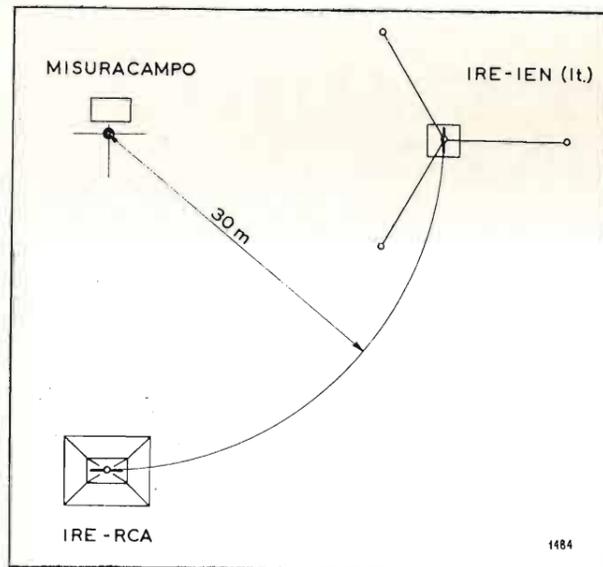


Fig. 1. — Disposizione adottata nelle misure di confronto fra le apparecchiature (fissa e mobile): il dipolo del misuracampo veniva ruotato di 90° nel piano orizzontale, quando si passava da un'apparecchiatura all'altra.

distanza. Inoltre alla base del tavolo viene generalmente disposto un autotrasformatore di circa 2 dm³ d'ingombro.

Dalle misure di cui si è in possesso si è portati a concludere che, almeno fino alle massime frequenze della gamma V.H.F. usata in televisione (circa 200 MHz), queste modeste masse metalliche possono venire accettate. Da misure successivamente eseguite con « grid-dip-meter », su apparato analogo costruito per conto di una Ditta nazionale, le frequenze proprie di risonanza degli elementi metallici di cui sopra sono infatti risultate superiori a 300 MHz.

I rilievi di confronto fra le apparecchiature IEN ed RCA sono stati eseguiti alla distanza di un giorno o due, ma essendo il terreno completamente imbevuto d'acqua, per la pioggia che cadeva da vari giorni, si può ritenere che le condizioni del suolo fossero praticamente identiche.

Le misure, eseguite con la disposizione della figura 1, sono riportate nella tavola I. I risultati ottenuti appaiono assai buoni, specie se si tiene conto che i campi misurati sono generalmente bassi e che non ci si preoccupò di riprodurre il senso di connessione della discesa d'antenna ai morsetti del ricevitore. Essi confortano sull'uso dell'apparecchiatura portatile sviluppata presso l'IEN⁽⁵⁾, in confronto con quella fissa RCA presa come campione.

Torino, maggio 1956.

IENGF

Reparto Radiotecnica e Centro TV

⁽⁵⁾ L'apparecchiatura è stata descritta nelle pubblicazioni che seguono: C. EGIDI e F. MAGGIORE: *Irradiazioni parassite dei televisori*. A.F., dicembre 1955, XXIV, 6, p. 470-498 (*Spurious radiations from television receivers*. IEC, London, 1955); ID. e ID.: *Misure delle irradiazioni parassite prodotte dai televisori*. « Eletttronica », 1955, IV, p. 104-112.

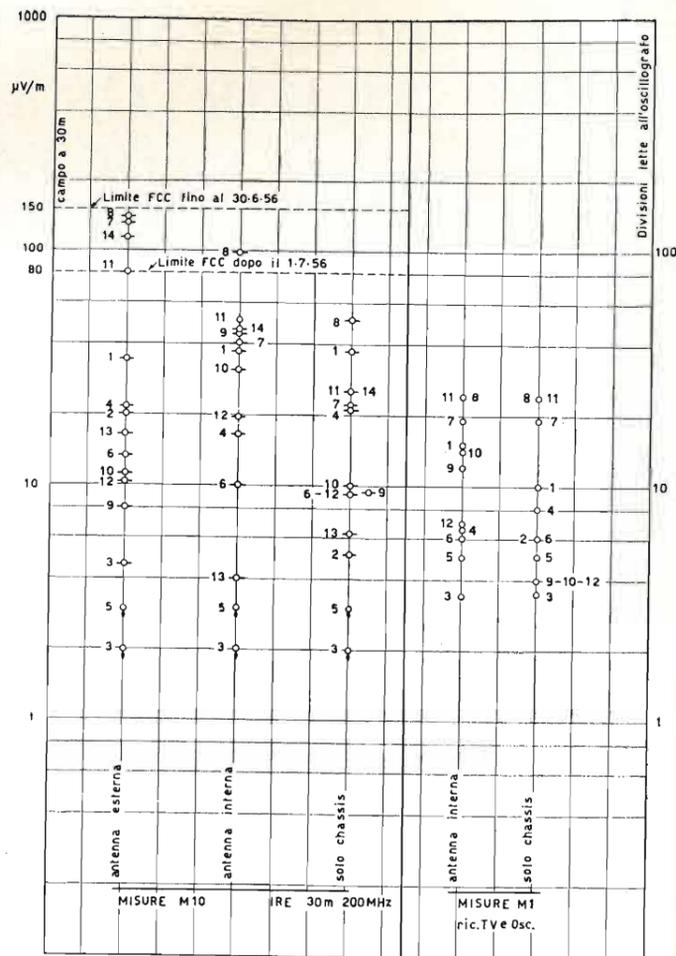


Fig. 2. — A sinistra della verticale: misure d'irradiazione parassita eseguite con il metodo IRE (apparecchiatura fissa della RCA) sopra 14 ricevitori di varie provenienze, alla frequenza di oscillatore locale di 200 MHz. A destra della verticale: misure dirette del disturbo prodotto dai medesimi ricevitori sopra un televisore accordato sui 200 MHz e provvisto di antenna alta 5 m da terra; i ricevitori venivano avvicinati a un metro dal televisore e le letture erano le divisioni della modulazione parassita letta all'oscillografo.

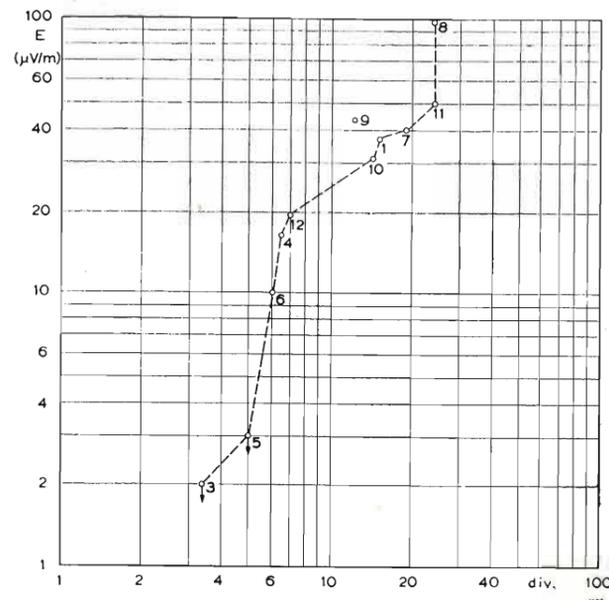


Fig. 3. — Tentativo di correlazione fra le misure eseguite con il metodo IRE (misure con antenna interna) e quelle dirette del disturbo prodotto sopra un televisore dai ricevitori fonici a modulazione di frequenza collegati con la propria antenna interna (dedotto dai valori della fig. 2, 2^a e 4^a colonna).

RAPPORTO SU M 10

Misura di tutti i ricevitori secondo il metodo IRE (testo originale in lingua inglese)

Tutti i quattordici ricevitori (vedi indice) sono stati sottoposti a prova seguendo le norme IRE⁽⁶⁾ ed usando l'apparecchiatura installata dalla RCA in un campo vicino a Zurigo.

Un misuracampo Stoddart Co. mod. NM 30A è stato usato come ricevitore di confronto, eseguendo cioè, dopo ciascun rilievo, la misura con un generatore di segnali campione (Boonton 202-B).

Lo stato del terreno era il seguente: tappeto erboso con erba di una decina di centimetri di lunghezza, completamente imbevuto d'acqua dopo diversi giorni di pioggia.

Le misure della irradiazione massima vennero eseguite soltanto ad una frequenza (frequenza di accordo circa 90 MHz; frequenza di misura circa 200 MHz), ma nelle tre condizioni di dipolo esterno, dipolo interno e solo chassis, ciascuna volta rilevando tanto la componente orizzontale quanto quella verticale del campo elettrico.

I risultati sono riportati nella tavola II e nel grafico della figura 2, ove il cerchietto è tagliato con un trattino orizzontale oppure verticale, secondo che predomini la componente orizzontale o quella verticale del campo elettrico.

Il grafico della figura 3 rappresenta un tentativo di correlazione fra M 10 ed M 1, per i casi di antenna interna e di solo chassis (qui è stato riportato il grafico soltanto per l'antenna interna).

C. EGIDI E G. C. SERIGHT

⁽⁶⁾ Standards on Radio receivers: *Open field methods of measurement of spurious radiation from frequency modulation and television broadcast receivers*, 1951.

LES A
Equipaggi fonografici
LES A S.p.A. - Via Bergamo 21 - MILANO

Antenne TV-MF
KATHREIN
la più vecchia e la più grande fabbrica europea
30 anni di esperienza

Rappresentante generale:

Ing. OSCAR ROJE

VIA TORQUATO TASSO, 7 - MILANO - TEL. 432.241 - 462.319

DEMOLTIPLICATORE DI FREQUENZA A TRANSISTORI (*)

DOTT. ING. M. VALERIANI

Introduzione.

La necessità di ottenere da una frequenza campione altre che ne siano esattamente sottomultiple è fra quelle che più spesso si presentano in pratica, e già da diversi anni sono stati proposti circuiti atti a risolvere convenientemente questo importante problema. Il demoltiplicatore a transistori qui descritto è una nuova versione di un tipo di circuito che fu attuato con i tubi, e che, per la minima potenza di alimentazione richiesta e per il suo piccolo ingombro, presenta su quello vantaggi abbastanza notevoli. Si tratta di un circuito rigenerativo del tipo Miller, adatto per divisori funzionanti con un valore costante della frequenza d'ingresso f_0 ; nel nostro caso si ha: $f_0 = 100$ kHz.

Principio generale.

In forma schematica il circuito può essere rappresentato come in figura 1, avendo chiamato con r l'ordine dell'armonica generata nel moltiplicatore.

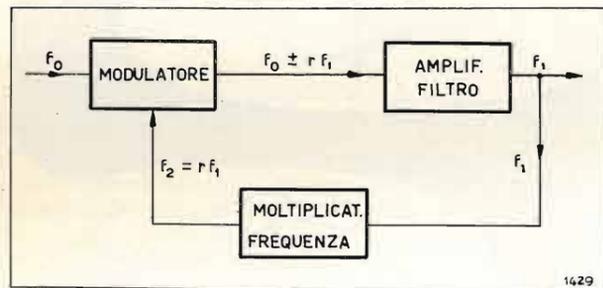


Fig. 1. — Schema di principio di un demoltiplicatore di frequenza del tipo Miller.

Ora affinché la componente di frequenza f_1 sia mantenuta nel circuito di reazione deve sussistere, tra le frequenze, la relazione:

$$[1] \quad f_0 \pm r f_1 = f_1$$

da cui:

$$[2] \quad f_1 = \frac{f_0}{r \pm 1}$$

Si vede quindi che la subarmonica più bassa si ha, con una determinata armonica r prodotta nel moltiplicatore, quando:

$$[3] \quad f_1 = \frac{f_0}{r + 1}$$

Schema di principio.

Nel caso del demoltiplicatore in esame r assume i valori di 3 o di 4 secondo i casi, per cui si hanno in uscita frequenze che sono 1/4 o 1/5 di quelle applicate all'ingresso dei rispettivi circuiti.

(*) Lavoro svolto presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale « Galileo Ferraris » di Torino.

Lo schema generale di principio del demoltiplicatore è rappresentato in figura 2.

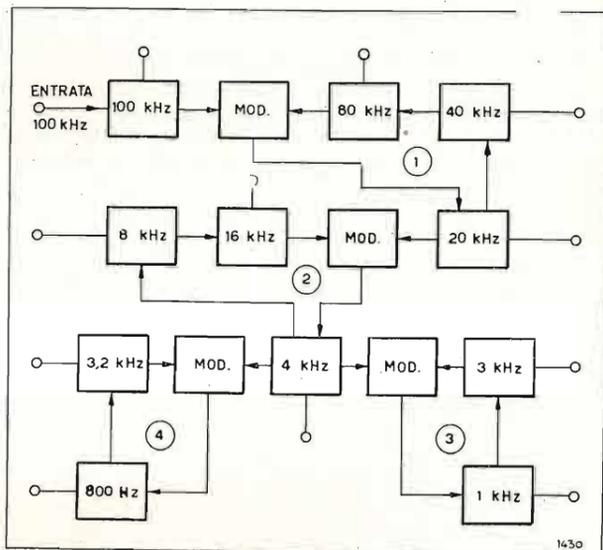


Fig. 2. — Schema generale del demoltiplicatore attuato.

Esso è composto di quattro anelli di cui solo gli ultimi due, quelli comprendenti circuiti a 800 e 1000 Hz, sono tra loro indipendenti. È quindi possibile ricavare, partendo dalla frequenza di 100 kHz generata da un oscillatore campione, altre dieci frequenze le quali, essendo ottenute attraverso processi di modulazione che coinvolgono la frequenza fondamentale di 100 kHz, stanno in un rapporto fisso rispetto ad essa. Tali frequenze sono presenti soltanto quando la fondamentale è applicata all'ingresso del circuito, purché siano rispettate le condizioni di Nyquist per la stabilità dei sistemi reazionati.

Una volta applicato il segnale a 100 kHz, e naturalmente anche le tensioni di alimentazione, affinché abbia inizio il funzionamento del primo anello è necessario che esista nel suo circuito di reazione un certo segnale alla frequenza sottomultipla. Ciò può essere ottenuto sia fornendo per un istante detta tensione con un oscillatore esterno, sia provocando nel circuito un transistorio tale che riesca ad innescare l'oscillazione, avviando così il regolare funzionamento del circuito.

Qui si è adottato il metodo di far funzionare l'amplificatore a 20 kHz come oscillatore per un breve periodo, per mezzo di un comando manuale. Lo stesso risultato si poteva ottenere anche automaticamente, ma nel nostro caso ciò non è opportuno, essendo necessario che il demoltiplicatore resti disinnescato dopo che per un qualunque motivo esso sia rimasto inoperante anche per un solo ciclo.

Per gli altri anelli le condizioni sono le stesse che nel caso precedente, applicando ai rispettivi morsetti d'entrata una tensione a 20 oppure a 4 kHz.

In questi altri casi si utilizzano come oscillatori per l'inizio del funzionamento gli stadi che normalmente servono come amplificatori a 4 kHz, 1000 e 800 Hz.

È evidente che le tensioni a 20 e a 4 kHz sono presenti nel circuito (a meno che non si voglia immetterle con generatori esterni) soltanto quando gli anelli 1 e 2 funzionano.

Si vede perciò che una volta applicato il segnale a 100 kHz, si deve prima innescare l'anello n. 1 e poi il n. 2, ed infine, senza nessun ordine di precedenza, il n. 3 ed il n. 4.

Descrizione del circuito.

Ognuno dei tre stadi modulatori è attuato con due diodi al germanio, mentre ciascun circuito con transistori assolve alla duplice funzione di amplificatore e moltiplicatore, o di amplificatore e filtro.

Questa duplice funzione è possibile sia perché i transistori usati nei moltiplicatori lavorano con tensioni d'ingresso piuttosto elevate ed in classe C, sia perché le impedenze di carico di tutti gli stadi sono costituite da circuiti accordati ciascuno sulla frequenza di uscita desiderata.

In queste condizioni la forma d'onda della tensione di uscita di ogni stadio è praticamente sinusoidale; ed inoltre la differenza di fase fra le due onde rimane costante.

I transistori lavorano con tensioni d'ingresso relativamente alte: $0,2 \div 0,3$ V negli stadi amplificatori-filtro e $0,3 \div 0,5$ V in quelli amplificatori-moltiplicatori; ciò è necessario per avere la tensione più alta possibile, $16 \div 17$ V, agli estremi dei circuiti accordati usando una tensione continua di alimentazione di 25 V che è la massima consentita con questi tipi di transistori.

È così possibile ricavare una tensione di 0,5 V ai capi dei secondari di uscita, anche se si chiudono detti secondari ciascuno su una resistenza di qualche centinaio di ohm senza che ciò comprometta il funzionamento del demoltiplicatore.

L'accoppiamento a trasformatore tra i vari stadi si rende necessario per far sì che la bassa resistenza d'ingresso che presenta ciascun transistori (dell'ordine del migliaio di ohm) non venga a caricare troppo il circuito accordato dello stadio precedente. In queste condizioni di massima uscita i transistori non danno il guadagno più elevato possibile, ma ciò non ha grande importanza nel funzionamento di questi circuiti.

I tipi di transistori usati sono il CK722, il 2N36 e l'NU-2N42. Questi possono essere sostituiti l'uno con l'altro senza inconvenienti degni di nota, fin quando si tratta dei circuiti che lavorano a frequenze minori di 20 kHz; ciò non ostante il fatto che l'amplificazione dei transistori 2N36, CK722, NU-2N42, decresce nell'ordine in cui sono indicati.

Nel circuito moltiplicatore a 3200 Hz che funziona come quadruplicatore, e con lo schema adottato, meglio si presta il tipo NU-2N42; anche gli altri possono essere adoperati ma danno una tensione di uscita un po' più bassa: $13 \div 14$ V al massimo. Nei circuiti per frequenze superiori ai 20 kHz è meglio adoperare i transistori del tipo NU-2N42 sia nei circuiti moltiplicatori sia in quelli amplificatori.

Nello stadio a 100 kHz è stato usato un 2N36 unicamente perché non era disponibile un transistori

del tipo precedente. In questo caso l'amplificazione è molto bassa, meno della metà di quella normale, ma poiché è possibile disporre di un segnale di entrata dell'ordine di 0,5 V ciò ha scarsa importanza.

Le induttanze dei circuiti risonanti sono costituite con nuclei ferro magnetici Philips ferrocube e presentano un coefficiente di risonanza, alla frequenza di lavoro, abbastanza elevato. Quello minimo è di circa 50 per la bobina usata nel circuito a 800 Hz; valori maggiori si hanno nelle altre, ad esempio, per la bobina usata nel circuito a 100 kHz, Q è uguale a 260.

Il coefficiente di risonanza rimane abbastanza elevato anche quando il circuito risonante è inserito in un circuito come quello di figura 3, sia allorché venga

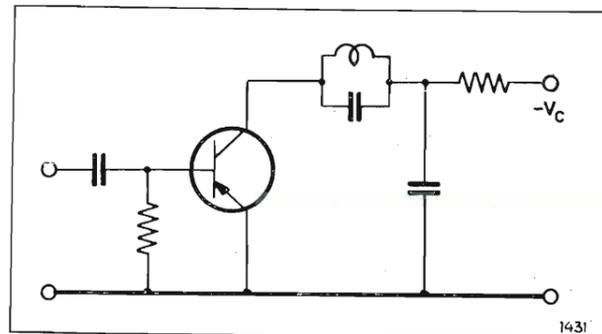


Fig. 3. — Amplificatore selettivo con transistori.

accordato sulla stessa frequenza del segnale di entrata, sia quando venga invece accordato su un'armonica che nel caso specifico è la seconda, la terza o la quarta. È necessario però che la tensione applicata alla base del transistori sia la minima necessaria per ottenere la massima uscita di $16 \div 17$ V, in quanto ogni ulteriore incremento dell'ampiezza del segnale di entrata mentre non fa aumentare la tensione di uscita, peggiora, e in modo notevole, il coefficiente di risonanza dell'insieme.

Un circuito come quello di figura 3 accordato su una data frequenza diviene sempre meno sensibile alle variazioni della frequenza del segnale d'ingresso rispetto a quella di accordo mano a mano che aumenta l'ampiezza del segnale.

Pertanto per ottenere che ciascun circuito mantenga un coefficiente di risonanza abbastanza elevato è bene che alla base di ogni transistori sia applicata la minima tensione necessaria per ottenere la massima uscita; tuttavia così facendo una diminuzione della tensione di alimentazione può far cessare il funzionamento dell'insieme.

La forma d'onda dei circuiti a 800 e 1000 Hz è quasi perfettamente sinusoidale; negli altri circuiti la tensione di uscita presenta ancora una lieve traccia di armoniche, come è mostrato per esempio nelle figure 4, 5, 6.

Per rendere il comportamento del circuito più indipendente dalle variazioni della tensione di alimentazione si è aumentata la tensione applicata alla base di ogni transistori. In queste condizioni la tensione di uscita ai capi dei circuiti oscillanti a 800 e 1000 Hz non è più perfettamente sinusoidale. Ciò è dovuto al fatto che il coefficiente di risonanza del complesso transistori-circuito oscillante diventa molto basso, dell'ordine di poche unità, a causa dell'ampiezza del segnale applicato.

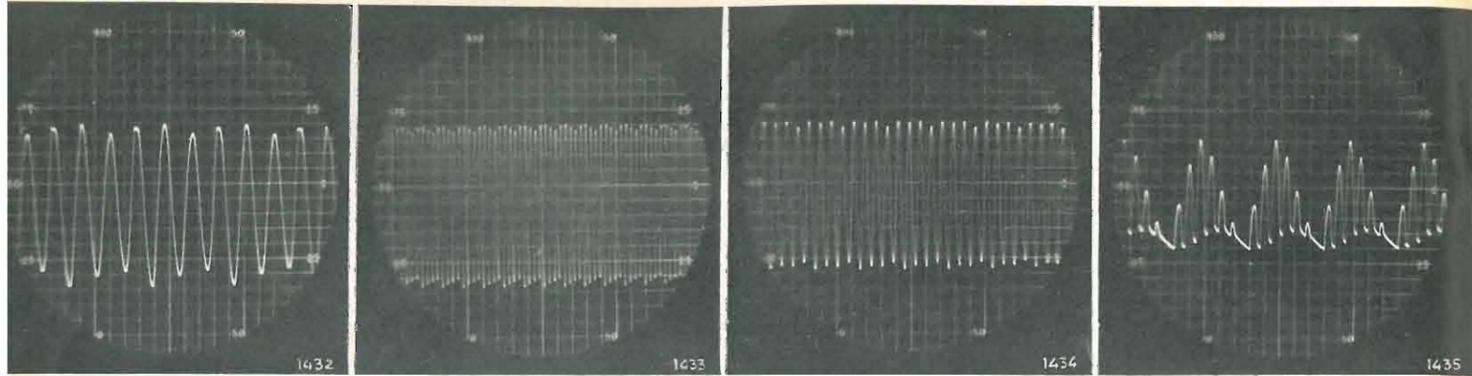


Fig. 4. — Andamento della tensione ai capi del circuito risonante a 3000 Hz. Scala: 5 volt per divisione.

Fig. 5. — Andamento della tensione ai capi del circuito risonante a 3200 Hz. Scala: 5 volt per divisione.

Fig. 6. — Andamento della tensione ai capi del circuito risonante a 16 kHz. Scala: 5 volt per divisione.

Fig. 7. — Andamento della tensione ai capi della resistenza di carico del circuito modulatore 3-4 kHz. Frequenza involuppo 1000 Hz. Scala: 0,5 volt per divisione.

Nelle figure 7 e 8 sono riportate le forme d'onda della tensione ai capi della resistenza di carico del circuito modulatore (3 e 4 kHz) e di quella ai capi del circuito oscillante a 1000 Hz.

Per far sì che le tensioni a 800 e 1000 Hz assumano un andamento abbastanza sinusoidale si è aggiunto un condensatore in parallelo alla resistenza di carico dei circuiti modulatori. Si ottiene così già ai capi di queste capacità un andamento simile a quello dell'involuppo del battimento (fig. 9) e perciò sul circuito accordato una tensione quasi perfettamente sinusoidale (fig. 10-11).

Il circuito completo del demoltiplicatore è riportato in figura 12 e presenta le seguenti caratteristiche:

1) La forma d'onda delle tensioni a 800 e 1000 Hz è sufficientemente sinusoidale.

2) È possibile ottenere l'innesco delle oscillazioni senza ricorrere all'uso di generatori esterni.

3) Il funzionamento è abbastanza indipendente dalle variazioni della tensione di alimentazione. Infatti il demoltiplicatore, una volta innescato, continua a funzionare anche se detta tensione, che è normalmente di -25 V, scende a -12 V. Le uniche variazioni si hanno nell'assorbimento della corrente di collettore da 8 a 3 mA, e nel valore della tensione di uscita che in ciascun secondario varia linearmente in

funzione della tensione di alimentazione, come risulta dal grafico di figura 13.

Conclusione

Questo tipo di demoltiplicatore rigenerativo si presta bene ad essere attuato con transistori. Esso in particolare ha il pregio di mantenere un funzionamento corretto anche quando si verificano sensibili variazioni dei parametri dei transistori. Infatti è necessario soltanto che i transistori conservino un guadagno sufficiente; quando questo diminuisce varia la tensione di uscita, ma il demoltiplicatore continua a funzionare anche se il guadagno si riduce per esempio alla metà.

In un'applicazione di questo genere si può prevedere, almeno in via teorica, che i transistori abbiano una durata utile da 100 000 a 200 000 ore e quindi praticamente illimitata.

Se infine si considera che la potenza assorbita è del tutto trascurabile, circa 200 mW, e che il funzionamento è perfettamente sicuro, si può concludere che questo demoltiplicatore presenta caratteristiche eccellenti e particolarmente adatte per un servizio a carattere continuativo.

(Seguono dati relativi alle caratteristiche delle bobine).

Fig. 8. — Andamento della tensione ai capi del circuito oscillante alla frequenza di 1000 Hz. Scala: 5 volt per divisione.

Fig. 9. — Andamento della tensione ai capi della resistenza di carico del circuito modulatore 3-4 kHz dopo l'aggiunta della capacità in parallelo. Frequenza involuppo 1000 Hz. Scala: 0,5 volt/divisione.

Fig. 10. — Andamento della tensione ai capi del circuito oscillante alla frequenza di 1000 Hz. Scala: 5 volt per divisione.

Fig. 11. — Andamento della tensione ai capi del circuito risonante a 800 Hz. Scala: 5 volt per divisione.

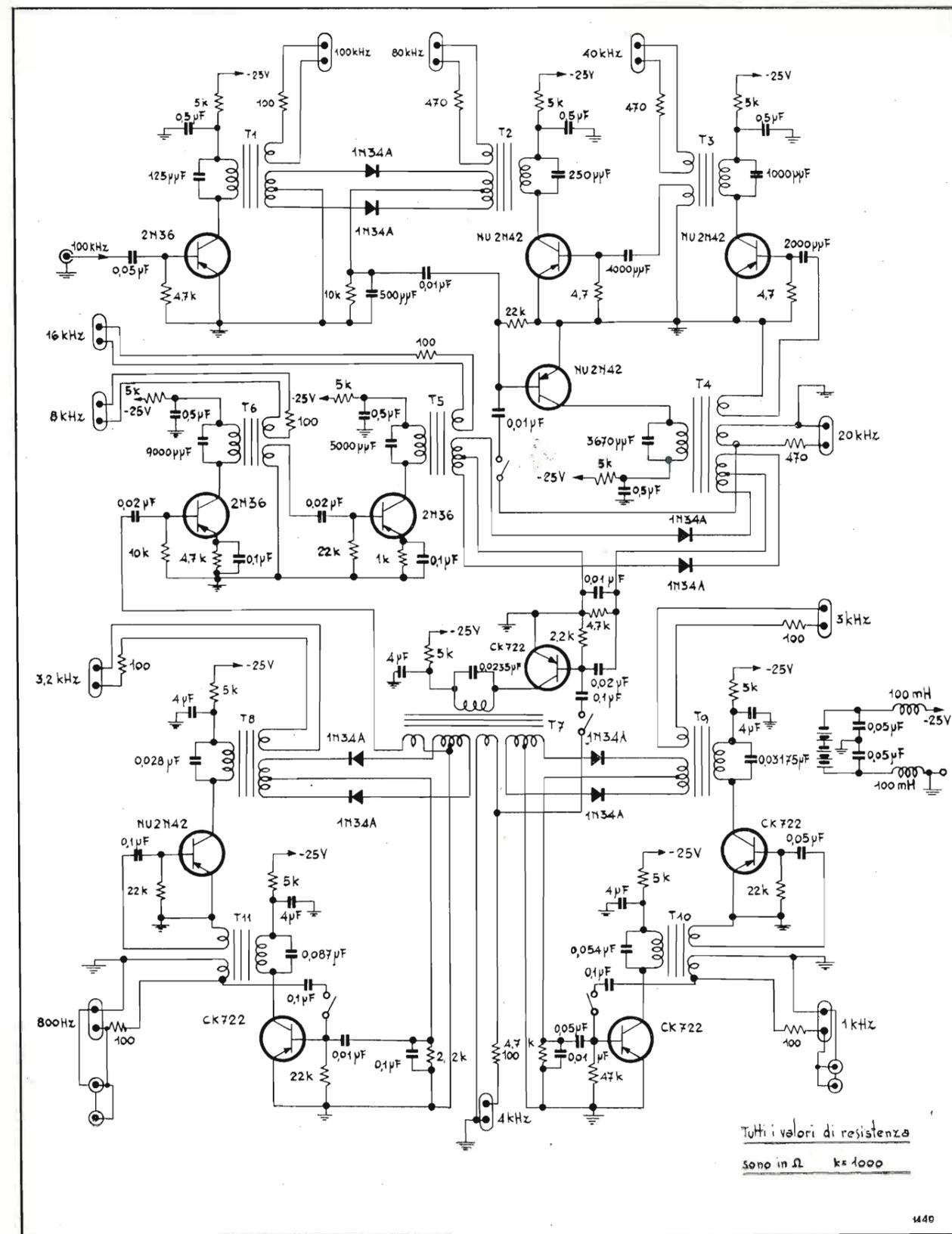
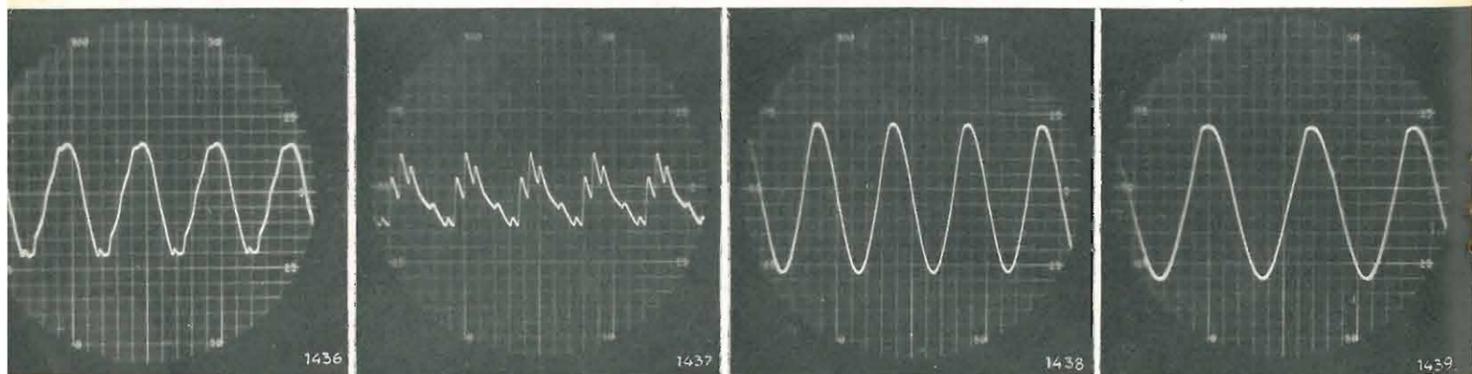


Fig. 12. — Schema completo del demoltiplicatore attuato.

Tutti i valori di resistenza sono in Ω ke 1000

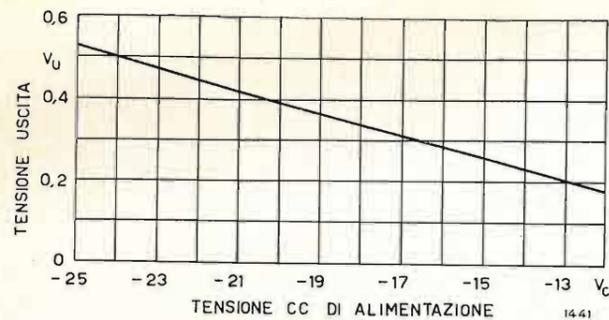


Fig. 13. — Diagramma sperimentale della tensione di uscita V_u in funzione della tensione continua di alimentazione V_c .

CARATTERISTICHE DELLE BOBINE

- T₁** Nucleo: Philips Ferroxcube D 25/16-9,5 III B 2; Primario: n. 314 spire filo Litz 5 × 0,07; Secondario I: n. 11 spire filo Litz 5 × 0,07; Secondario II: n. 2 × 25 spire filo Litz 5 × 0,07; Induttanza primario: 12,1 mH; Q = 6,8 a 1000 Hz; Circuito accordato a 100 kHz.
- T₂** Nucleo: Philips Ferroxcube D 25/16-9,5 III B 2; Primario: n. 305 spire filo Litz 5 × 0,07; Secondario I: n. 11 spire filo Litz 5 × 0,07; Secondario II: n. 2 × 25 spire filo Litz 5 × 0,07; Induttanza primario: 11,4 mH; Q = 6,7 a 1000 Hz; Circuito accordato a 80 kHz.
- T₃** Nucleo: Philips Ferroxcube D 25/16-9,5 III B 2; Primario: n. 350 spire filo Litz 5 × 0,07; Secondario I: n. 12 spire filo Litz 5 × 0,07; Secondario II: n. 12 spire filo Litz 5 × 0,07; Induttanza primario: 15 mH; Q = 6,9 a 1000 Hz; Circuito accordato a 40 kHz.
- T₄** Nucleo: Philips Ferroxcube D 25/16-9,5 III B 2; Primario: n. 378 spire filo Litz 5 × 0,07; Secondario I: n. 13 spire filo 0,2 smaltato; Secondario II: n. 13 spire filo 0,2 smaltato; Secondario III: n. 2 × 33 spire filo 0,2 smaltato; Induttanza primario: 17,8 mH; Q = 6,5 a 1000 Hz; Circuito accordato a 20 kHz.
- T₅** Nucleo: Philips Ferroxcube D 25/16-9,5 III B 2; Primario: n. 382 spire filo Litz 5 × 0,07; Secondario I: n. 13 spire filo 0,2 smaltato; Secondario II: n. 2 × 33 spire filo 0,2 smaltato;
- Induttanza primario: 18,1 mH; Q = 6,5 a 1000 Hz; Circuito accordato a 16 kHz.
- T₆** Nucleo: Philips Ferroxcube D 36/22-9,5 III B 1; Primario: n. 333 spire filo Litz 10 × 0,07; Secondario: n. 11 spire filo 0,2 smaltato; Induttanza primario: 44 mH; Q = 30 a 1000 Hz; Circuito accordato a 8 kHz.
- T₇** Nucleo: Philips Ferroxcube D 36/22-9,5 III B 1; Primario: n. 440 spire filo 0,25 smaltato; Secondario I: n. 2 × 35 spire filo 0,20 smaltato; Secondario II: n. 14 spire filo 0,20 smaltato; Secondario III: n. 2 × 35 spire filo 0,20 smaltato; Secondario IV: n. 14 spire filo 0,20 smaltato; Induttanza primario: 70 mH; Q = 70 a 1000 Hz; Circuito accordato a 4000 Hz.
- T₈** Nucleo: Philips Ferroxcube D 36/22-9,5 III B 1; Primario: n. 500 spire filo 0,25 smaltato; Secondario I: n. 14 spire filo 0,25 smaltato; Secondario II: n. 2 × 40 spire filo 0,20 smaltato; Induttanza primario: 87 mH; Q = 80 a 1000 Hz; Circuito accordato a 3200 Hz.
- T₉** Nucleo: Philips Ferroxcube D 36/22-9,5 III B 1; Primario: n. 500 spire filo 0,25 smaltato; Secondario I: n. 16 spire filo 0,20 smaltato; Secondario II: n. 2 × 50 spire filo 0,20 smaltato; Induttanza primario: 87,5 mH; Q = 70 a 1000 Hz; Circuito accordato a 3000 Hz.
- T₁₀** Nucleo: Philips Ferroxcube D 36/22-9,5 III B 1; Primario: n. 1160 spire filo 0,16 smaltato; Secondario I: n. 38 spire filo 0,16 smaltato; Secondario II: n. 38 spire filo 0,16 smaltato; Induttanza primario: 480 mH; Q = 50 a 1000 Hz; Circuito accordato a 100 Hz.
- T₁₁** Nucleo: Philips Ferroxcube D 36/22-9,5 III B 1; Primario: n. 1160 spire filo 0,16 smaltato; Secondario I: n. 38 spire filo 0,16 smaltato; Secondario II: n. 38 spire filo 0,16 smaltato; Q = 50 a 1000 Hz; Circuito accordato a 800 Hz. (265)

BIBLIOGRAFIA

MILLER R. L.: *Fractional-Frequency Generators Utilizing Regenerative Modulation*. Proc. of. I.R.E., 1939, pag. 446-457.

ALTOPARLANTE FITTIZIO PER MISURE SUI RICEVITORI

DOTT. ING. HANS MAYR (*)

SOMMARIO - Nella nota si rappresenta, sotto forma quadripolare, il circuito equivalente di un altoparlante elettrodinamico: detto circuito presenta ai morsetti d'entrata un'impedenza molto prossima a quella dell'altoparlante reale ed ai morsetti di uscita fornisce una tensione proporzionale alla pressione sonora sull'asse dell'altoparlante. Il campo di validità dell'equivalenza è limitato verso l'alto a quei valori di frequenza per i quali la membrana può essere ancora considerata rigida: ciò, soprattutto, per quanto riguarda la tensione all'uscita del quadripolo. In un successivo articolo verrà illustrato il circuito equivalente valido entro il campo delle frequenze alte, fino alle massime di funzionamento dell'altoparlante.

1. Premessa.

Alcuni anni fa venne studiato in laboratorio il progetto di un altoparlante fittizio, destinato a sostituire e simulare l'altoparlante reale nelle misure « elettriche » (1) sui ricevitori.

Le esperienze a quel tempo eseguite confermarono i pregi di questo circuito; esso infatti, rispetto al carico equivalente comunemente usato e consistente in una semplice resistenza ohmica, presenta il vantaggio di far funzionare l'apparecchio, ed in particolare il suo complesso di bassa frequenza, nelle effettive condizioni di lavoro.

L'altoparlante fittizio, sebbene costituisca una innegabile complicazione rispetto al consueto carico equivalente, appare dunque indispensabile in tutte le misure in cui viene variata la frequenza acustica (sia essa direttamente applicata alla presa fonografica oppure introdotta nel generatore di segnali come modulazione della radiofrequenza), ove si voglia da esse giudicare il reale comportamento del ricevitore: tipica fra queste è la misura della risposta elettrica. Risulterà invece inutile in molte altre misure e, in generale, in tutte quelle nelle quali si fa uso di una frequenza di modulazione fissa; caratteristica fra queste è la misura della sensibilità.

Considerando la crescente diffusione dei ricevitori di qualità e, in genere, dei circuiti di reazione nei complessi di bassa frequenza, l'altoparlante fittizio appare oggi molto interessante e quindi è stato ripreso recentemente in occasione della stesura di norme sui ricevitori a modulazione di frequenza, ora in corso da parte di un Comitato redazionale del CNIT (Comitato Nazionale Tecnico di Televisione), costituito per iniziativa dell'ANIE. Alcune considerazioni sintetiche verranno pertanto estratte dalla presente trattazione e introdotte nelle generalità delle suddette norme.

Il campo di validità dell'equivalenza fra altoparlante reale e altoparlante fittizio è limitato verso l'alto a quei valori di frequenza per i quali la membrana può essere ancora considerata rigida: ciò, soprattutto, per quanto riguarda la tensione all'uscita del quadripolo.

Come risulterà anche dagli esempi riportati, per il momento l'equivalenza è dunque limitata alle fre-

(*) Direttore Gruppo Divisioni Radio Civile della FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI - Sesto S. Giovanni.

(1) Esso non può sostituire completamente l'altoparlante reale e quindi non si possono eseguire su di esso, in generale, tutte le misure che equivalgono a quelle acustiche.

quenze basse e medie; peraltro in un articolo successivo si conta illustrare il circuito equivalente per le frequenze alte, in modo da completare lo studio intrapreso.

2. Descrizione.

L'altoparlante fittizio è una rete elettrica destinata a sostituire l'altoparlante per le misure di fedeltà e di distorsione. Esso è un quadripolo passivo che presenta ai morsetti d'ingresso una impedenza uguale a quella dell'altoparlante che sostituisce; le caratteristiche di trasmissione sono inoltre scelte in modo che, inserendo il quadripolo al posto dell'altoparlante, la tensione d'uscita sia proporzionale all'uscita acustica dell'altoparlante in condizioni ideali.

Come altoparlante ideale si sceglie un disco circolare rigido, vibrante in un piano infinito; il disco ha lo stesso diametro e la stessa massa della membrana dell'altoparlante reale.

Tenendo conto delle caratteristiche direzionali dell'altoparlante ideale, che sono molto simili a quelle dell'altoparlante reale, invece di usare come uscita acustica la potenza totale irradiata, si preferisce usare la pressione acustica sull'asse dell'altoparlante a una distanza sufficientemente grande. Si suppone inoltre che l'irradiazione avvenga nello spazio libero.

Per le frequenze basse, alle quali l'irradiazione è praticamente sferica, non c'è differenza fra le due definizioni. Per le frequenze alte invece, alle quali l'irradiazione è contenuta entro un angolo solido piuttosto limitato, la risposta, misurata in termini di pressione sull'asse e riferita alle frequenze basse, risulta maggiore della risposta misurata in termini di potenza totale. Siccome per queste frequenze l'assorbimento di un ambiente normale è piuttosto forte, l'irradiazione risulta simile a quella nello spazio libero. L'uscita acustica, definita come sopra, rispecchia perciò adeguatamente l'impressione di un osservatore che si trovi davanti all'altoparlante, in condizioni normali.

La teoria dimostra che la pressione sonora sull'asse di un disco rigido vibrante in un piano infinito, a una distanza sufficientemente grande dal disco stesso, è proporzionale all'accelerazione del disco. Inoltre l'accelerazione è a sua volta proporzionale alla forza esercitata dalla bobina mobile sulla massa inerte del disco. Si ha così che l'uscita acustica dell'altoparlante ideale, espressa in termini di pressione, è proporzionale a quella componente della forza prodotta dalla bobina mobile che agisce sulla massa del disco.

EDIZIONI RADIO ITALIANA

Volumi in distribuzione

Alcune novità:

MICROONDE di Giuseppe Dilda

Il volume costituisce una novità assoluta nel campo dell'editoria tecnica italiana. I principali argomenti trattati sono: circuiti risonanti speciali - linee - guide d'onda - cavità - tubi per onde ultracorte - Clitron - Magnetron. Edizione rilegata in tela L. 3300

LE ANTENNE di F. Simonini - C. Bellini

Manuale pratico per il progetto, calcolo, messa a punto delle antenne di trasmissione e ricezione Radio e TV. Completano il volume 42 esercizi, 31 grafici, XV tabelle, 198 illustrazioni. L. 3000

Per richieste dirette rivolgersi alla EDIZIONI RADIO ITALIANA - Via Arsenale, 21 - Torino che provvede all'invio franco di altre spese contro rimessa anticipata dei relativi importi. I versamenti possono essere effettuati sul conto corrente postale 2/37800.

L'altoparlante reale corrisponde abbastanza bene al caso ideale del disco rigido, fino a frequenze dell'ordine di 1000 Hz; per frequenze superiori si può avere uno scostamento notevole, dovuto ai modi di vibrazione del cono.

L'altoparlante fittizio viene attuato secondo lo schema elettrico equivalente riportato nella figura 1.

La resistenza R_1 e l'induttanza L_1 sono i valori elettrici statici, misurabili cioè in assenza di vibrazione; gli altri tre elementi sono invece gli equivalenti elettrici delle grandezze meccaniche: l'induttanza L_2 è dovuta alla sospensione elastica del sistema mobile, la capacità C è dovuta alla massa del sistema mobile e la resistenza R_2 agli elementi dissipativi, compresa la resistenza di radiazione.

A rigore quest'ultima resistenza varia al variare della frequenza; la sua variazione è però limitata alle

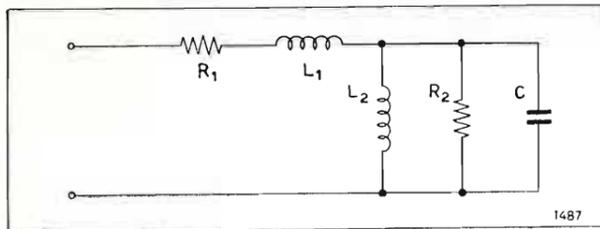


Fig. 1. — Circuito equivalente bipolare di principio, limitato alle frequenze basse e medie (fino a circa 1000 Hz).

frequenze nella vicinanza della risonanza e si può perciò scegliere un valore costante, uguale a quello che essa assume per la frequenza di risonanza.

Denominando con s la rigidità della sospensione in newton/cm, con m la massa totale (compresa la massa dell'aria oscillante) in kg, con r la resistenza meccanica in newtonsec/cm, con B la densità media del flusso magnetico in Wb/m^2 con l la lunghezza del conduttore in m, si ottiene:

$$L_2 = \frac{B^2 l^2}{s} \quad \text{H},$$

$$R_2 = \frac{B^2 l^2}{r} \quad \Omega,$$

$$C = \frac{m}{B^2 l^2} \quad \text{F}.$$

I valori del circuito equivalente possono essere determinati misurando l'impedenza dell'altoparlante reale con un ponte a varie frequenze. Conoscendo B ed l si può anche determinare C dalla formula, sostituendo ad m la massa totale del sistema vibrante. Questa si trova aggiungendo alla massa del cono, completo di bobina mobile, circa un terzo della massa delle sospensioni elastiche e la massa dell'aria; quest'ultima è data da:

$$m_a = 0,8 \cdot D^3 \text{ g},$$

ove D è il diametro del cono in m.

L'induttanza L può allora venire desunta dalla C e dalla frequenza di risonanza, la resistenza R_1 è la componente reale dell'impedenza a frequenza molto basse, la R_2 è l'analoga alla frequenza di risonanza e la L_1 è la componente reattiva per frequenze alte.

Tutti questi valori, compresa la frequenza di risonanza, possono essere determinati più semplicemente

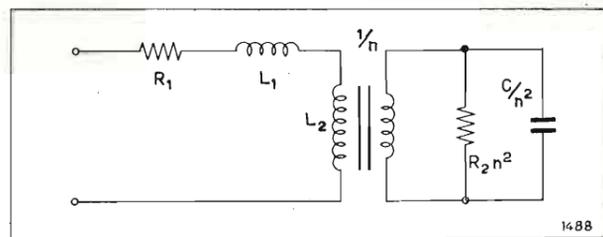


Fig. 2. — Circuito equivalente bipolare, ottenuto trasformando quello della figura 1 in una forma conveniente per l'attuazione pratica.

da una misura del modulo dell'impedenza; questa si può effettuare misurando il rapporto tra tensione e corrente nell'altoparlante e rende quindi superfluo l'uso di un ponte. In ogni modo, i valori del circuito determinati con l'uno o l'altro dei due metodi accennati si corrispondono bene fra loro.

In pratica si trova che il valore di C risulta molto elevato e sarebbe difficilmente attuabile in modo diretto: si ricorre allora alla modifica del circuito equivalente data dalla figura 2.

Usando un trasformatore con rapporto $1/n$, il condensatore necessario risulta più piccolo nel rapporto $1/n^2$. Bisogna però tenere presente che nella resistenza R_1 va ora compresa anche la resistenza totale del trasformatore, nell'induttanza L_1 anche l'induttanza dispersa e nella resistenza R_2 la resistenza dovuta alle perdite nel ferro del trasformatore; occorre perciò usare un trasformatore che abbia perdite sufficientemente basse.

Il circuito rappresentato in figura 2 riproduce molto bene l'impedenza dell'altoparlante: occorre ora trovare nel circuito stesso una grandezza proporzionale alla componente della forza che agisce sulla massa dell'altoparlante reale.

Nel circuito equivalente usato, le forze corrispondono alle correnti; pertanto la grandezza cercata è la corrente nel condensatore C . Basta perciò disporre in serie con questo condensatore una resistenza di valore opportuno e collegare i capi di questa resistenza ai morsetti d'uscita del quadripolo, per ottenere una tensione d'uscita proporzionale all'uscita acustica. Si ottiene così lo schema definitivo della figura 3.

La resistenza R_3 deve essere abbastanza piccola per non influenzare troppo l'impedenza del circuito. La sua scelta è per il resto arbitraria, ma il valore più conveniente è quello che dà a 400 Hz tensioni uguali all'entrata e all'uscita del quadripolo.

In questo caso, a 400 Hz, la potenza apparente assorbita dall'altoparlante si calcola direttamente dalla tensione d'uscita applicata alla impedenza nominale dell'altoparlante, che viene appunto data per 400 Hz. Si ottiene così un conveniente livello di riferimento per la potenza.

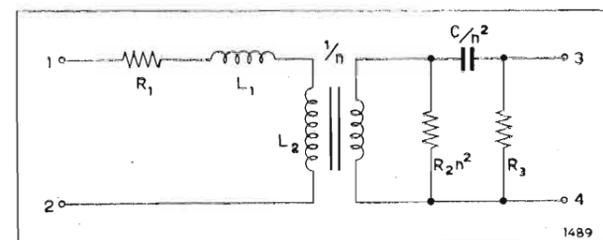


Fig. 3. — Circuito equivalente quadripolare: i morsetti 1 e 2 si connettono al trasformatore di uscita, in sostituzione dell'altoparlante; ai morsetti 3 e 4 si misura la tensione proporzionale alla pressione acustica nel caso di schermo illimitato.

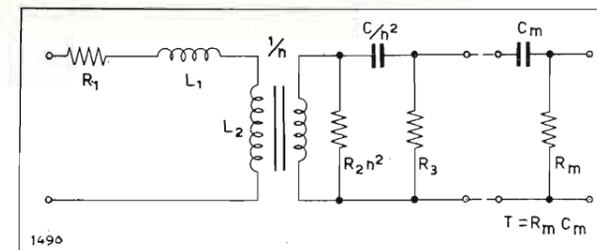


Fig. 4. — Circuito equivalente quadripolare simile al precedente, salvo che in questo caso lo schermo è limitato. A tal fine sono stati aggiunti al circuito della figura 3 elementi filtranti che riproducono elettricamente l'effetto acustico dello schermo.

Il valore R_3 così definito è:

$$R_3 = R_1 n^2 / (n - 1)$$

L'altoparlante fittizio rappresentato in figura 3 simula il comportamento di un altoparlante montato entro uno schermo, mentre in realtà gli schermi acustici sono spesso relativamente piccoli, almeno per le frequenze basse. Le dimensioni limitate degli schermi acustici reali hanno due effetti distinti: diminuiscono l'irradiazione delle frequenze basse e creano una serie di massimi e minimi nella pressione sonora lungo l'asse. È bene tenere conto almeno del primo effetto; ciò si ottiene aggiungendo all'altoparlante fittizio un dispositivo che simula in modo approssimativo il comportamento dello schermo acustico finito.

La teoria dello schermo acustico non è sufficientemente sviluppata per dare risultati semplici ed espliciti; si usano allora modelli diversi per calcolare in modo approssimato l'effetto cercato: una sfera che porta sui punti estremi di un diametro due sorgenti puntiformi di fase opposta, oppure due sorgenti puntiformi isolate distanziate tra loro. Il risultato è pressoché uguale per i due modelli e può essere rappresentato da un semplice filtro passa-alto ad L, composto da un condensatore e da una resistenza. La costante di tempo caratteristica di questo filtro deve essere approssimativamente

$$T = \frac{d}{600},$$

ove d è la distanza minima tra le due sorgenti in m.

Si ottiene così in definitiva il circuito completo della figura 4.

Le figure 5 e 6 rappresentano due esempi di confronto fra le impedenze e fra le tensioni di uscita rispettivamente.

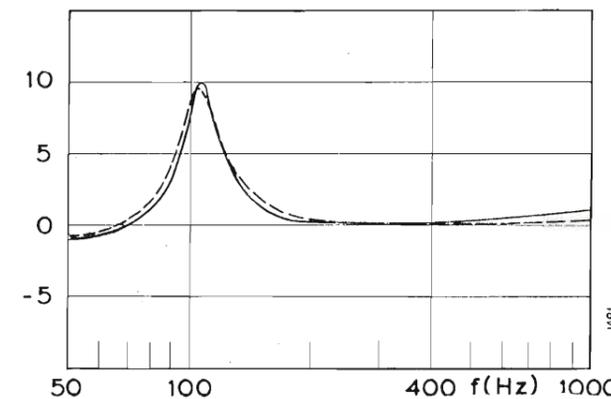


Fig. 5. — Impedenza di entrata dell'altoparlante reale (linea continua) e dell'altoparlante fittizio (linea tratteggiata); le ordinate sono date dall'espressione $20 \log Z/Z_n$ dove Z_n è l'impedenza a 400 Hz e, nel caso particolare, vale $3,5 \Omega$.

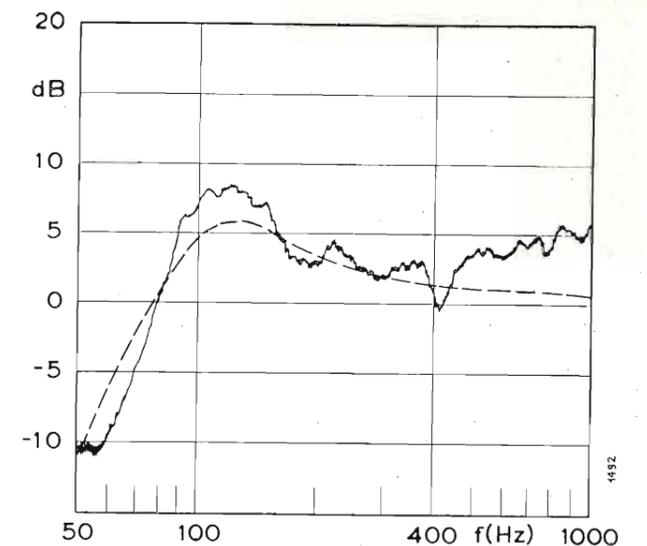


Fig. 6. — Pressione acustica (linea continua) e tensione ai morsetti di uscita dell'altoparlante fittizio (linea tratteggiata).

Conclusione.

Usando l'altoparlante fittizio si ottiene, con una semplice misura elettrica, la risposta acustica che si otterrebbe dall'amplificatore in esame usando un altoparlante ideale. La curva così ottenuta non tiene conto delle piccole irregolarità causate dall'altoparlante reale o dal mobile sul quale esso è montato, ma riproduce l'andamento di massima della curva di fedeltà acustica.

Un vantaggio importante di questo dispositivo è che lo stadio d'uscita funziona in condizioni praticamente uguali a quelle che si verificano durante l'uso; si può perciò misurare anche la distorsione non lineare, ottenendo la distorsione che si verificherebbe nella pressione acustica se l'altoparlante stesso fosse privo di distorsione.

Le misure elettriche sull'altoparlante fittizio, come si è detto, non possono sostituire le misure acustiche; l'altoparlante permette però di effettuare le misure elettriche in condizioni di lavoro e di ottenere risultati indicativi della qualità dell'amplificatore in esame, senza dover applicare correzioni o interpretazioni più o meno complicate.

Milano - Sesto San Giovanni, giugno 1956.

WORLD RADIO HANDBOOK

Manuale completo sulla attività radiofonica e televisiva mondiale, con indicazione di tutti gli enti radiofonici, di tutte le stazioni trasmettenti, relativi dati di potenza e lunghezza d'onda - ultimissima edizione ampliata. L. 1200

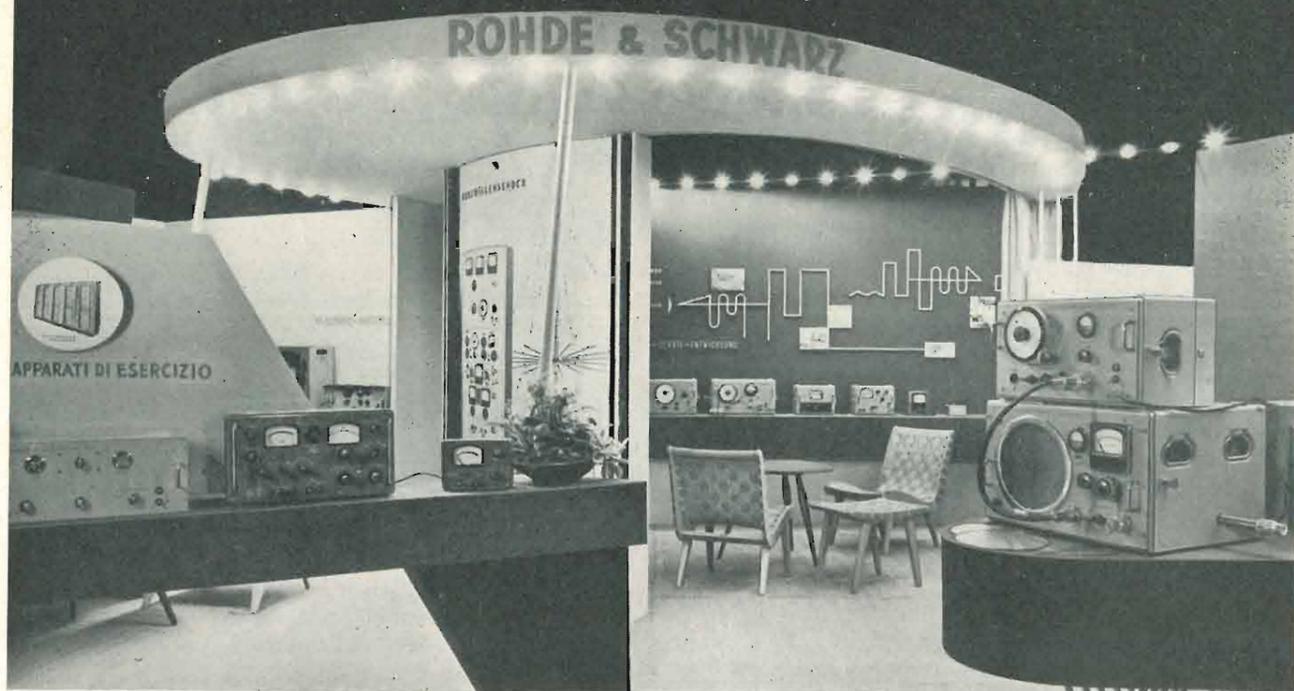
In vendita nelle principali librerie. Per richieste dirette rivolgersi alla EDIZIONI RADIO ITALIANA - Via Arsenale 21 - Torino che provvede all'invio franco di altre spese contro rimessa anticipata dei relativi importi. I versamenti possono essere effettuati sul c/c postale n. 2/37800.



ROHDE & SCHWARZ

MÜNCHEN 9

STRUMENTI DI MISURA E IMPIANTI PER LA TECNICA BF, AF, VHF E UHF · APPARATI DI ESERCIZIO, IMPIANTI DI TRASMISSIONE E D'ANTENNE



RAPPRESENTANZA GENERALE PER L'ITALIA: **DITTA ING. OSCAR ROJE - MILANO**
VIA T. TASSO, 7 - TELEFONI 432.241 - 462.319

LESAs

“ il sicuro funzionamento del potenziometro è indispensabile come quello del cuore ”

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

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA
SUPPORTI PER VALVOLE

SUVAL

di G. Gamba



ESPORTAZIONE

Sede:

MILANO - Via G. Dezza N. 47
Telef. 46.43.21 - 46.43.30 - 48.77.27

Stabilimenti:

MILANO - Via G. Dezza N. 47
BREMBILLA (Bergamo)

CONTROLLO DEGLI AMPLIFICATORI COL SISTEMA DELLE ECO MULTIPLE

PER. IND. GASTONE ZETTI
della RAI

SOMMARIO - Si espone un sistema di controllo degli amplificatori capace di fornire indicazioni sia sulle curve di ampiezza sia su quelle di fase dell'amplificatore in prova. Dopo un cenno su casi semplici e fondamentali si passa ad esaminare ed interpretare le deformazioni sull'impulso di controllo in casi più generali e pratici. Un cenno sulla forma e durata dell'impulso di controllo, coi dati di calcolo del filtro che consente di ottenerlo, chiude l'articolo.

Premessa.

Negli amplificatori od in qualsiasi altro mezzo di manipolazione interessante segnali video, ha grande importanza la « risposta » del sistema stesso, cioè l'entità della deformazione del segnale in uscita causata dalle varie operazioni subite.

Un indice di riferimento può essere la curva livello-frequenza del sistema in oggetto ma, evidentemente, essa sola non basta a determinare completamente il comportamento di un amplificatore: grande importanza ha infatti la rotazione di fase, generalmente non proporzionale alle frequenze componenti lo spettro del segnale video all'ingresso. A volte, inoltre, questa rotazione di fase non è legata da precise leggi alla curva livello-frequenza (equazione di Bode) per cui un sistema anche indiretto che consenta il controllo della fase di un amplificatore (e con questa parola vorremmo d'ora in poi indicare la maggior parte delle apparecchiature che manipolano un segnale video) può essere di grande aiuto. Un metodo adatto allo scopo è quello delle eco multiple presentato per la prima volta da H. A. Wheeler (Proc. IRE, giugno 1939) che si basa sul seguente principio:

se un amplificatore ha come segnale di ingresso un impulso il cui spettro contenga componenti che si estendono almeno fino al valore corrispondente alla massima frequenza ammessa nell'amplificatore, l'impulso in uscita è la somma di un impulso principale più tanti altri impulsi che lo precedono e seguono. Tutti questi impulsi componenti il segnale d'uscita hanno la stessa forma dell'impulso d'ingresso mentre la loro posizione e la loro ampiezza dipendono dalle distorsioni di ampiezza e fase nell'amplificatore.

Con questo sistema le curve di livello e di fase possono essere ricavate indirettamente dalla forma dell'impulso di uscita; in pratica il sistema consente una chiara visione qualitativa piuttosto che quantitativa dell'andamento delle curve suddette.

Considerazione generali.

Se $G(t)$ è il segnale di ingresso all'amplificatore, la cui caratteristica di trasmissione è:

$$A(\omega) \cdot e^{jB(\omega)},$$

poichè in base all'analisi di Fourier risulta essere:

$$G_u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) e^{j[\omega t + \Phi(\omega)]} d\omega$$

(dove $S(\omega)$ rappresenta lo spettro di frequenza componente l'impulso e $\Phi(\omega)$ la fase delle componenti lo spettro), l'impulso d'uscita sarà espresso dalla

$$G_u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) \cdot A(\omega) e^{j[\omega t + B(\omega) + \Phi(\omega)]} d\omega$$

a causa della modifica subita dallo spettro per opera dell'amplificatore.

Poichè lo sviluppo di una espressione del genere per vari valori di $A(\omega)$ e $B(\omega)$ risulta evidentemente complessa, conviene riferirci a casi particolari che possono servire per chiarire la natura delle eco anche in casi pratici più generali.

1° CASO: Ritardo costante. — Si supponga di avere un amplificatore in cui lo spostamento di fase sia proporzionale alla frequenza, cioè

$$B(\omega) = -b_0\omega$$

dove b_0 rappresenta un tempo (di ritardo perchè vi è il segno meno) espresso in radianti per ogni unità di pulsazione; inoltre la caratteristica di ampiezza sia rappresentabile dalla espressione:

$$A(\omega) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos c\omega \quad \text{con } \frac{a_0}{2} \geq a_1$$

dove c , evidentemente un tempo, sarà tale per cui per $f = f_0$ sia $c\omega_0 = 2\pi$.

La curva di livello è quindi di tipo cosinusoidale con valori tutti positivi (fig. 1).

In questo caso la $G_u(t)$ diventerà

$$G_u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) \left(\frac{a_0}{2} + a_1 \cos c\omega \right) e^{j[\omega t - b_0\omega + \Phi(\omega)]} d\omega;$$

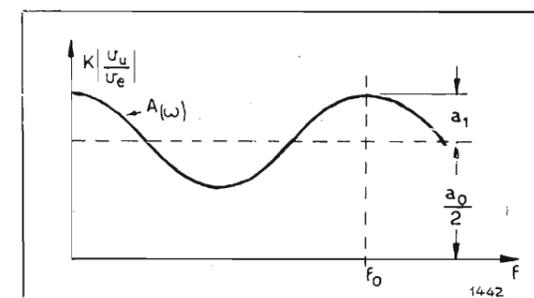


Fig. 1. — Curva « ampiezza-frequenza » di tipo cosinusoidale.

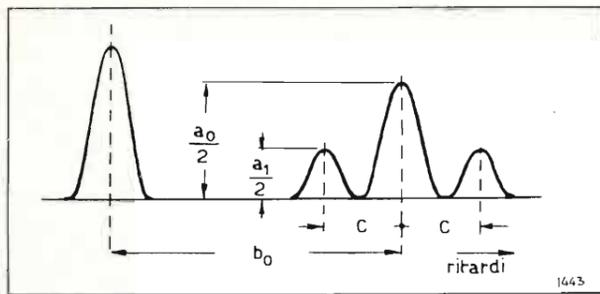


Fig. 2. — Impulsi d'ingresso e di uscita di un amplificatore la cui curva di ampiezza sia quella della figura 1 (con fase proporzionale ad ω).

e poichè

$$\cos c\omega = \frac{e^{jc\omega} + e^{-jc\omega}}{2},$$

si avrà:

$$G_{u(t)} = \frac{a_0}{2} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{(\omega)} e^{j[\omega(t-b_0) + \Phi(\omega)]} d\omega + \frac{a_1}{2} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{(\omega)} e^{j[\omega(t-b_0+c) + \Phi(\omega)]} d\omega + \frac{a_1}{2} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{(\omega)} e^{j[\omega(t-b_0-c) + \Phi(\omega)]} d\omega;$$

cioè, osservando l'espressione della $G_{u(t)}$ (impulso di ingresso) si potrà scrivere:

$$G_{u(t)} = \frac{a_0}{2} G_{(t-b_0)} + \frac{a_1}{2} G_{(t-b_0+c)} + \frac{a_1}{2} G_{(t-b_0-c)}.$$

L'impulso d'uscita, a causa della modifica operata dall'amplificatore, appare quindi come la somma di tre impulsi uguali nella forma a quello di ingresso, ma aventi ampiezze $a_1/2$, $a_0/2$, $a_1/2$ volte l'ampiezza dell'impulso di ingresso e in ritardo rispetto questo di un tempo $b_0 - c$, b_0 e $b_0 + c$ come è indicato in figura 2.

In generale l'impulso centrale è maggiore dei due laterali che pertanto vengono chiamati eco dell'impulso principale: essi sono quindi spostati nel tempo di $+c$ e $-c$ secondi.

Nel caso in cui a_1 è negativo (curva livello frequenza simmetrica, rispetto il valore medio $a_0/2$, a quella precedentemente presa in considerazione di fig. 1), le eco sono di segno opposto rispetto l'impulso centrale (fig. 3).

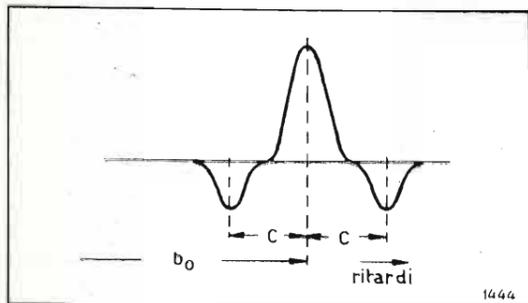


Fig. 3. — Impulsi di uscita di un amplificatore la cui curva di ampiezza sia simmetrica rispetto a quella della figura 1 (con fase proporzionale ad ω).

La formazione delle eco può essere vista più semplicemente con un ragionamento a rovescio: se si suppone di avere un treno di tre impulsi, uguali nella forma ed intervallati di c secondi; se l'ampiezza del primo e dell'ultimo è minore di quella dell'impulso centrale e se lo spettro di tali impulsi contiene componenti fino alla frequenza f_0 (stilizzati nella fig. 4), lo spettro totale dell'impulso somma sarà la somma vettoriale dei tre spettri presi separatamente.

Se si prende in considerazione la componente f_1 dell'impulso centrale e le componenti f_1 degli impulsi laterali e si rappresentano con vettori, queste ultime saranno una in anticipo e l'altra in ritardo di un angolo $2\pi f_1 c$, essendo gli impulsi corrispondenti partiti rispettivamente prima e dopo quello centrale di c secondi.

L'ampiezza delle varie componenti dello spettro totale sarà ricavata da un diagramma analogo in cui gli angoli delle due componenti laterali rispetto alla componente dell'impulso centrale saranno sempre, una in anticipo e l'altra in ritardo dello stesso angolo ωc .

Comunque vari l'ampiezza della componente f_n dello spettro rispetto all'ampiezza delle altre componenti (cioè qualsiasi sia la forma dell'impulso scelto), il rapporto fra l'ampiezza della componente f_n dello spettro totale e l'ampiezza f_n dell'impulso principale varia, al variare di ωc con legge cosinusoidale (fig. 1 e fig. 4). Questo rapporto evidentemente si identifica

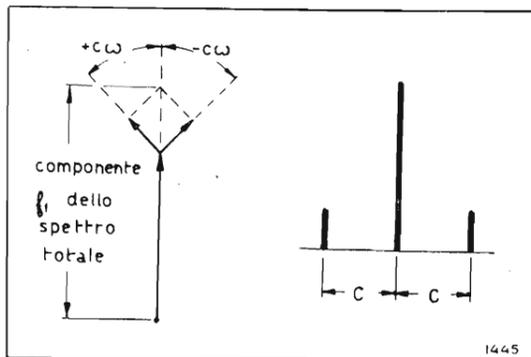


Fig. 4. — Composizione vettoriale dello spettro dell'impulso somma dei tre impulsi intervallati di c secondi.

con la modifica subita dallo spettro di un unico impulso di ingresso; pertanto risulta dimostrato che se un amplificatore è capace di modificare lo spettro di un impulso posto al suo ingresso in modo proporzionale alla curva di figura 1, in uscita di tale amplificatore avremo un treno di tre impulsi come si erano previsti all'inizio della dimostrazione.

2° CASO: Ampiezza costante. — Si supponga ora di avere una caratteristica di trasmissione $A_{(\omega)} \cdot e^{jB_{(\omega)}}$ tale per cui la curva livello-frequenza sia costante cioè

$$A_{(\omega)} = a_0/2$$

mentre lo spostamento di fase $B_{(\omega)}$ segua la legge

$$B_{(\omega)} = -b_0\omega + b_1 \text{ sen } c\omega.$$

Anche qui b_0 rappresenta il ritardo in «radianti/pulsazione», b_1 esprime in valore assoluto i radianti relativi al massimo scostamento e c , come in precedenza, un tempo tale per cui alla frequenza f_0 sia $\omega_0 c = 2\pi$ (fig. 5).

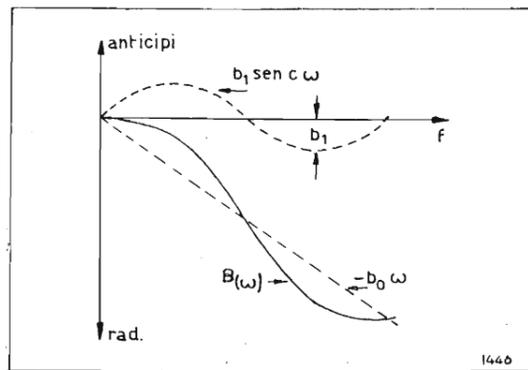


Fig. 5. — Curva «fase-frequenza» di un amplificatore con «errore di fase» di tipo sinusoidale.

L'impulso di uscita, in questo caso, sarà esprimibile con la espressione:

$$G_{u(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{(\omega)} \frac{a_0}{2} \cdot e^{j[\omega t + \Phi(\omega) - b_0\omega + b_1 \text{ sen } c\omega]} d\omega;$$

questa espressione può facilmente essere trasformata ricordando che:

$$e^{jx \text{ sen } \theta} = J_0(x) + [J_1(x) e^{j\theta} - J_1(x) e^{-j\theta}] + [J_2(x) e^{j2\theta} + \dots]$$

dove J_0, J_1, J_2, \dots sono coefficienti delle funzioni di Bessel.

Se supponiamo b_1 sufficientemente piccolo, possiamo limitare la serie ai primi tre termini, perciò l'espressione della $G_{u(t)}$ diventa:

$$G_{u(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{(\omega)} \frac{a_0}{2} e^{j[\omega(t-b_0) + \Phi(\omega)]} [J_0(b_1) + J_1(b_1) e^{jc\omega} - J_1(b_1) e^{-jc\omega}] d\omega,$$

e quindi, come è già stato fatto in precedenza, l'impulso d'uscita può essere espresso nella forma:

$$G_{u(t)} = \frac{a_0}{2} J_0(b_1) G_{(t-b_0)} - \frac{a_0}{2} J_1(b_1) G_{(t-b_0-c)} + \frac{a_0}{2} J_1(b_1) G_{(t-b_0+c)}.$$

Anche in questo caso si hanno due eco, della stessa forma dell'impulso di ingresso, intervallate di c dall'impulso principale, una è positiva e l'altra negativa (simmetria dispari), l'ampiezza di ciascuna eco è pari a $\frac{a_0}{2} J_1(b_1)$. L'impulso principale ha invece ampiezza

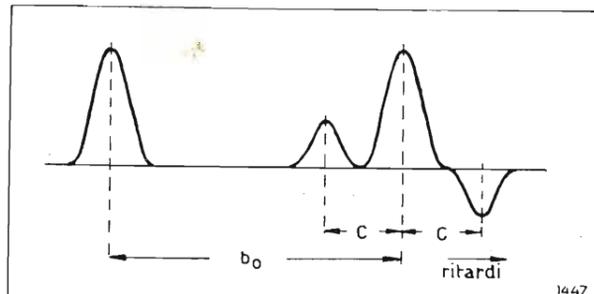


Fig. 6. — Impulsi d'ingresso e di uscita di un amplificatore la cui curva di fase sia quella della figura 5 (curva «ampiezza-frequenza» costante).

$\frac{a_0}{2} J_0(b_1)$ e si trova spostato di un tempo b_0 rispetto l'impulso di ingresso (fig. 6).

Nel caso in cui b_1 sia negativo, le eco si invertono di segno mentre le loro ampiezze rimangono invariate.

Anche in questo caso è possibile dare una dimostrazione grafica della formazione delle eco, in modo analogo a quanto è già stato fatto in precedenza.

Se si prende in considerazione un treno di tre impulsi della stessa forma (stilizzati nella fig. 7), lo spettro totale dell'impulso somma può ancora essere ricavato nel modo visto precedentemente: per una pulsazione ω , generica si sommeranno, al vettore rappresentante la componente dell'impulso centrale, le componenti degli impulsi laterali; la prima di queste è in anticipo di un angolo $c\omega$, la seconda è in ritardo di un angolo $-c\omega + \pi$ (fig. 7). (Il ritardo di $-c\omega + \pi$ radianti è dovuto all'impulso che, oltre ad essere partito per ultimo, è anche opposto ai precedenti come segno).

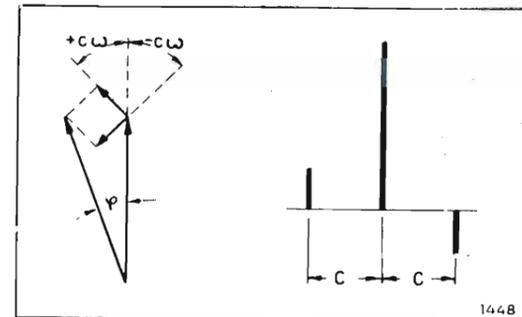


Fig. 7. — Composizione vettoriale dello spettro dei tre impulsi intervallati di c secondi.

Il vettore risultante, supposte le due componenti laterali di ampiezza molto inferiore a quella dell'impulso centrale, è un vettore spostato di un angolo φ la cui ampiezza è sufficientemente uguale all'ampiezza della componente dell'impulso centrale; dando a $c\omega$ un valore da 0 a 2π , per qualsiasi ampiezza delle componenti f_n , l'angolo φ segue l'andamento della curva tracciata nella figura 8.

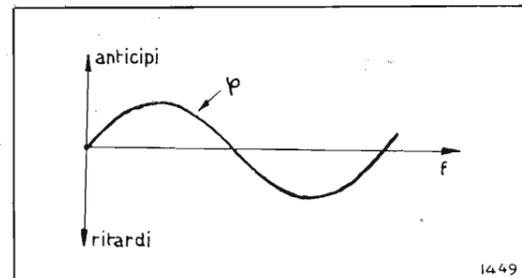


Fig. 8. — Curva «fase-frequenza» relativa alle varie componenti lo spettro degli impulsi della figura 7.

Se allora un amplificatore è capace di modificare la fase dello spettro di un impulso (a meno di un angolo proporzionale alla frequenza) in modo analogo alla curva tracciata, in uscita avremo un treno di tre impulsi come quelli previsti all'inizio di questa dimostrazione.

Nella tabella di figura 9 sono riportati, a titolo di pro-memoria per gli usi futuri, i quattro casi sopra considerati.

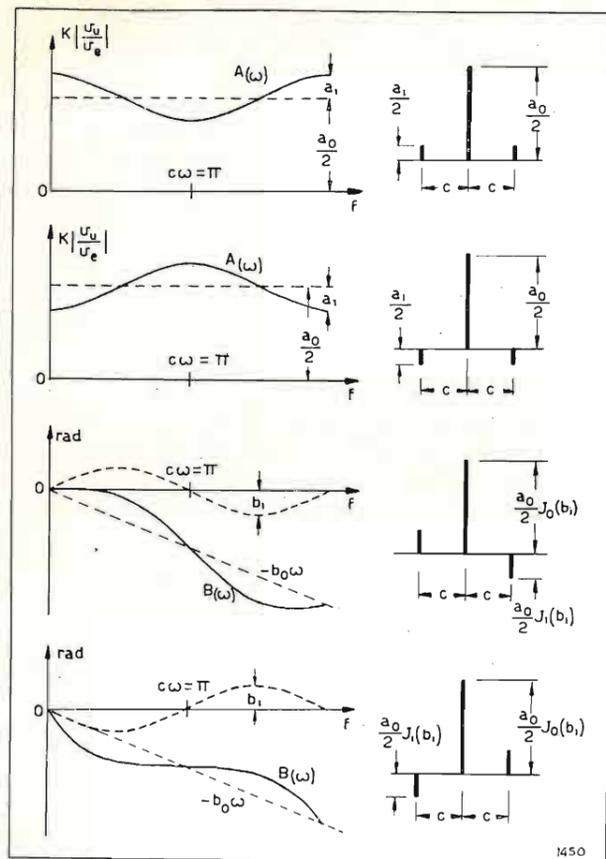


Fig. 9. — Tabella riassuntiva dei quattro casi fondamentali considerati.

3° CASO: *Ritardo ed ampiezza variabili.* — Sulla scorta di questi ultimi dati cerchiamo ora la forma dell'impulso di uscita nel caso in cui, al variare della frequenza, l'amplificatore produca contemporaneamente una variazione, sia di ampiezza, sia di fase. L'amplificatore si potrà immaginare scomposto in due parti distinte, in cascata fra loro: una di queste produca solamente la variazione di ampiezza con la legge precedentemente considerata, mentre la rotazione di fase sia nulla (o proporzionale a ω); esso avrà allora la caratteristica $A(\omega)$ (oppure $A(\omega) e^{jk\omega}$); l'altra parte in cui è scomposto l'amplificatore produca la rotazione di fase $B(\omega)$ con la legge già esaminata, senza variare l'ampiezza; esso avrà quindi la caratteristica $e^{jB(\omega)}$.

Se allora supponiamo applicato alla prima parte un impulso di ampiezza 1, la sua uscita sarà, ad esempio, quella della figura 10 a.

Nella seconda parte dell'amplificatore ciascuno degli impulsi componenti l'uscita della prima parte determinerà per proprio conto due eco (fig. 10 b, c, d) sicché l'uscita totale sarà la somma complessiva di tutti gli impulsi trovati (fig. 10 e).

Nel caso generale in cui i tempi c e c' non sono uguali l'impulso d'uscita sarà composto da nove impulsi, uno centrale di ampiezza:

$$\frac{a_0}{2} J_0(b_1),$$

e quattro gruppi di due eco ciascuno, di ampiezza e posizione date da:

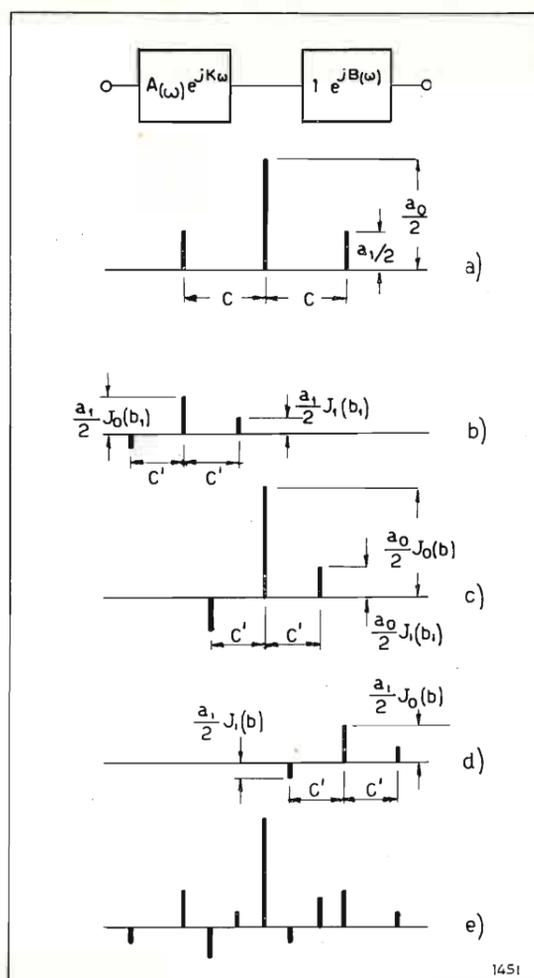


Fig. 10. — Calcolo grafico delle eco generate da un amplificatore con ampiezza e ritardo variabili secondo le curve 1 e 4 della tabella di fig. 9.

- 1° eco $\pm \frac{a_1}{2} J_1(b_1)$ spostato di $c - c'$ rispetto l'impulso centrale;
- 2° eco $\mp \frac{a_0}{2} J_1(b_1)$ spostato di c' rispetto l'impulso centrale;
- 3° eco $+\frac{a_1}{2} J_0(b_1)$ spostato di c rispetto l'impulso centrale;
- 4° eco $\mp \frac{a_1}{2} J_1(b_1)$ spostato di $c + c'$ rispetto l'impulso centrale.

Nel caso particolare di $c = c'$ le eco si riducono a due sole per parte, spostate di c e $2c$ secondi come è indicato nella figura 11 dove sono notate anche le ampiezze dei singoli impulsi.

Va ancora ricordato che le ampiezze così trovate costituiscono il risultato di un esempio e non una regola, essendo possibili ancora tre combinazioni fra i vari tipi di curve: tuttavia la combinazione scelta è forse la più frequente insieme alla combinazione che fornirebbe eco simmetriche (rispetto all'asse orizzontale e con ampiezze uguali) a quelle calcolate.

In molti casi pratici manca completamente la eco

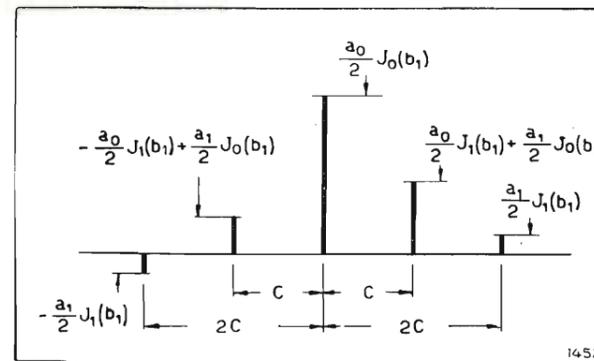


Fig. 11. — Posizione e ampiezza delle eco relative alla figura 10 qualora c e c' siano uguali.

che precede l'impulso principale come si può notare nella fotografia della figura 12. Evidentemente in questo caso, oltre ad avere $c = c'$, si dovrà avere anche:

$$\frac{a_0}{2} J_1(b_1) = \frac{a_1}{2} J_0(b_1)$$

cioè:

$$\frac{J_1(b_1)}{J_0(b_1)} = \frac{a_1}{a_0}$$

Questa uguaglianza è sufficientemente verificata per $b_1 = 2a_1/a_0$ quando b_1 non superi il valore di $0,2 \div 0,3$ radianti. Infatti le funzioni $J_0(x)$ $J_1(x)$ sviluppate in serie possono essere scritte:

$$J_0(x) = 1 - \frac{1}{(1!)^2} \left(\frac{x}{2}\right)^2 + \frac{1}{(2!)^2} \left(\frac{x}{2}\right)^4 - \frac{1}{(3!)^2} \left(\frac{x}{2}\right)^6 + \dots$$

$$J_1(x) = \frac{x}{2} \left[1 - \frac{1}{1!2!} \left(\frac{x}{2}\right)^2 + \frac{1}{2!3!} \left(\frac{x}{2}\right)^4 - \dots \right]$$

e pertanto, ammettendo un errore dell'1 ÷ 2% si possono ancora accettare i valori:

$$J_0(x) \leq 1 \quad \text{e} \quad J_1(x) \leq \frac{x}{2} \quad \text{per } x \leq 0,3 \text{ rad.}$$

In questo caso si può già dedurre la curva di fase da quella di ampiezza: essa infatti avrà lo stesso « periodo », avrà come forma e segno la forma e il segno della derivata della curva « livello-frequenza » (sempre supposta di tipo cosinusoidale) e come ampiezza il valore $2a_1/a_0$.

La curva di fase così trovata rappresenterebbe quindi lo « scostamento dalla retta », cioè: $B(\omega) + b_0\omega$.

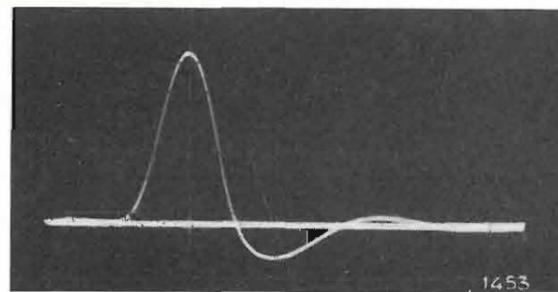


Fig. 12. — Oscillogramma dell'impulso di uscita di un amplificatore le cui curve di ampiezza e fase soddisfino la condizione $b_1 = 2a_1/a_0$ (mancano le deformazioni sul lato sinistro dell'impulso).

Il valore di b_0 potrà essere ricavato dalla posizione occupata dall'impulso principale (in uscita), rispetto l'impulso d'ingresso.

Formazione delle eco per curve non co sinusoidali.

Curve di livello e di fase con andamento cosinusoidale e sinusoidale corrispondono ad un caso particolare praticamente poco probabile.

Nel caso più generale di curve la cui forma sia più o meno irregolare, si dovrebbero pertanto scomporre le curve stesse in serie del tipo (*):

$$A(\omega) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n c \omega$$

$$B(\omega) = -b_0 \omega + \sum_{m=1}^{\infty} b_m \cos m c \omega$$

e sostituire i valori delle serie così trovate nella espressione generale della $G_{u(f)}$. La soluzione dell'espressione ci fornirebbe l'esatta posizione, ampiezza e numero delle eco componenti il segnale d'uscita. Evidentemente il numero delle eco così calcolate sarebbe tanto più grande quanto minore è la convergenza delle serie sopra indicate.

Da un punto di vista pratico però questo metodo di agire porterebbe fuori strada, soprattutto in vista di quella analisi qualitativa delle caratteristiche di un amplificatore che ci si propone esporre.

È appunto in vista dell'applicazione qualitativa che è possibile fare una notevole semplificazione: se l'impulso ha uno spettro limitato alla frequenza f_0 , è possibile scomporre la $A(\omega)$ in una serie sufficientemente limitata di tipo:

$$A(\omega) = a'(\omega) \cdot a''(\omega) \cdot a'''(\omega) \cdot \dots = \left(\frac{a'_0}{2} + a'_1 \cos c' \omega\right) \times \left(\frac{a''_0}{2} + a''_1 \cos c'' \omega\right) \times \left(\frac{a'''_0}{2} + a'''_1 \cos c''' \omega\right) \times \dots$$

e tale da ricostruire il più fedelmente possibile la $A(\omega)$ solo nell'intervallo fra 0 ed f_0 .

Analogamente si scomponga la $B(\omega)$ in una serie di tipo:

$$B(\omega) = -b_0 \omega + b'(\omega) + b''(\omega) + b'''(\omega) + \dots = -b_0 \omega + b'_1 \sin c' \omega + b''_1 \sin c'' \omega + b'''_1 \sin c''' \omega + \dots$$

che consenta la ricostruzione della $B(\omega)$ solo nell'intervallo fra 0 ed f_0 nel modo più fedele possibile. (I valori di c nelle due serie possono anche non essere uguali o multipli).

Con questo sistema l'amplificatore in oggetto si può pensare costituito da una serie di tanti amplificatori in cascata, come è indicato in figura 13, per cui l'impulso d'uscita può essere ricavato in modo analogo a quanto è già stato fatto nel caso della figura 10.

Per chiarire meglio tale metodo ricorriamo ad un

(*) In effetti le $A(\omega)$ e $B(\omega)$ dovrebbero essere espresse con l'integrale di Fourier e non con le serie sopra scritte: praticamente però, si può supporre che le curve si ripetano ad intervalli regolari se l'impulso di misura ha uno spettro limitato alla pulsazione massima ω_0 tale per cui $\omega_0 c \leq 2\pi$.

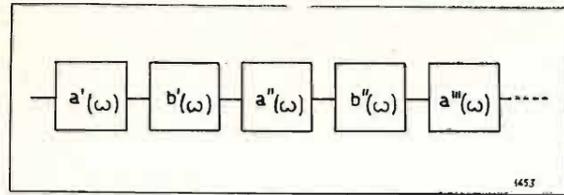


Fig. 13. — Scomposizione di un amplificatore di caratteristica $A(\omega)$ e $B(\omega)$ in tanti amplificatori in cascata.

esempio pratico: si è calcolata la curva « livello-frequenza » relativa alla rete rappresentata in figura 14; tale curva, rapportata al valore assunto per $f = 0$, tende a zero per $f \rightarrow \infty$, però se l'impulso che si suppone applicato all'ingresso ha uno spettro limitato a 10 MHz, la scomposizione della curva $A(\omega)$ nelle sue componenti può essere limitata a soli 2 termini per approssimarsi (in modo ritenuto soddisfacente) all'effettivo andamento della curva stessa (figura 14).

I valori di c assunti dalle due curve $a'(\omega)$ e $a''(\omega)$ sono rispettivamente:

$$c' = \frac{\pi}{2\omega_0'} \approx \frac{10^{-6}}{23} = 0,0435 \text{ } \mu\text{sec}$$

$$c'' = \frac{3\pi}{2\omega_0''} = \frac{3 \cdot 10^{-6}}{35} = 0,085 \text{ } \mu\text{sec.}$$

Il valore della $\frac{A(\omega)}{a'(\omega) \cdot a''(\omega)}$ è molto prossimo all'uni-

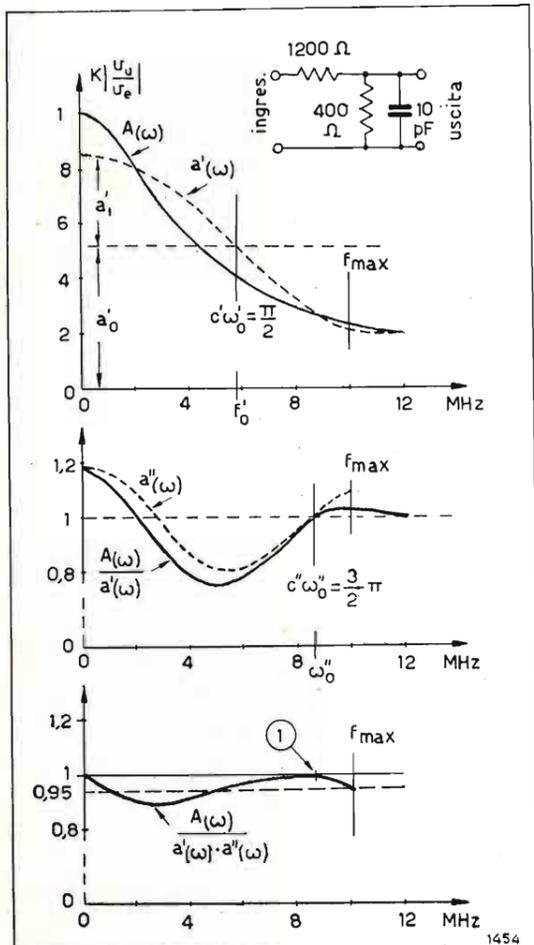


Fig. 14. — Scomposizione grafica di una curva « ampiezza-frequenza » nelle componenti $a'(\omega)$, $a''(\omega)$.

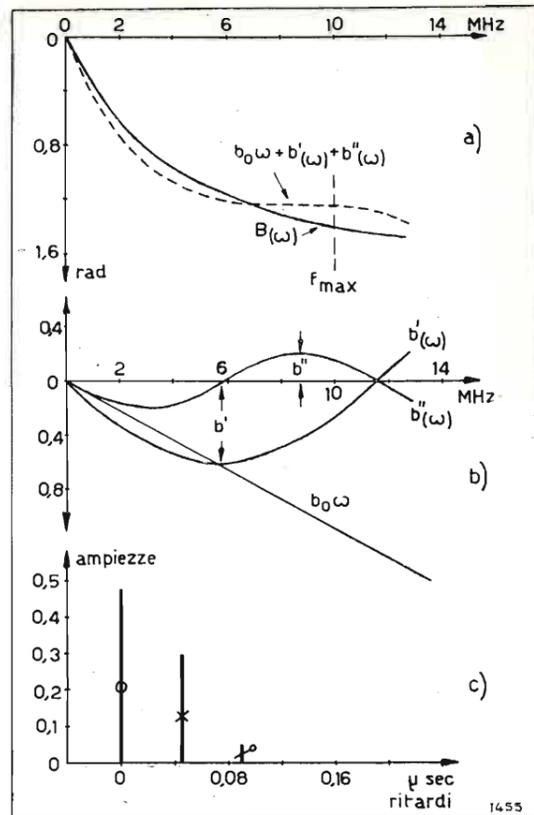


Fig. 15. — Scomposizione grafica di una curva « fase-frequenza » nelle sue componenti.

tà: praticamente si ha uno scarto di $\pm 0,05$ su un valore medio di 0,95, per cui le eco da essa eventualmente prodotte si sono supposte trascurabili.

Analogamente la curva di fase, sempre ricavata analiticamente dalle espressioni relative al circuito dato, viene scomposta nelle due sue componenti sinusoidali $b'(\omega)$ e $b''(\omega)$ oltre al termine lineare $b_0\omega$ (fig. 15).

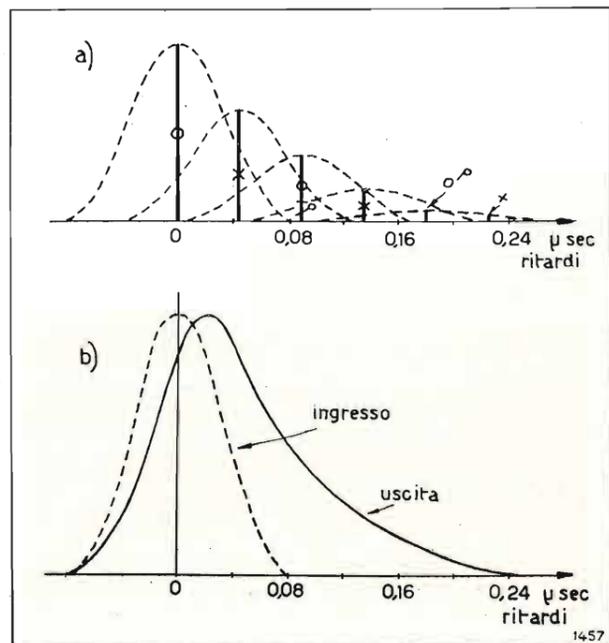


Fig. 16. — Composizione dell'impulso di uscita a) relativo alle curve delle figure 14 e 15; in b) gli impulsi di ingresso e di uscita.

Praticamente si può notare come sia verificata per entrambi i termini l'eguaglianza $b_1' = 2a_1'/a_0'$ e $b_1'' = 2a_1''/a_0''$, oltre ad avere i valori di c relativi alle curve $b'(\omega)$ e $b''(\omega)$ rispettivamente uguali a 0,042 e 0,084 μsec .

All'uscita della prima serie di due amplificatori [$a'(\omega)$ e $b'(\omega)$], supposta l'ampiezza del segnale all'ingresso, il segnale d'uscita sarà schematizzato come nella figura 15c: si hanno cioè due eco oltre l'impulso principale distanziati di 0,043 e 0,085 μsec rispettivamente.

Ciascuno di questi impulsi, (contrassegnato con un segno particolare) entrando nella seconda parte dell'amplificatore [$a''(\omega)$, $b''(\omega)$] fornisce due eco le cui posizioni e ampiezze sono segnate nella figura 16 con gli stessi contrassegni relativi agli impulsi che le hanno generate. Dando una forma nota all'impulso di ingresso, la forma dell'impulso d'uscita si può quindi ricavare sommando gli impulsi trovati, a ciascuno dei quali deve essere assegnata la stessa forma dell'impulso di ingresso: nella figura 16 l'impulso di uscita è ricavato appunto in questo modo (tratto pieno), mentre i due oscillogrammi a) e b) della figura 17 rappresentano rispettivamente gli impulsi di ingresso e d'uscita ricavati sperimentalmente sul circuito relativo al calcolo (impulso di ingresso 0,084 μsec a 1/2 altezza).

Interpretazione delle eco per il controllo delle curve di ampiezza e fase

Per ragioni d'ordine fino ad ora si è parlato del lato meno interessante del problema: si è cercata cioè la forma dell'impulso d'uscita nell'ipotesi che siano conosciute le curve di ampiezza e di fase.

Si è ora in grado di determinare approssimativamente l'andamento delle curve di livello e di fase di un amplificatore, interpretando la forma dell'impulso di uscita qualora sia nota la forma dell'impulso all'ingresso.

Ad esempio, osservando la regolarità e la simmetria dell'impulso di uscita rappresentato dal diagramma di figura 18, potremo dire che l'amplificatore che lo

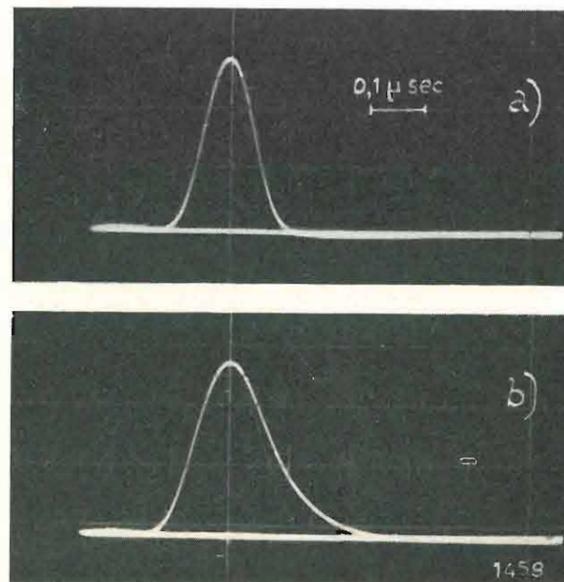


Fig. 17. — Oscillogrammi degli impulsi d'ingresso a) e d'uscita b) relativi a prove sul circuito della figura 14.

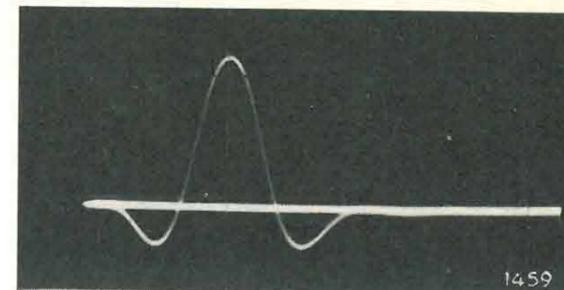


Fig. 18. — Oscillogramma dell'impulso di uscita di un correttore di apertura (amplificatore a ritardo costante).

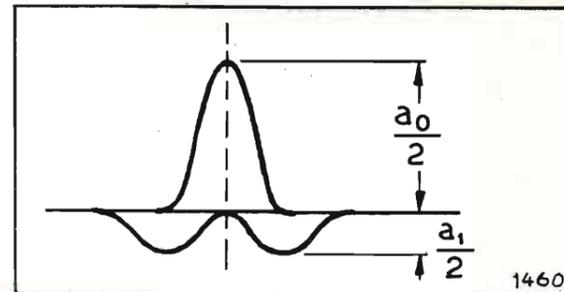


Fig. 19. — Scomposizione dell'impulso della figura 18 nei suoi impulsi componenti.

fornisce produce un ritardo costante, cioè nella $B(\omega)$ esiste solo il termine $-b_0\omega$ (che si potrebbe ricavare se nell'oscillogramma apparisse la traccia della posizione dell'impulso di ingresso).

La curva di livello invece ha un andamento praticamente di tipo cosinusoidale crescente; infatti dal disegno della figura 19 si può notare come l'impulso è riproducibile con due sole eco simmetriche rispetto l'impulso centrale.

L'impulso di ingresso è quello della foto 17a, cioè di 0,08 μsec a mezza altezza (nella fotografia 0,08 μsec coincidono con 8 mm), pertanto si possono ricavare per ricostruire la curva i seguenti parametri: $a_0/2 = 20 \text{ mm}$, $a_1 = 9 \text{ mm}$, $c = 0,098 \text{ } \mu\text{sec}$.

La curva potrà essere ricostruita fino ad una frequenza massima di 8,5 MHz essendo questo il limite utile dello spettro dell'impulso di ingresso (vedi in seguito). Il rapporto $\frac{1}{c} = \frac{10^6}{0,098} = 10,2 \text{ MHz}$ cor-

risponde al valore di f che soddisfa l'uguaglianza $\omega c = 2\pi$, pertanto la curva di risposta è quella riportata nella figura 20 a tratto pieno.

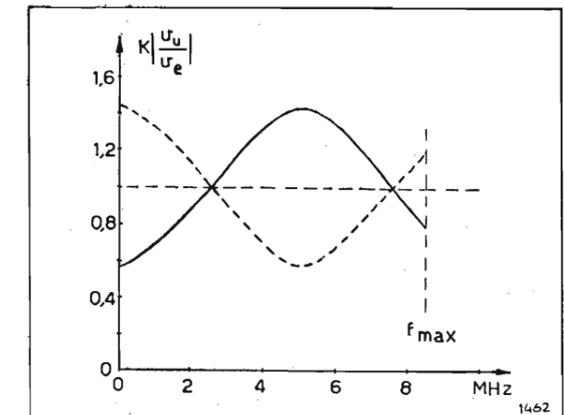


Fig. 20. — Curve ampiezza frequenza ricavate dagli impulsi delle figure 18 (tratto pieno) e figura 21 (tratteggiata).

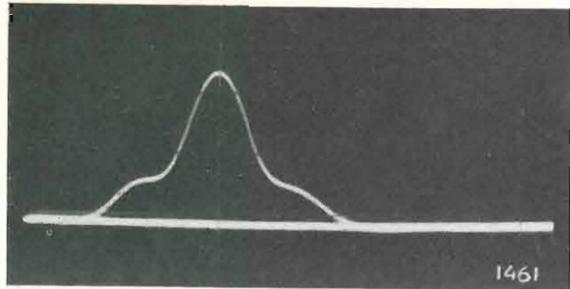


Fig. 21. — Oscillogramma dell'impulso di uscita di un correttore d'apertura con correzione opposta a quella della figura 18.

Analogamente, all'impulso della fotografia 21, competerà una curva « livello-frequenza » perfettamente simmetrica rispetto alla curva precedente riferita al valore $k|V_u/V_e| = 1$, come è indicato a tratti nella figura 20; quindi si avrà ancora $a_0/2 = 20$ mm, $a_1 = 9$ mm, $c = 0,098$ μ sec, ma le due eco laterali avranno lo stesso segno dell'impulso principale. Anche in questo ultimo caso il ritardo è costante, cioè la fase varia proporzionalmente alla frequenza. (Le fotografie si riferiscono ad un correttore di apertura).

Di frequente si incontrano impulsi di uscita mancanti delle eco che precedono l'impulso principale (figg. 12, 17, 22): in questi casi la curva livello frequenza è sufficiente a rappresentare la qualità dell'amplificatore. La curva di fase (o meglio dell'errore di fase) si può ottenere scomponendo la $A(\omega)$ ricavata sperimentalmente in una serie sufficientemente approssimata del tipo $a'(\omega) \cdot a''(\omega) \cdot a'''(\omega) \dots$; tracciando le curve $b'(\omega)$, $b''(\omega)$, $b'''(\omega) \dots$ ricavabili (per forma e segno) derivando rispettivamente le $a'(\omega)$, $a''(\omega)$; $a'''(\omega)$ e dando ai termini sinusoidali così trovati le ampiezze $2a_1'/a_0'$, $2a_1''/a_0''$, $2a_1'''/a_0''' \dots$; ed infine sommando i termini $b_{(\omega)}$ così trovati. Si otterrà una curva totale $b'_{(\omega)} + b''_{(\omega)} + b'''_{(\omega)}$ che fornirà l'errore di fase, cioè la $B_{(\omega)}$ a meno del termine lineare.

Quanto è stato detto ora è facilmente deducibile dalla dimostrazione data a suo tempo a proposito della mancanza dell'eco che precede l'impulso principale.

Le curve di livello e di fase possono essere ricavate anche direttamente dalla forma dell'impulso di figura 22: poiché l'impulso d'ingresso è (nella forma, non nell'ampiezza) quello della foto 17a si può notare come l'impulso possa essere approssimativamente ricostruito con una eco sola di ampiezza $a_1/2 J_0(b) + a_0/2 J_1(b) \leq 3$ mm e un impulso principale $a_0/2 J_0(b) \leq 24,5$ mm. Il valore di c è $0,071$; μ sec. Ricordando che $a_1/2 J_0(b) = a_0/2 J_1(b)$ (mancanza delle eco

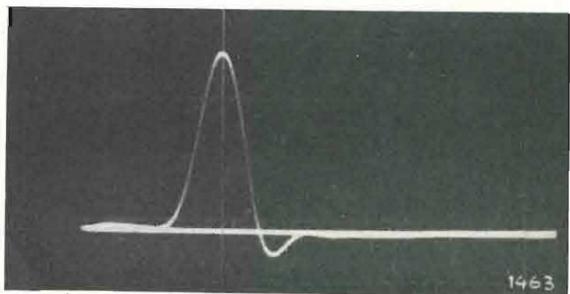


Fig. 22. — Oscillogramma dell'impulso d'uscita dal circuito della figura 23.

che precedono l'impulso principale) e che $J_0(b) \leq 1$ e $J_1(b) \leq b/2$ si ottengono i seguenti dati:

$\frac{a_0}{2}$ volte l'impulso d'ingresso, coincidente con 24,5 mm per cui si pone $k|V_u/V_e| = 1$;

a_1 volte l'impulso d'ingresso, coincidente con 3 mm, per cui $k|V_u/V_e| = 3/24,5 = 0,122$;

$b_1 = 0,122$ radianti.

Le curve così ottenute sono riprodotte nella figura 23 e si riferiscono al circuito della figura stessa, dal quale si è appunto ottenuto l'oscillogramma di figura 22.

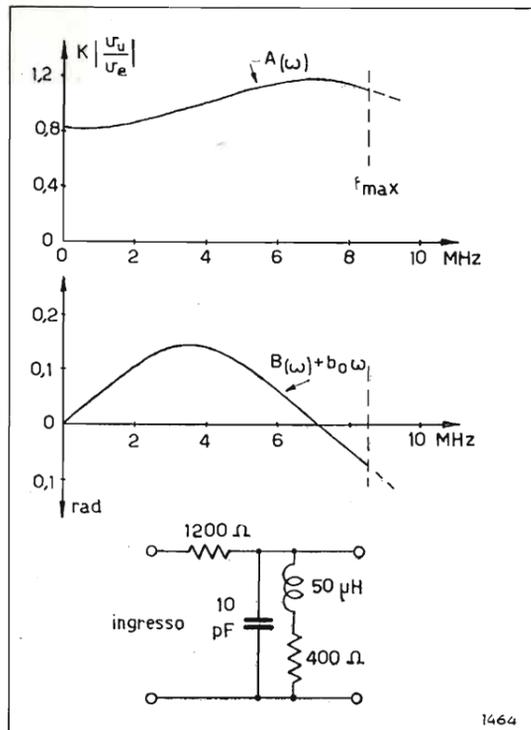


Fig. 23. — Curve di ampiezza e fase ricavate dall'impulso della fig. 22.

Più complessa è invece la ricostruzione delle curve di livello e di fase relative all'impulso di uscita riprodotto in figura 24b e dovuto all'impulso d'ingresso di figura 24a. La fase non è proporzionale ad ω e l'ampiezza non è costante dato che la simmetria (dispari questa volta) non è mantenuta perfettamente.

Comunque, notando che la parte sinistra dell'impulso può essere ricostruita con una sola eco mentre quella di destra dovrebbe essere composta di più eco, si può immaginare che l'amplificatore sia composto di due sezioni: la prima produce la rotazione di fase $b'_{(\omega)}$ mentre l'ampiezza rimane costante cioè $a'_{(\omega)} = a_0/2$; questa sezione dell'amplificatore determina una deformazione simmetrica dispari tale da riprodurre esattamente la parte sinistra dell'impulso; la seconda sezione [$a''_{(\omega)}$ e $b''_{(\omega)}$] è capace di deformare ciascuno degli impulsi al suo ingresso solo dal lato destro, ossia è del tipo in cui $b_1 = 2a_1/a_0$. L'aver inoltre supposto che la parte sinistra non venga ridotta in ampiezza significa che nel secondo amplificatore si ha $a_0''/2 = 1$.

La risposta complessiva all'uscita della prima

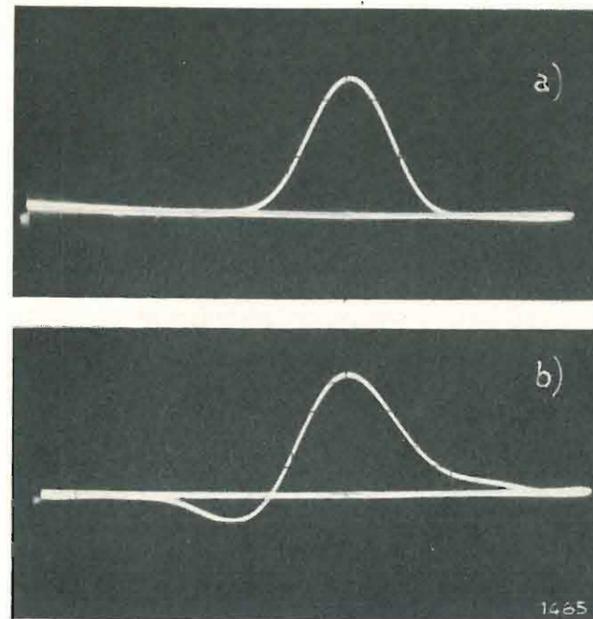


Fig. 24. — Oscillogrammi degli impulsi di ingresso e di uscita di un correttore di fase.

sezione avente caratteristica $b'_{(\omega)}$ è riprodotta con linea continua in figura 25 A nella quale:

$$b_1' = 2 \frac{J_1(b)}{J_0(b)} = \sim 0,5 \text{ rad } (*) \quad c = 0,075 \text{ } \mu\text{sec}$$

$$a_0/2 = 0,9 (**).$$

L'impulso totale di uscita dopo la seconda sezione dell'amplificatore di caratteristiche $a''_{(\omega)}$ e $b''_{(\omega)}$ può essere ottenuto sommando all'impulso a tratto pieno della figura 25 A (uscita dopo la prima sezione) la

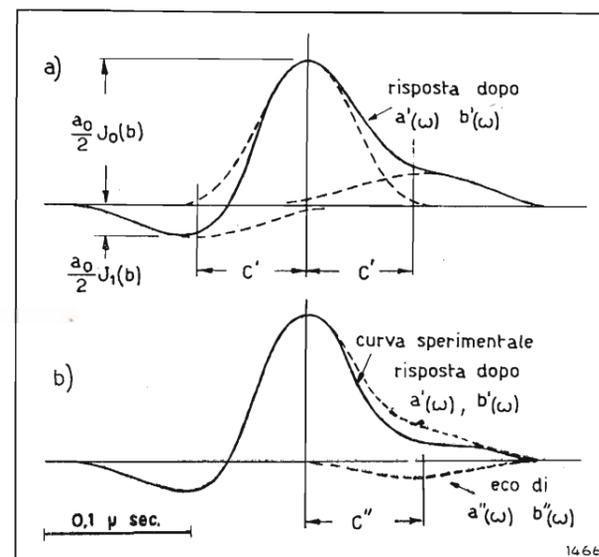


Fig. 25. — Scomposizione dell'impulso b) della figura 24 nelle sue componenti.

(*) In verità essendo $b > 0,25$ rad le ipotesi $J_0(b) = 1$ e $J_1(b) = b/2$ non sono più verificate con precisione e quindi l'approssimazione consentita è piuttosto ridotta.

(**) Si ha infatti dall'oscillogramma di figura 24 che l'ampiezza dell'impulso di entrata è di 20 mm mentre quella dell'impulso di uscita è di 18 mm ($18/20 = 0,9$).

piccola eco negativa tratteggiata in figura 25b. Praticamente questa sarà l'unica eco apprezzabile delle sei che dovrebbero essere prodotte dalla seconda sezione; essa è quella dovuta all'impulso principale (tratteggiato in fig. 25a) ed ha i seguenti parametri:

$$\text{ampiezza } \frac{a_0''}{2} J_1(b_1'') + \frac{a_1''}{2} J_0(b_1'')$$

$$\text{ritardo } c = 0,085 \text{ } \mu\text{sec}.$$

Poiché l'ampiezza della eco suddetta per un impulso principale di 18 mm risulta di circa 2 mm e tenendo presente che si ha: $a_0''/2 = 1$, $J_0(b_1'') = 1$, $J_1(b_1'') = b_1''/2$ si ottiene:

$$a_1'' = 0,11$$

È possibile pertanto tracciare, almeno approssimativamente, le curve « livello-frequenza » ed « errore di fase-frequenza ».

Il caso da noi considerato (figg. 24 e 25), si riferisce ad un correttore di fase Cintel: le curve sono rappresentate in figura 26 e terminano a 8,5 MHz essendo questa la massima componente utile dello spettro dell'impulso.

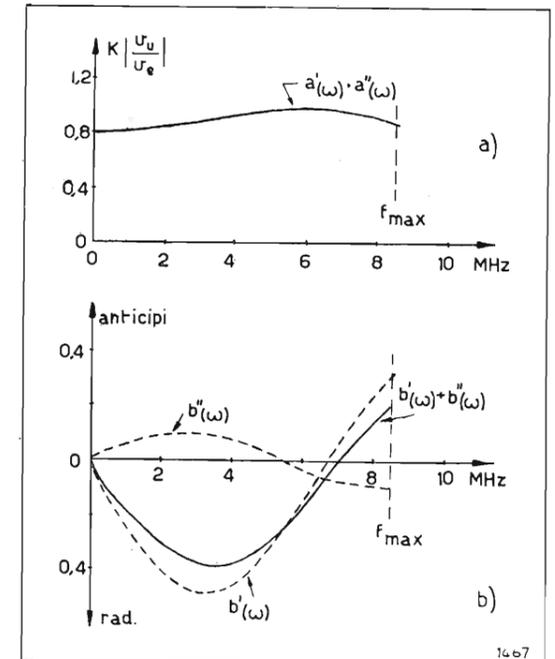


Fig. 26. — Curve di ampiezza e fase ricavate dall'impulso b) della figura 24.

La figura 27 rappresenta l'oscillogramma di un impulso somma di molte eco e quindi più complesso dei precedenti: in esso sono ancora più evidenti sia la distorsione di ampiezza, sia quella di fase: la ricerca quantitativa si fa però sempre più ardua mentre per quella qualitativa risulta superfluo tracciare curve: è la deformazione dell'impulso che suggerirà i mezzi da usare per correggere i difetti dell'apparecchiatura in esame; talora è sufficiente correggere la curva di ampiezza (controllabile pertanto con un normale video-sweep); altre volte la correzione non può essere fatta che con particolari tipi di filtri a traliccio o derivati. Particolare importanza assume il sistema nel controllo e messa a punto di ponti radio nei quali,

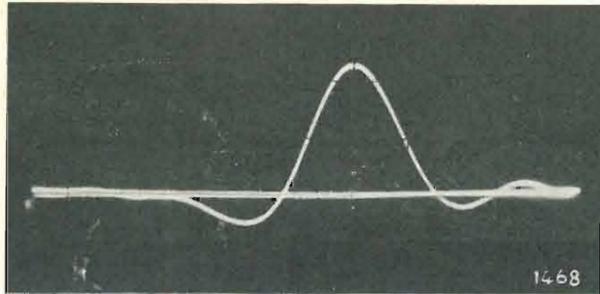


Fig. 27. — Oscillogramma dell'impulso di uscita di un correttore di fase in presenza di distorsione di ampiezza.

per la presenza di circuiti accoppiati la fase gioca un ruolo importantissimo nella qualità dell'immagine.

È a questo tipo di ricerca che corrisponde la massima utilità pratica del sistema; è opportuno infatti ricordare che il sistema è stato presentato per controllo della risposta degli amplificatori e come tale è effettivamente di grande aiuto (soprattutto in fase di « messa a punto »).

D'altra parte se la forma e la larghezza dell'impulso di misura coincidono con quelle dell'impulso corrispondente ad un elemento di definizione di un sistema televisivo ad N linee, la deformazione del segnale d'uscita fornisce una chiara visione delle « possibilità » di quell'amplificatore di essere usato con quel sistema televisivo.

Forma e formazione dell'impulso di controllo.

Da quanto è stato detto in precedenza si possono dedurre i requisiti richiesti all'impulso da usarsi nella misura: essi possono essere riassunti così:

L'impulso dovrà:

- avere spettro finito e limitato ad una frequenza utile massima f_0 ;
- essere di forma non complessa per agevolare la ricerca delle eco;
- essere praticamente realizzabile.

L'impulso ideale sarebbe quello il cui spettro fosse continuo e costante nella gamma da 0 ad f_0 e nullo da f_0 all'infinito (fig. 28). Purtroppo questo impulso obbedirebbe solamente alla condizione a); infatti la sua forma sarebbe di tipo:

$$G(t) = \frac{K \operatorname{sen} \omega_0 t}{\omega_0 t}$$

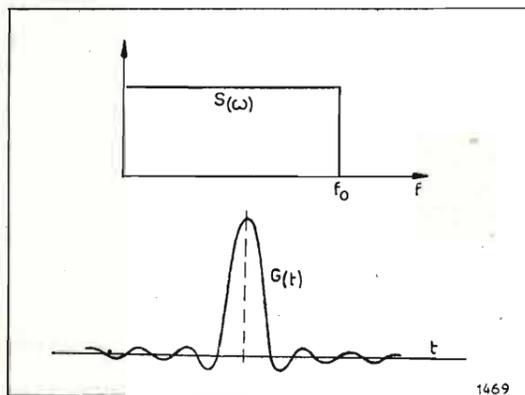


Fig. 28. — Forma dell'impulso il cui spettro è costante da 0 ad f_0 e nullo da f_0 ad infinito.

cioè un impulso che teoricamente continua nel tempo da $-\infty$ a $+\infty$, comunque, che si riduce all'1% solo dopo un tempo pari a $16/f_0$. Esso quindi non soddisferebbe né il punto b) né il punto c) e questo per evidenti ragioni.

La convenienza di usare un impulso finito nel tempo e di forma semplice consiglia quindi di usare una forma di tipo:

$$G(t) = \operatorname{sen}^2 \frac{\pi t}{2\tau} \quad \text{per } 0 \leq t \leq 2\tau$$

dove τ è la durata dell'impulso a mezza altezza.

Lo spettro di questo impulso è :

$$S(\omega) = \frac{\tau \operatorname{sen} \tau \omega}{1 - \left(\frac{\tau \omega}{\pi}\right)^2 \tau \omega}$$

ed è riprodotto, insieme alla forma dell'impulso, nella figura 29: per $\tau\omega = 2\pi$ lo spettro ha un primo annullamento mentre, per $\tau\omega = \pi$ si ha una attenuazione dell'ampiezza delle componenti rispetto quelle a frequenza bassa di 6 dB (altezza metà).

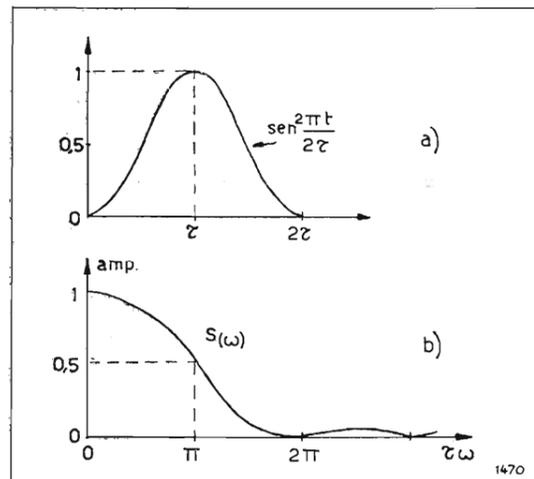


Fig. 29. — Impulso sen^2 e suo spettro.

La determinazione della massima frequenza utile f_0 può essere effettuata per via indiretta calcolando (con la trasformazione di Fourier) la forma che assume in uscita l'impulso ideale $\operatorname{sen}^2(\pi t/2\tau)$ quando esso attraversa un filtro ideale a trasmissione costante fino alla frequenza f_0 e nulla oltre f_0 . Tale determinazione è stata eseguita per valori di ω_0 (e quindi di f_0) tali che $\tau\omega_0 = \pi, \pi\sqrt{2}, 2\pi$. Si sono così ricavate le curve della figura 30 che indicano l'importanza delle componenti alte sulla forma dell'impulso: da esse si può notare che la mancanza assoluta delle componenti per cui $\tau\omega_0 > \sqrt{2}\pi$ non determina una deformazione apprezzabile nella forma dell'impulso. Praticamente, le informazioni dettateci dalle deformazioni dell'impulso d'uscita si riferiscono a valori di f_0 da zero fino ad un valore f_0 ricavabile appunto da:

$$f_0 = \frac{1}{\tau\sqrt{2}}$$

È opportuno inoltre osservare come la forma dell'impulso sen^2 assomigli alla curva dell'impulso che

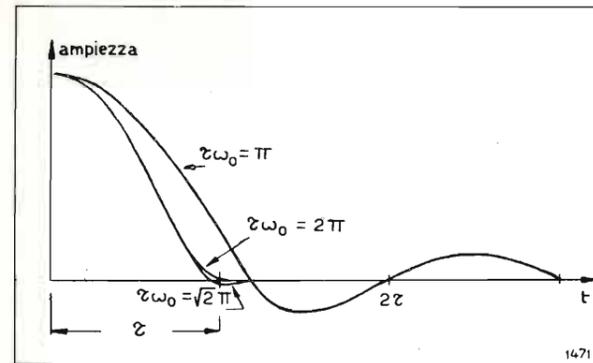


Fig. 30. — Deformazioni dell'impulso sen^2 qualora vengano eliminate parte delle componenti alte dello spettro (curve simmetriche rispetto l'asse verticale).

si otterrebbe da un sistema televisivo di ripresa qualora un fascio elettronico a sezione circolare e di diametro $2r$ scandisse un elemento di definizione dello stesso diametro a velocità v tale per cui $2r = v\tau$.

(Nella figura 31 sono riportate le curve per sezione del fascio circolare a distribuzione costante ed a distribuzione del tipo $\cos^2(\pi r/2)$ con r variabile fra 0 e 1).

Per provare un amplificatore che dovrà funzionare con un sistema televisivo ad N_u linee utili, rapporto dimensionale di immagini R_d e tempo utile di scansione orizzontale H_u si potrebbe scegliere un impulso la cui durata a mezza altezza fosse:

$$\tau = \frac{H_u}{R_d N_u}$$

Con questo impulso di prova la deformazione del segnale in uscita dall'amplificatore è un indice di riferimento diretto della prestazione di quell'amplificatore con quel sistema televisivo.

Lo spettro di questo impulso si estenderebbe fino a $f_0 = \frac{R_d \cdot N_u}{\sqrt{2} H_u}$, cioè, per lo standard europeo fino a

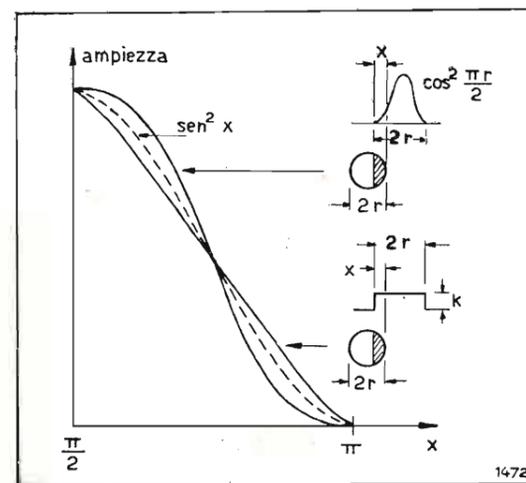


Fig. 31. — Curve relative all'impulso sen^2 e alle forme degli impulsi di uscita da un tubo di ripresa che scandisce un elemento di definizione con un fascio catodico dello stesso diametro per due valori della distribuzione degli elettroni sul fascio catodico stesso.

10 MHz circa: questo però non deve meravigliare poiché non si sono supposte per il calcolo, come normalmente viene fatto, un numero di barre bianche e nere susseguentesi ad un intervallo pari alla dimensione di una riga, ma una unica barra bianca in campo nero (o viceversa) avente la stessa larghezza.

L'impulso della forma sen^2 viene generalmente ottenuto filtrando un impulso molto stretto col filtro della figura 32: è il filtro realizzato da W. A. Thomson, e richiede all'ingresso un impulso la cui durata sia al massimo un terzo di τ . Sullo schema sono riportati anche gli estremi di calcolo; τ è sempre la durata a mezza altezza ed R la resistenza di ingresso e terminale del filtro.

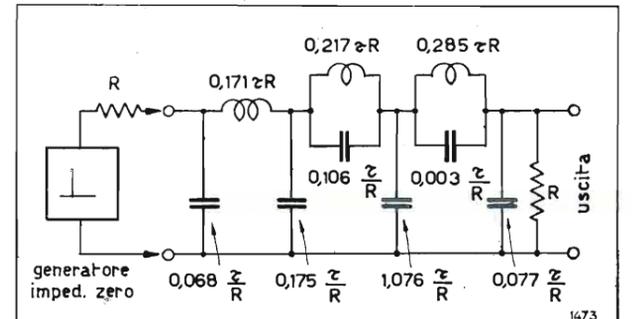


Fig. 32. — Filtro di Thomson per ottenere l'impulso sen^2 di durata τ secondi a mezza altezza.

In una realizzazione pratica si è prevista la possibilità di ottenere impulsi di 0,065, 0,087 e 0,130 microsecondi corrispondenti a spettri utili di 10,8 - 8 - 5,4 MHz cioè, a dettagli di 600, 450 e 300 linee. L'impulso da filtrare è stato ottenuto prendendo la tensione ai capi di un cavo coassiale lungo 180 cm circa in cortocircuito ad un estremo e posto sul catodo di una valvola alla cui griglia arriva un segnale di forma triangolare con un fronte di salita estremamente ripido (0,02 microsecondi o meno). Questa soluzione consente l'eliminazione di eventuali tosatori necessari con altri sistemi, circuiti questi non molto adatti per lavorare con impulsi molto stretti. La frequenza di ripetizione scelta è di 15.625 impulsi/sec. e l'impulso di misura si trova al centro dell'intervallo fra un sincronismo e l'altro: questa soluzione permette di controllare agevolmente anche amplificatori in cui esistano circuiti clamp.

L'oscillografo usato per ricavare gli oscillogrammi è il tipo Tektronix 524D.

(266)

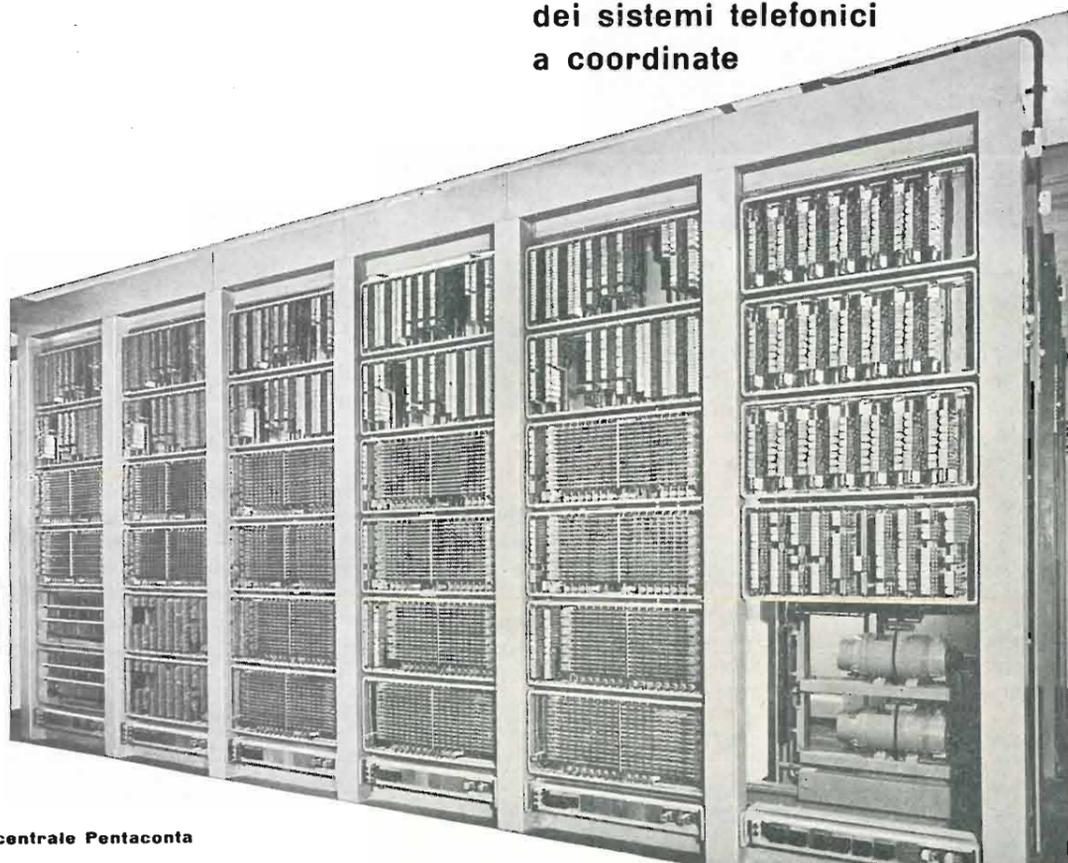
BIBLIOGRAFIA

- STANFORD GOLDMAN: *Frequency analysis, modulation and noise*. "Mc.Graw-Hill".
- MACDIARMID J. F.: *A Testing Pulse for Television links*. British P.I.E.E., 1952.
- THOMSON W. E.: *The synthesis of network to have a sine-squared impulse response*. British P.I.E.E., 1952.
- WHEELER H. A.: *The interpretation of amplitude and phase distortion in terms of paired echoes*. P.I.R.E., 1939.

La versatilità d'impiego

del **CROSSBAR** **Pentaconta**

**esalta e completa
le caratteristiche
dei sistemi telefonici
a coordinate**



Una centrale Pentaconta

flessibilità
possibilità di sovraccarico
efficienza
rapidità
economia
facilità di estensione

negli impianti

urbani
interurbani
privati
di teleselezione

Face Standard UFFICIO PUBBLICITÀ



FABBRICA APPARECCHIATURE PER COMUNICAZIONI ELETTRICHE - STANDARD S.P.A.
MILANO . VIA BODIO 33-39 . TELEFONI 973.241 5 linee . 970.991 4 linee
ROMA . VIA EMILIA 88 - TELEFONI 481.200 . 45.119

NUOVO RADIOTELEFONO PER MEZZI MOBILI

Mod. MF 11 CS

La Società «A.R.E.» ha realizzato un radiotelefono per mezzi mobili con dispositivo automatico di selezione. Esso è frutto di lunghi studi ed esperienze di laboratorio.

Il Radiotelefono Mod. MF 11 CS si compone di tre parti principali: il cofano apparati, il quadretto di controllo con microtelefono e l'antenna.

Il cofano apparati è formato da una custodia metallica che misura 380 mm di lunghezza per 290 mm di di larghezza ed è alto 170 mm. Il tutto pesa 17 kg. Il sistema di fissaggio con ammortizzatori elastici è stato particolarmente studiato per l'installazione nel portabagagli di qualsiasi autovettura senza peraltro ridurre sensibilmente lo spazio utile. La costruzione è tale da permettere una facile ispezione agli apparati. Sul pannello anteriore trovano posto i fusibili, i connettori (batteria, antenna e comando a distanza) ed i comandi semifissi di soglia e volume. Vi sono anche nella parte inferiore due prese per lo strumento di misura.

Il quadretto di controllo è facilmente adattabile al cruscotto di qualsiasi auto: nella foto unita si vede l'applicazione su una vettura Alfa Romeo «Giulietta». In esso trovano posto un interruttore di accensione, tre lampadine, il disco combinatore ed un pulsante. Una lampadina segnala che l'apparato è in posizione di ascolto, l'altra che il trasmettitore è in funzione e l'ultima che la linea è occupata.

Manovrando l'interruttore generale si accende il ricevitore e si predispongono il trasmettitore. Per effettuare il collegamento, si toglie il microtelefono dall'apposito supporto e si forma il numero del posto telefonico o della stazione da chiamare col disco combinatore premendo nel contempo il pulsante posto sull'impugnatura del microtelefono. Quando il corrispondente risponde, si effettua la normale conversazione in simplex. Al termine di questa i due corrispondenti agganciano il microtelefono e tutto ritorna a riposo. I radiotelefonici della stessa rete, non interessati nella conversazione, hanno la segnalazione di linea occupata mediante una apposita lampadina e non possono ascoltare od interferire la comunicazione in corso. Viene così assicurata la segretezza della conversazione. Il radiotelefono mod. MF 11 CS può essere allacciato a qualsiasi rete telefonica urbana, in modo completamente automatico e potrebbe effettuare e ricevere chiamate da un qualsiasi apparecchio telefonico urbano.

Il consumo è stato contenuto entro limiti modesti, tanto da permettere la sua installazione senza alcuna modifica od aggiunta all'impianto elettrico dell'autovettura.

Il complesso funziona nella gamma 156-174 MHz a modulazione di frequenza ed è controllato a cristallo.

Il cofano apparati contiene il ricevitore mod. 127 F, il trasmettitore mod. 18 F, l'alimentatore mod. A 14 RT e il dispositivo di chiamata selettiva mod. CS 37.

Il Ricevitore mod. 127 F è del tipo supereterodina a doppia conversione di frequenza con entrambi gli oscillatori pilotati a cristallo e circuito di soglia per il blocco della bassa frequenza in assenza di segnale.

Le valvole impiegate sono:

- n. 1 ECC 84 = Amplificatrice a R.F.
- » 1 ECF 80 = Moltiplicatrice e mescolatrice
- » 1 EF 95 = Oscillatrice
- » 1 EF 95 = Amplificatrice di F.I. a 10,7 MHz
- » 1 ECF 80 = 2ª oscillatrice e 2ª mescolatrice
- » 2 EF 94 = Amplificatrici di MF a 1,7 MHz
- » 2 EF 94 = Limitatrici
- » 1 ECC 82 = Blocco di soglia e preamplificatrice di BF
- » 2 Diodi OA 50 = Discriminatore.

Le frequenze di lavoro possono essere fino a quattro predisposte nella gamma 156-157 MHz, spaziate complessivamente non oltre 500 kHz.

La prima Media Frequenza è a 10.7 MHz, la seconda a 1.7 MHz.

Il trasmettitore mod. 18 F è del tipo a modulazione di fase in cui la deviazione di frequenza è proporzionale alla frequenza modulante; il fattore di moltiplicazione è 27.

Le valvole impiegate sono le seguenti:

- n. 1 ECC 82 = Oscillatrice
- » 1 EF 95 = Amplificatrice
- » 1 EF 95 = Moltiplicatrice per 3
- » 1 QQE 03/12 = Moltiplicatrice per 3
- » 1 QQE 03/12 = Moltiplicatrice per 3
- » 1 QQE 03/12 = Amplificatrice finale
- » 2 Diodi al germanio OA 50 = Modulatore
- » 2 Diodi al germanio OA 50 = Limitatori di modulazione.

Come il ricevitore, anche il trasmettitore ha la possibilità di montare quattro quarzi spaziatamente complessivamente non oltre 500 kHz.

L'alimentatore mod. A 14 RT fornisce le tensioni necessarie al funzionamento dell'intero apparato e comprende inoltre due circuiti, ricevitori e trasmettitori di impulsi per il funzionamento della selezione automatica impieganti due valvole tipo ECC 82.

La tensione anodica di alimentazione viene ottenuta con un vibratore asincrono seguito da un raddrizzatore al selenio.

Il dispositivo di chiamata selettiva mod. CS 37 impiega un selettore rotante di tipo telefonico e cinque relè.

(272)



ERNST ROEDERSTEIN
SPEZIALFABRIK FUER
KONDENSATOREN G.M.B.H. LANDSHUT BAY.

ERO-MINITYP 100

CONDENSATORI UNIFICATI
PER RADIOFONIA E
TELEVISIONE

EROID ESECUZIONE
PANCLIMATICA

ERO-MINILYT

CONDENSATORI ELET-
TROLITICI MINIATURA
E IN ESECUZIONE SPILLO

RESISTA

RESISTENZE
A STRATO DI
CARBONE A FILO
E DI MISURA
RESISTENZE
SPECIALI PER UHF

RESISTA

FABRIK ELEKTRISCHER
WIDERSTAENDE GMBH.
LANDSHUT - BAY.
WESTERN GERMANY

Rappresentanza Generale per l'Italia:

LIBRI E PUBBLICAZIONI

GANDAI S. M., SANNERIS A.: **Principi di traffico telefonico.**

Due volumi di pagine VII + 297 e 93 Ediz. STET - Torino, 1956.

La tecnica telefonica, ed in specie quella della commutazione automatica, è considerata dai più una materia piuttosto ermetica conosciuta soltanto dagli specialisti. Se questo rilievo può valere solo relativamente per la conoscenza qualitativa, perchè non poche applicazioni marginali fanno entrare nel patrimonio della tecnica generale alcuni criteri specifici di quella telefonica, esso vale in pieno ancora per lo studio quantitativo dei problemi inerenti ai fondamenti scientifici.

Nel fiume di parole (tradotte in termini elettrici) che circola su una rete telefonica, considerabile ampia a volontà fino a raggiungere l'aspetto di una sola rete mondiale, è sempre determinante una grandezza fondamentale alla quale gli impianti telefonici nei loro diversi aspetti (trasmissione, commutazione) devono essere proporzionati: tale grandezza (omogenea con il tempo) è quella che misura il *traffico telefonico*.

Lo studio teorico dei problemi di traffico esige una ampia conoscenza della matematica statistica e probabilistica ed è coltivato da pochi specialisti di alcune grandi compagnie telefoniche di esercizio o di fabbriche rinomate, ma cospicui sono i vantaggi che l'applicazione pratica dei risultati di queste teorie porta alla risoluzione dei problemi tecnici.

Tale fine si sono proposti i due Autori che hanno raccolto nel primo volume della loro opera quanto si può trovare con difficoltà nei testi originali scientifici ed in alcune riservate pubblicazioni industriali. Tecnico di lunga esperienza pratica di esercizio l'uno, studioso di analisi l'altro, presentano una raccolta che accoppia il pregio della informazione teorica ai dati da applicare alla pratica.

Premessa l'impostazione dei termini dei problemi del traffico e le definizioni relative, gli Autori si addentrano ad analizzare le questioni conseguenti ai due sistemi classici della commutazione automatica: a chiamate perdute o con attesa, dalle quali deriva tutta la fioritura di soluzioni raccolte sotto il titolo generico di ripartizioni (grading). A questo capitolo, che è uno dei più importanti nelle applicazioni pratiche, è dedicato un centinaio di pagine.

Segue lo studio della utilizzazione delle *vie deviate* che va assumendo oggi importanza crescente con l'estendersi della teleselezione diretta di utente su territori sempre più vasti fino a raggiungere intere aree nazionali.

Il volume si chiude con un capitolo sui problemi di istradamento a mezzo operatrice, tuttora di interesse in molti collegamenti a lunga distanza, una appendice matematica in relazione ai problemi citati ed una dettagliata bibliografia.

Il secondo volume è una raccolta di tavole numeriche e formule analitiche sviluppate e calcolate in relazione alle condizioni di usuale impiego.

Data la sua natura il libro è destinato

a lettori con preparazione universitaria e colma, come si suole dire, una vera lacuna in argomento per cui si può esprimere l'augurio che esso valga a richiamare l'attenzione dei tecnici e studiosi della materia affinché sia sempre più stretta e fattiva la collaborazione tra scienza e tecnica. Ci attendiamo infine che gli Autori ci diano presto quanto promesso, ossia la trattazione dei metodi di calcolo dei più recenti sistemi a collegamenti interstadio multipli i cui selettori (tipo crossbar) fanno capolino non solo nelle macchine calcolatrici ma pure nel cervello di Adamo II presentato al recente convegno sui problemi dell'automatismo.

(275)

A. S.

Thyratrons:

Fascicolo di 95 pagine formato cm 21,5 x cm 30,5 con 154 figure - Prezzo L. 1200.

Il volume che presentiamo, edito dalla Philips Italiana, illustra il funzionamento dei «thyratrons» o «tiratron» specialmente in relazione alle loro applicazioni di carattere industriale. La pubblicazione si inserisce molto opportunamente nella letteratura tecnica riguardante l'elettronica industriale che in Italia non è ancora ricca di opere adatte a facilitare la preparazione e l'aggiornamento dei tecnici e ad aiutarli nel compito di sviluppo, progettazione e manutenzione delle apparecchiature e dei servomeccanismi che, sempre più numerosi, trovano oggigià le più svariate applicazioni.

Nel fascicolo, dopo aver illustrato il funzionamento dei tiratron, sia di tipo triodo, sia di tipo tetrodo, ed aver accennato alla loro struttura ed ai particolari costruttivi che li distinguono dai tubi a vuoto, vengono considerate le varie condizioni di innesco (che si possono ottenere applicando agli elettrodi varie combinazioni di tensioni continue e alternate con diversi sfasamenti) e le varie condizioni di disinnesco (pagine 5-14).

Vengono poi esaminate da un punto di vista generale varie applicazioni come sistemi di allarme (presenza di estranei, controllo del traffico, controllo della combustione, traboccamento di liquidi, ecc.) sistemi di intervento (interruzione dell'alimentazione di combustibile, arresto di macchine, apertura di porte, accensione o spegnimento di luci, ecc.). Il capitolo successivo (pagine 19-25) è dedicato alla conversione di potenza e cioè alla trasformazione di potenza alternata in continua o raddrizzamento e alla trasformazione della potenza continua in alternata o inversione. Un altro capitolo (pag. 26) è dedicato alle caratteristiche dei seguenti tiratron Philips: PL 21 tetrodo miniatura a gas; PL 1607 tetrodo a gas; PL 5544 triodo a gas; PL 5545 triodo a gas; PL 17 triodo a vapore di Hg; PL 57 triodo a vapore di Hg; PL 105 tetrodo a vapore di Hg; PL 150 triodo a vapore di Hg e a gas; PL 255 triodo a vapore di Hg.

Infine sono descritte varie applica-

zioni per le quali sono forniti dati e circuiti. Esse sono le seguenti: spegnimento graduale di lampade fluorescenti (pag. 55); dispositivo per il controllo elettronico dei motori (pag. 63), inversione di campo dei motori a c.c. (pag. 71); interruttore elettronico con numerose possibilità di applicazione (pag. 75); dispositivi di controllo a cellula fotoelettrica (pag. 77); temporizzatori per saldatrici (pag. 85); contatore per corrente alternata (pag. 89); generatore di impulsi per vibrator (pag. 92); circuiti di protezione dei tiratron (pag. 93).

(271)

G. D.

MARTIN A. V. J.: **Come si ripara il televisore.**

Un volume di VIII + 154 pagine formato cm 15,5 x cm 21,5 con 207 figure - Editrice «Il Rostro» - Milano, 1956 - Prezzo L. 1300.

È la traduzione e l'adattamento allo «standard» usato in Italia, effettuati da I. Cortese, di un libro, originariamente intitolato *Télévision dépannage*, che in Francia ha avuto molta fortuna. La competenza dell'ing. Martin, redattore capo della rivista «Télévision» e autore di altre opere nel campo della televisione e delle iperfrequenze, è per sé garanzia della bontà dell'opera.

Osservato nella prefazione che la televisione è per il tecnico riparatore un buon affare che merita la fatica necessaria per l'aggiornamento delle proprie conoscenze, l'autore ha preparato un libro destinato essenzialmente ad aiutare il tecnico nel suo lavoro. Per questo la trattazione, molto semplice e concisa, è stata suddivisa in tre parti «funzionali» e cioè.

PARTE PRIMA - *Installazione e riparazione* che tratta dell'installazione a domicilio del cliente, del lavoro di riparazione sia in casa dell'utente, sia in laboratorio ed elenca l'attrezzatura indispensabile e quella utile per un normale laboratorio di radioriparatore (pag. 1 a 10).

PARTE SECONDA - *La riparazione sistematica* nella quale si analizza con un ordine logico il funzionamento dei vari elementi che costituiscono un televisore e i loro difetti più o meno comuni (pag. 11 a 103).

PARTE TERZA - *Diagnosi e riparazione rapida* nella quale si elencano i guasti più comuni e frequenti unitamente ai sintomi che li denunciano e si indicano i mezzi per porvi rimedio (pag. 105 a 150). Segue l'indice della materia.

Si pensa che il libro riuscirà gradito ed utile ad una vasta cerchia di radioriparatori che intendano dedicarsi alla riparazione dei televisori.

(277)

NEETESON P. A.: **Les tubes à vide dans la technique des impulsions.**

Un volume formato cm 15 x 22,5 di VIII + 182 pagine. Ediz. «Bibl. Tech. Philips» - Eindhoven, 1956.

Les tubes à vide dans la technique des impulsions di P. A. Neeteson è un buon libro in cui la trattazione del funziona-

mento dei tubi elettronici in particolari circuiti ormai di uso frequentissimo trova ordinato svolgimento, felice esposizione, ampie possibilità di ulteriori applicazioni.

Non mancano le pubblicazioni, anche nella nostra letteratura, che spiegando non solo qualitativamente le particolarità di questi circuiti e danno già al progettista elementi per il calcolo necessario alla loro pratica realizzazione, ma in esse è però sempre soltanto sfiorato come siano determinanti delle volute prestazioni sia le caratteristiche dei tubi usati sia i valori delle capacità parassite.

Proprio questa lacuna è colmata dalla presente opera in cui l'autore sostituisce al tubo elettronico, che per le particolari condizioni di lavoro non può più essere considerato elemento lineare, un particolare « circuito interruttore ». Lo studio dei transistori a cui l'apertura e la chiusura dell'« interruttore » dà luogo, fa uso dei metodi offerti dal calcolo operativo, i cui principi sono richiamati in un apposito capitolo.

Il metodo di studio teorico introdotto trova poi una pratica applicazione nella soluzione dei problemi riguardanti il progetto dei multivibratori bistabili, monostabili ed astabili.

Si può dire che tutti i particolari del complesso problema sono messi in evidenza e notevole interesse ha la parte dedicata alla tecnica della sincronizzazione in rapporto alle caratteristiche del tubo e dei circuiti.

I valori calcolati in numerosi esempi numerici, comparati con quelli sperimentali, confermano la bontà delle soluzioni teoriche suggerite.

Indice dei capitoli:

1. Introduzione (pag. 1) - 2. Fondamenti di teoria della commutazione (pag. 5) - 3. Applicazione della teoria a circuiti semplici (pag. 8) - 4. Studio sommario dei tubi elettronici funzionanti come interruttore (pag. 18) - 5. Alcuni elementi di calcolo operativo (pag. 22) - 6. Teoria del tubo elettronico funzionante come interruttore (pag. 31) - 7. I multivibratori (pag. 80) - Indice (pag. 177).

D.B.

GOUDET G.: **Electronique industrielle.**

Un volume rilegato in tela di 635 pagine formato cm 16,5 x cm 24, con 417 figure - « Eyrolles » - Paris, 1955 - Prezzo franchi 5500.

La tecnica elettronica ha ormai invaso tutti i rami della scienza e della tecnica. Essa consente misure di precisione, con sensibilità talora irrealizzabili altrimenti, permette di trasferire i dati di tali misure a distanza del luogo ove si manifesta il fenomeno in esame che può essere inaccessibile ad altri metodi di misura, consente il telecomando, i comandi automatici, l'asservimento dei meccanismi (servo-mecanismi); il riscaldamento elettronico utilizza apparecchiature molto simili a quelle usate nei trasmettitori radiofonici per generare le oscillazioni elettriche con la necessaria potenza; gli amplificatori possono servire ad una infinità di applicazioni, così il tubo a raggi catodici e i relativi oscilloscopi; ricca di sviluppi di grande interesse è

l'uso della tecnica elettronica in campo medico. In sostanza la radiotecnica, nata per rispondere alle esigenze delle radiocomunicazioni, si è dimostrata utile in moltissimi altri campi.

Del resto non è facile e neppure opportuno fare una distinzione netta fra la tecnica delle telecomunicazioni (radiofonia, telefonia, televisione) e la tecnica elettronica industriale giacché per esempio i telecomandi, gli altimetri, gli ecometri, il radar, ecc., stanno in una posizione intermedia che collega i due campi rendendone incerti ed indefiniti i confini. Ed infine tutte queste applicazioni si fondano su principi di funzionamento e su dispositivi elementari (circuiti elettrici, tubi elettronici, traduttori di vario genere) comuni.

Per questo il volume che viene qui presentato, pur essendo intitolato *Electronica industriale*, è fondamentalmente un trattato di radiotecnica. Esso è stato scritto per gli allievi de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique, tenendo presente che ormai gli ingegneri elettrotecnici avrebbero una preparazione molto incompleta se essa si limitasse alla conoscenza dell'elettrotecnica classica, quella delle cosiddette « correnti forti ».

In esso sono trattati in forma concisa ma approfondita, ricorrendo se necessario ai moderni algoritmi matematici, tutti i più importanti problemi della radio e della tecnica elettronica, solo esclusi quelli riguardanti le microonde. Sono poi passate brevemente in rassegna le principali applicazioni.

Un'idea del contenuto del volume si può desumere dal seguente elenco dei titoli dei capitoli:

PARTE PRIMA: *I circuiti.*

Cap. I: Le unità (p. 11); Cap. II: I circuiti a costanti concentrate. Leggi generali e procedimenti di calcolo (p. 18); Cap. III: I circuiti a costanti concentrate, loro elementi costitutivi (p. 52); Cap. IV: Studio di qualche circuito a costanti concentrate (p. 72); Cap. V: Le linee di trasmissione (p. 103).

PARTE SECONDA: *I tubi elettronici.*

Cap. VI: La teoria elettronica dei solidi (p. 137); Cap. VII: Tubi a vuoto provvisti di catodo caldo (p. 160); Cap. VIII: I tubi a gas (p. 196); Cap. IX: L'alitazione dei tubi elettronici (p. 204);

PARTE TERZA: *L'amplificazione.*

Cap. X: Amplificatori non selettivi facenti uso di tubi a vuoto (p. 227); Cap. XI: Gli amplificatori selettivi (p. 298); Cap. XII: La stabilità degli amplificatori. Oscillazioni proprie. Rumore (p. 327); Cap. XIII: Gli amplificatori senza tubi elettronici (p. 352) (in questo capitolo sono trattati brevemente gli amplificatori a transistor e quelli magnetici).

PARTE QUARTA: *La produzione di segnali elettrici e la loro rivelazione.*

Cap. XIV: I generatori di segnali elettrici (p. 373) (sono considerati sia i generatori di tensioni sinusoidali sia quelli non sinusoidali come i multivibratori e l'oscillatore bloccato); Cap. XV: La modulazione dei segnali elettrici. Il cambiamento di frequenza (p. 407); Cap. XVI: Rivelazione Demodulazione (p. 402).

PARTE QUINTA: *Ottica elettronica e sue applicazioni.*

Cap. XVII: Leggi generali dell'ottica elettronica (p. 447); Cap. XVIII: Il tubo a raggi catodici (p. 458); Cap. XIX: Il microscopio elettronico. Il diffrattore di elettroni (p. 467); Cap. XX: Gli spettroscopi di massa (p. 475).

PARTE SESTA: *Le applicazioni industriali dell'elettronica.*

Cap. XXI: Il riscaldamento ad alta frequenza (p. 493); Cap. XXII: Le cellule fotoelettriche e loro applicazione (p. 512); Cap. XXIII: Gli ultrasuoni (p. 532) (in questo capitolo si tratta della piezoelettricità e della magnetostriazione); Cap. XXIV: Teoria generale dei servomeccanismi elettronici (p. 585); Cap. XXVI: Esempi di servomeccanismi (p. 596); Bibliografia (p. 613).

L'edizione, a differenza di altre pubblicazioni tecniche francesi che talora non sono sufficientemente curate nella scelta della carta e nell'accuratezza della stampa, si presenta in forma elegante, rilegata in tela e ben stampata; gli schemi sono invece disegnati secondo il vecchio stile francese che, per la verità, non incontra il nostro gusto e che credo possa talora far sorgere qualche perplessità.

In complesso si tratta di un libro che raccoglie in un insieme organico gran parte degli argomenti riguardanti l'elettronica moderna.

G. D.

(261)

L'inglese alla TV

JOLE GIANNINI

**PASSAPORTO
PER L'INGHILTERRA**

L. 1200

Manuale redatto con nuovi criteri improntati a grande praticità. Le 270 illustrazioni contribuiscono a fissare nella mente vocaboli ed espressioni di uso corrente. L'efficacia del metodo cui si uniforma questo Passaporto lo rende utilizzabile anche da chi non abbia seguito alla TV le relative trasmissioni.

★

Per richieste dirette rivolgersi alla EDIZIONI RADIO ITALIANA - Via Arsenale, 21 - Torino che provvede all'invio franco di altre spese contro rimessa anticipata del relativo importo. I versamenti possono essere effettuati sul conto corrente postale n. 2/37800.

DUE NUOVI OSCILLOGRAFI PER IL SERVIZIO RADIO E TELEVISIONE

Per la riparazione di ricevitori ad onde ultra-corte e televisivi l'oscillografo a raggi catodici è il più importante strumento di controllo e di misura. Nel quadro del suo nuovo programma di costruzione degli oscillografi a raggi catodici la Siemens & Halske ha realizzato due interessanti apparecchi, studiati in modo particolare per rispondere alle esigenze del servizio riparazioni radio e televisione.



L'OSCILLARZET è l'apparecchio idoneo per il servizio di officina e per il servizio Clienti. Esso contiene un tubo a raggi catodici a traccia assai fine con uno schermo piano del diametro di 70 mm. L'amplificatore delle Y ha un campo di frequenza da 3 Hz a 4 MHz. Commutando su una banda di frequenza più ristretta (da 3 Hz a 400 kHz) si può ottenere una sensibilità decupla. La massima sensibilità è di 1800 mm/V_{pp} (V_{pp} = volt da picco a picco).

L'amplificatore dell'asse delle X copre un campo di frequenza da 2 Hz a 500 kHz. La sincronizzazione, al fine di ottenere una immagine ferma, si può realizzare in tre modi: per mezzo di una tensione esterna, per mezzo di una tensione interna secondo impulsi positivi, per mezzo di una tensione interna secondo impulsi negativi. L'apparecchio ha le dimensioni di 12 x 22,5 x 31,5 cm e un peso di 7,5 kg. Esso può essere attaccato a tutte le tensioni di rete normali. Tra le sue molteplici possibilità d'impiego si possono indicare le seguenti: misure di tensione di ronzio, di tensioni di spegnimento e di pre-magnetizzazione in apparecchi registratori a nastro magnetico; controlli su amplificatori B.F.; simmetrizzazione di stadi finali in controeazione; messa a punto di filtri di banda; misure di segnali video, di impulsi di sincronizzazione, di tensioni di sincronismo di quadro e di riga; misure di curve di demodulazione; di linee caratteristiche di parti ferromagnetiche ecc.

Un apparecchio più grande con un campo di impiego ancora più vasto è l'OSCILLAR I. Questo apparecchio, trasportabile, è utilizzabile come preciso strumento di misura, come microscopio di

immagini sullo schermo e come apparecchio di ripresa istantanea per fenomeni transitori. Esso è munito di un amplificatore ad ampia banda, che con una caduta di 3 dB ai limiti copre il campo da 1 Hz a 5 MHz. La sensibilità dell'oscillografo in tutto il campo di frequenza è di 2,5 mV/mm, cioè per avere un oscillogramma dell'altezza normale di 6 cm basta una tensione di ingresso di 150 mV da picco a picco. Il tubo a raggio catodico ha un diametro dello schermo di 130 mm. Il generatore a dente di sega consente di realizzare una gamma di tempi di deflessione sullo schermo da 0,3 sec. a 2 μs in 6 gradini fissi, tra i quali si possono stabilire con continuità tutti i valori intermedi. Va tenuta presente a tale riguardo la buona linearità della deflessione nel tempo: l'errore è inferiore al 5%.

Un dispositivo interno per la deflessione singola consente di realizzare oscillogrammi di transitori, che o possono venire sganciati contemporaneamente all'asse del tempo, o (se si tratta di transitori il cui istante di inizio non si può prevedere) possono essi stessi sganciare l'asse del tempo. Per poter misurare le ampiezze delle tensioni che appaiono sullo schermo si trova nell'oscillografo un generatore di tensioni di taratura, il quale può essere applicato all'ingresso dell'amplificatore al posto della tensione da misurare e che genera sullo schermo una curva di tensione trapezoidale, regolabile con continuità, la quale va posta a confronto con la tensione misurata.

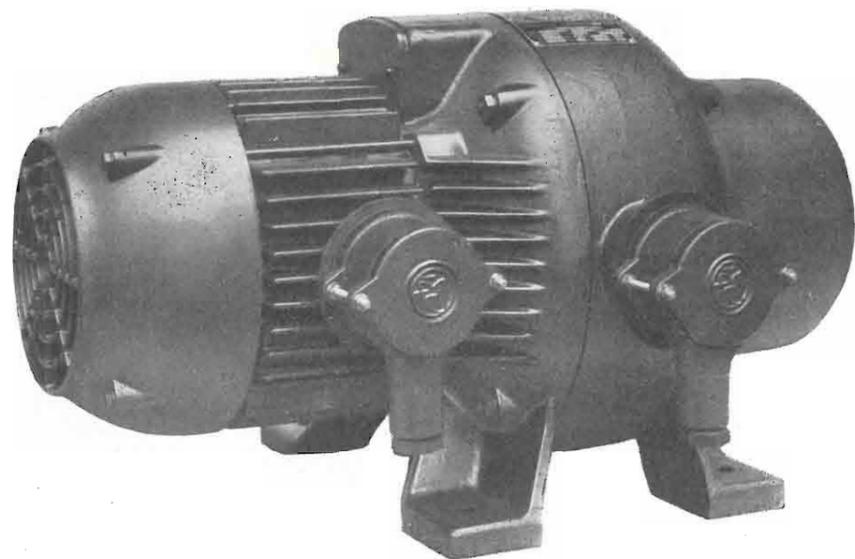
L'oscillografo consente una espansione dell'asse del tempo con una ampiezza pari a 5 volte il diametro dello schermo.

(270)



Marelli

MACCHINE ELETTRICHE - POMPE - VENTILATORI DI OGNI TIPO E POTENZA PER QUALSIASI APPLICAZIONE - CONDIZIONAMENTO, RAFFRESCAMENTO, REFRIGERAZIONE, RISCALDAMENTO, UMIDIFICAZIONE, VENTILAZIONE, PER USI CIVILI, INDUSTRIALI, NAVALI.



CONVERTITORE DI FREQUENZA PER APPLICAZIONI ELETTRONICHE

ERCOLE MARELLI & C. S.P.A. - MILANO

FILIALE DI TORINO: CORSO MATTEOTTI, 13

TELEF. 43.679 - 520.734

A.L.I.

AZIENDA LICENZE INDUSTRIALI

FABBRICA APPARECCHI E MATERIALI RADIO TELEVISIVI

ANSALDO LORENZ INVICTUS

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



ANSALDINO

SERIE MINIATURA 6 VT

Apparecchio Super 5 valvole 2 campi d'onde medie e corte, forte e perfetta ricezione, mobilizzato bachelite color avorio.

dimensioni: ai rivenditori
cm. 10 x 17 x 25 L. 9.000
cm. 15 x 20 x 33 L. 13.000
A modulazione e fono L. 24.500

Analizzatori tascabili
CON CAPACIMETRO

in due portate:

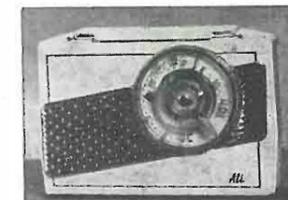
10.000 ohm x Volt
Lire 7.500

20.000 ohm x Volt
Lire 10.000

con astuccio lire 500 in più

SCONTI SPECIALI
PER GROSSISTI

Richiedete listini con tutti i
dati tecnici



"ALI" C. C. A.

Apparecchio portatile 5 valvole, onde medie con alimentazione in C. C. e C. A. - autotrasformatore universale incorporato con dispositivo speciale automatico che inserendo la corrente alternata stacca la continua, ricezione perfetta, mobilizzato elegantissimo.

Dimensioni cm. 21 x 14 x 6.
Ai rivenditori L. 15.000
Medie e corte L. 17.500

PROVAVALVOLE 10.000 ohm x Volt con zoccoli di tutti i tipi compreso i Noval TV - Lire 30.000

SALDATORE RAPIDO ISTANTANEO voltaggio universale - Lire 1.300

ESPOSIZIONE ALLA MOSTRA DELLA RADIO E DELLA TELEVISIONE

EDIZIONI RADIO ITALIANA

Sono usciti:

MILANO VISCONTEA di Maria Bellonci

Viva ed animata interpretazione di tempi e di caratteri nella rappresentazione sintetica del formarsi e dell'affermazione della signoria viscontea.

Lire 700

IL PETROLIO di C. Caraci

Vasta e dotta rassegna tecnico-scientifica, con particolare riferimento ai giacimenti italiani, dei fondamentali problemi riguardanti la formazione geologica dei petroli, i metodi di ricerca e di estrazione. Il volume è corredato da grafici, tavole e cartine esplicative.

Lire 900

ANCORA SULL'ESISTENZIALISMO di E. Paci

L'autore, filosofo aperto a molteplici interessi culturali e dotato di una ideale perspicuità di esposizione, chiarisce le idee nel complicato groviglio ideologico di questo movimento di pensiero e di cultura lentamente trasformato nel dopoguerra in fenomeno di costume.

Lire 700

L'OPERA DI FEDOR DOSTOEVSKIJ di E. Paci

Vigorosa sintesi, con larghe citazioni, dell'opera e del pensiero del sommo scrittore, nel loro significato filosofico ed umano.

Lire 500

In vendita nelle principali librerie. Per richieste dirette rivolgersi alla EDIZIONI RADIO ITALIANA - Via Arsenale, 21 - Torino che provvede all'invio franco di altre spese. I versamenti possono essere effettuati sul c/c postale 2/37800.

AESSE

APPARECCHI E STRUMENTI SCIENTIFICI ED ELETTRICI
VIA RUGABELLA, 9 - MILANO - TEL. 891.896 - 896.334
Ind. Telegraf. AESSE - Milano

APPARECCHIATURE PER TV E UHF

RIBET & DESJARDINS - Parigi

Vobulatore: $2 \div 300$ MHz
Oscillografo: $2 \text{ Hz} \div 10$ MHz

FERISOL - Parigi

Generatore: $8 \div 220$ MHz
Generatore: $5 \div 400$ MHz
Voltmetro a valvole: $0 - 1000$ MHz
 $0 - 30000$ V c.c.

S.I.D.E.R. - Parigi

Generatore d'immagini con quarzo
pilota alta definizione

KLEMT - Olching (Germania)

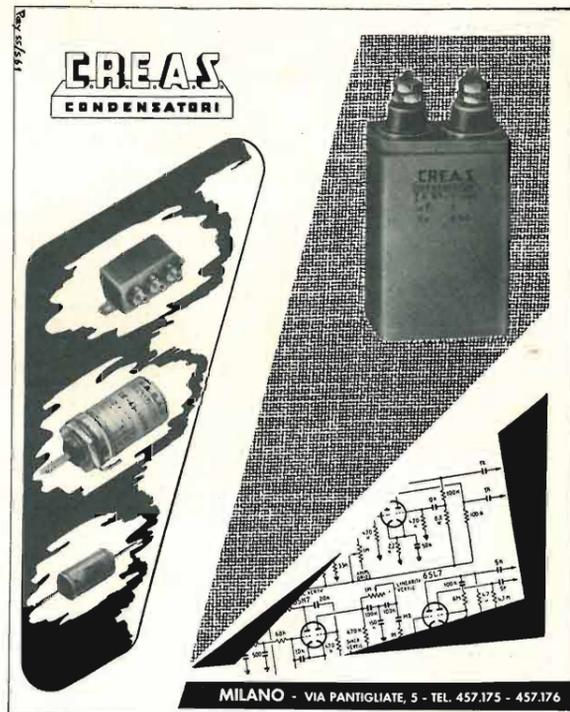
Generatore di monoscopio
Vobulatore-Oscillografo con genera-
tore di barre
Apparecchiatura portatile per con-
trollo televisori
Q-metri
Voltmetri a valvole

FUNKE - Adenau (Germania)

Misuratori di campo relativo per
installazione antenne
Provavalvole

KURTIS - Milano

Stabilizzatori di tensione a ferro
saturato ed elettronici



LESAPHON
MUSICA perfetta in ogni casa

Lesaphon

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



F&G

cavi per alta frequenza

per tutte le potenze sino a 1000 kW
e frequenze sino 4000 MHz

cavi di trasmissione AF con nastro di
styroflex avvolto ad elica

cavi di trasmissione AF con isolamento
pieno in materiale sintetico

cavi di ricezione AF concentrici e
simmetrici

cavi speciali di ricezione AF



**FELTEN & GUILLEAUME CARLSWERK
AKTIENGESELLSCHAFT · KÖLN-MÜLHEIM**

RAPPRESENTANZA GENERALE PER L'ITALIA

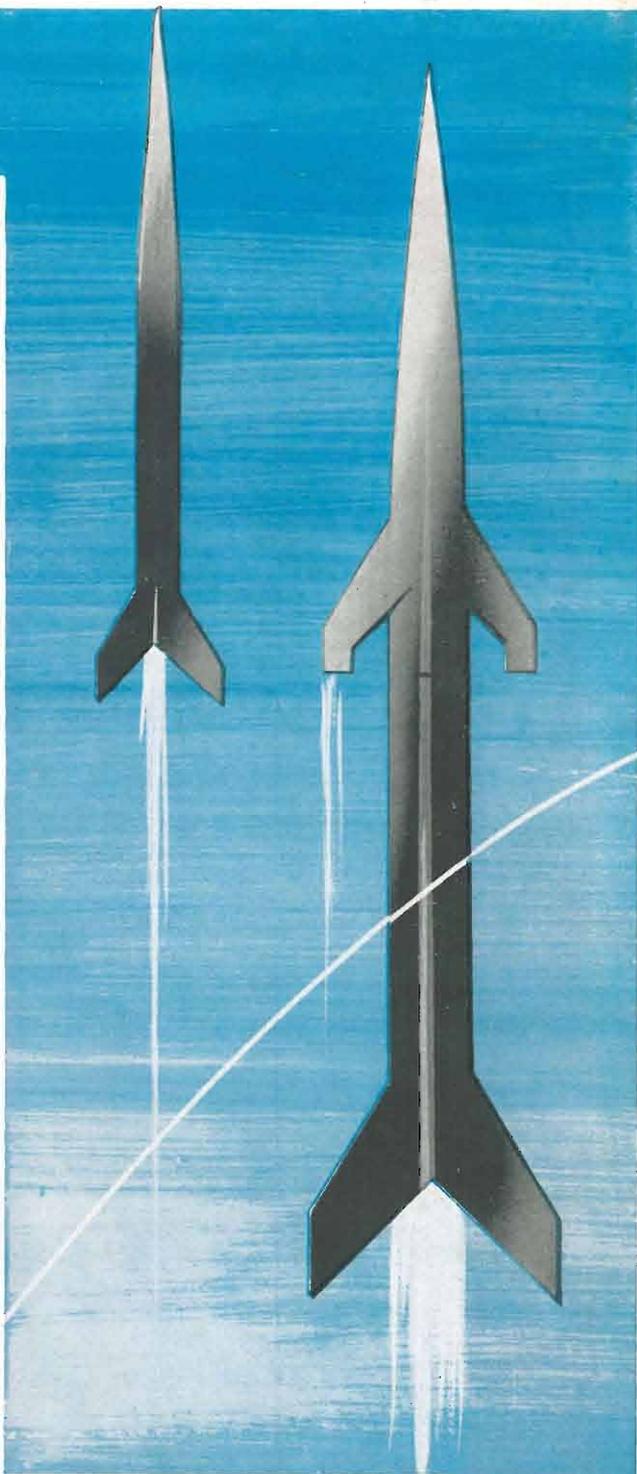
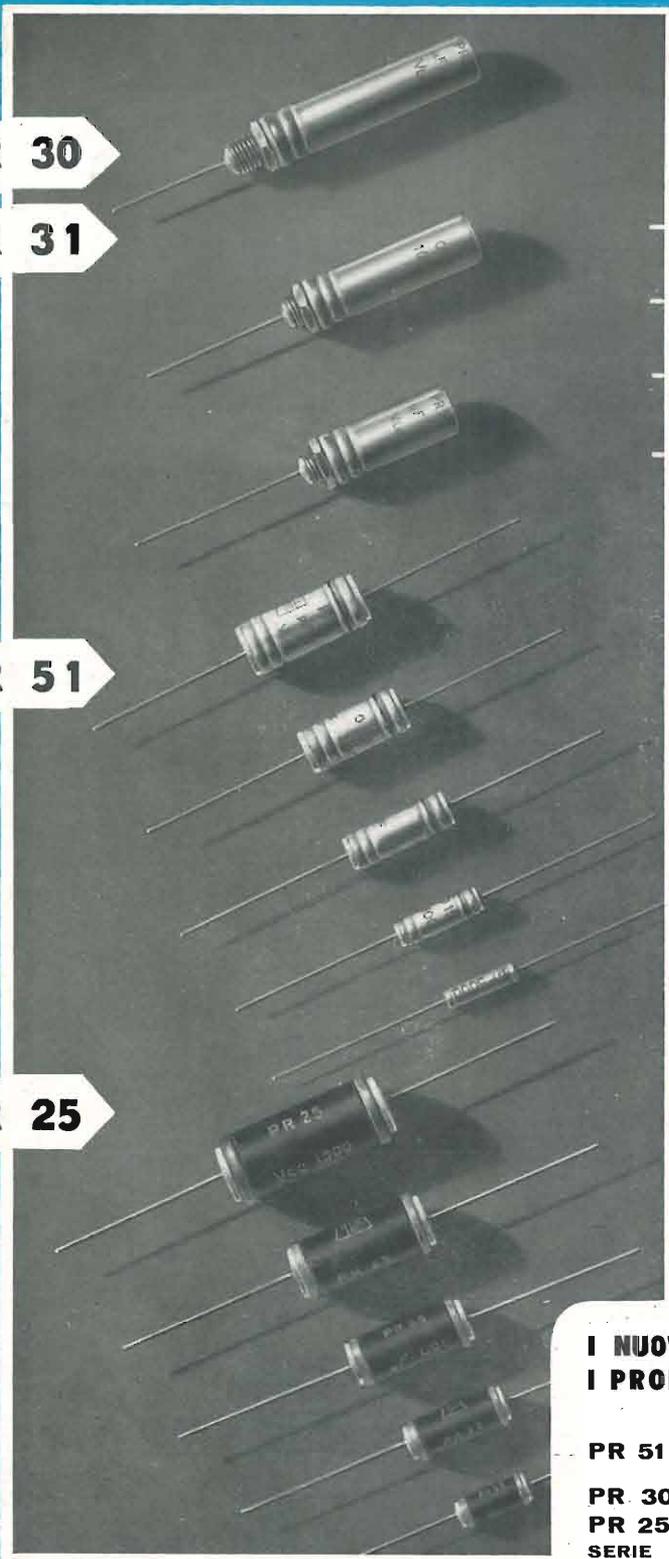
DITTA ING. OSCAR ROJE - MILANO - VIA T. TASSO, 7 - TEL. 432.241
462.319

PR 30

PR 31

PR 51

PR 25



I NUOVI BREVETTI "ICAR MULTIERMETIC," RISOLVONO I PROBLEMI PIÙ AVANZATI E DANNO SICUREZZA ASSOLUTA IN OGNI APPLICAZIONE

PR 51 - Multiermetic grado C - Norme MIL 125° C di lavoro idonei per forti depressioni.

PR 30-31 - Multiermetic grado A - Norme MIL.

PR 25 - "Plastic fused" - custodia isolante.

SERIE MINIATURIZZATE E NORMALI ● OLII VITAMINIZZATI
Richiedere bollettino tecnico 5508



INDUSTRIA CONDENSATORI APPLICAZIONI RADIOELETTRICHE corso magenta 65 - milano