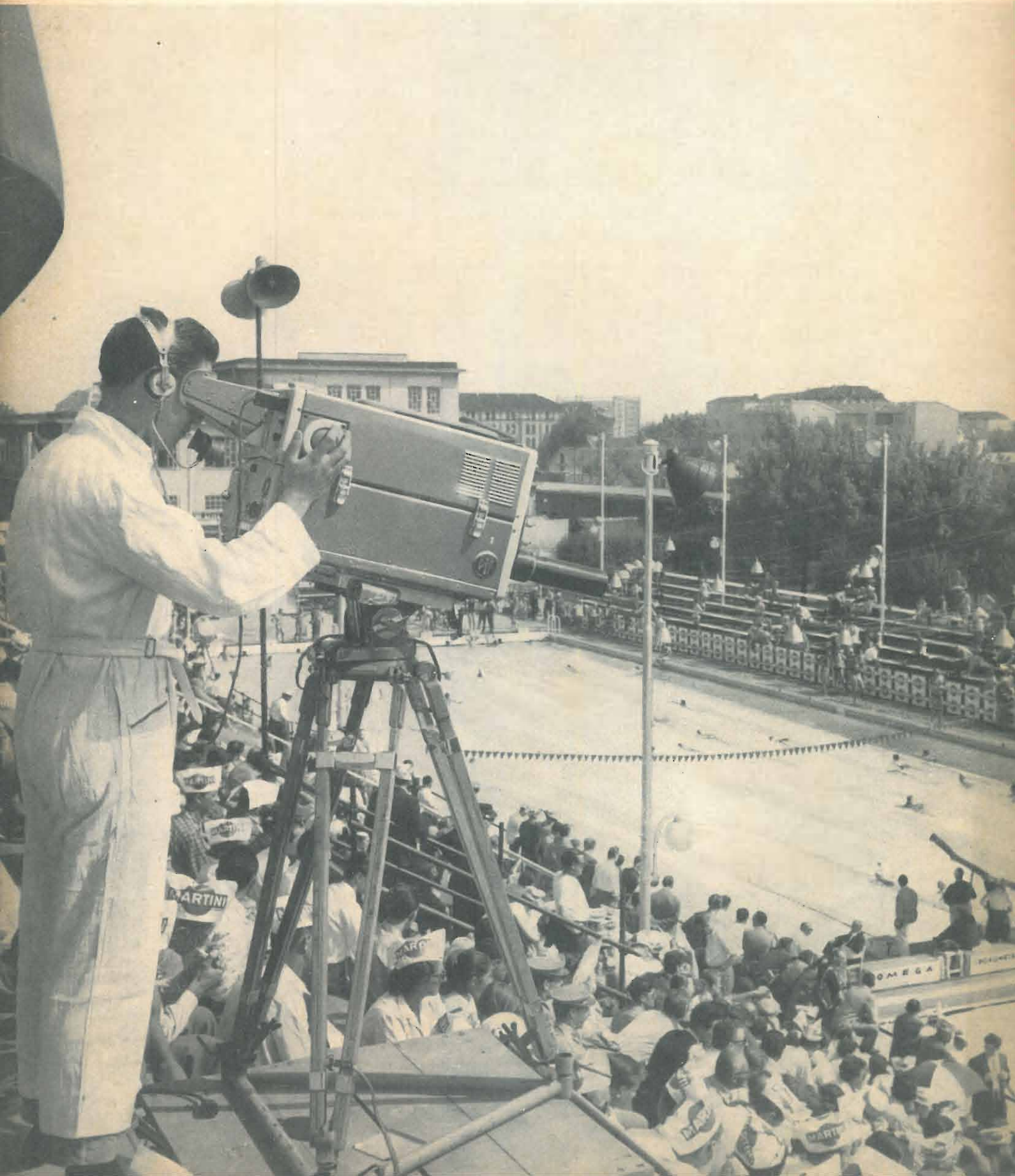


ELETTRONICA

EDIZIONI RADIO ITALIANA - ANNO III - LUGLIO-AGOSTO 1954 - NUMERO 4 - L. 300



Condensatori di potenza a mica in olio:

CM 50

- * custodia in pyrex trasparente chiusa ermeticamente su brevetti originali ICAR
- * elemento capacitivo compensato con le variazioni di temperatura
- * gamma di temperatura di lavoro $-55^{\circ}\text{C} \div 85^{\circ}\text{C}$ oppure $-55^{\circ}\text{C} \div 125^{\circ}\text{C}$
- * massima capacità di sovraccarico - minime perdite
- * minimo ingombro - possibilità di costituire accoppiamenti serie - parallelo
- * rispondenza integrale alle norme JAN C5

La serie CM 50 è oggi la serie di condensatori a mica di potenza più moderna ed efficiente esistente sul mercato internazionale. Per le sue caratteristiche essa risolve pienamente i problemi di esercizio dei trasmettitori TV e radio, dei forni, saldatrici ed ogni caso in cui siano in gioco potenze A.F. con qualsiasi variazione di carico e di condizioni ambientali.



ICAR - INDUSTRIA CONDENSATORI APPLICAZIONI RADIOELETTRICHE

TELEFONI: 872-870 - 898-871 - MILANO - CORSO MAGENTA, 65 - STABILIMENTO: MONZA

Ing. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 52.309
 ROMA - VIA DEL TRITONE 201 - TEL. 61.709
 NAPOLI - VIA MEDINA 61 - TEL. 23.279

MILANO TELEFONI { 52.051 52.053
 52.052 52.020
 PIAZZA TRENTO 8 TELEGR.: INGBELOTTI - MILANO

Ci è grato informare la nra. Spett. Clientela che abbiamo ripreso l'importazione dei prodotti delle Case sottoindicate, per parecchi dei quali teniamo già largo deposito a Milano.

WESTON



Pila campione Weston



Wattmetro elettrodinamico portatile di precisione Weston



Oscillografo Du Mont



Milliamperometro Weston a coppia termoelettrica



Tester 20.000 ohm/volt Weston



Voltmetro a valvola General Radio

Strumenti di alta precisione per laboratorio - Voltmetri, amperometri, wattmetri - Pile campione - Strumenti portatili - Voltmetri, amperometri, wattmetri normali e per basso fattore di potenza, galvanometri, microamperometri, ohmmetri, microfaradmetri - Trasformatori di corrente e di tensione per strumenti.

Strumenti per riparatori radio e televisione - Analizzatori ad alta sensibilità - Analizzatori elettronici - Voltmetri a valvola - Ohmmetri - Provalvole - Strumenti da pannello e da quadro - Amperometri, voltmetri, wattmetri, microamperometri, microfaradmetri, indicatori di livello per radio e per telefonia - Derivatori e moltiplicatori.

Cellule fotoelettriche al selenio di vario tipo per varie applicazioni - Relé a cellula fotoelettrica - Luxmetri - Esposimetri per fotografia e cinematografia - Analizzatori fotografici - Densitometri - Integratori di luce - Dispositivi a cellula fotoelettrica per applicazioni industriali.

Strumenti speciali - Analizzatori industriali - Amperometri a tenaglia - Strumenti per misure di elettrolisi - Strumenti per indicazione della temperatura - Densimetri - Indicatori di umidità - Termometri da laboratorio ed industriali - Tachimetri elettrici in continua ed alternata - Strumenti per aviazione - Indicatori di temperatura, quota e direzione - Strumenti regolatori e registratori automatici di pressione e temperatura.

GENERAL RADIO COMPANY

Strumenti per laboratori radioelettrici - Ponti per misure d'impedenza a basse, medie ed alte frequenze - Amplificatori - Oscillatori a bassa distorsione per alte ed altissime frequenze - Frequenzimetri - Analizzatori d'onda - Campioni primari e secondari di frequenza - Megaohmmetri - Resistenze, condensatori, induttanze campione, singole ed a cassette - Voltmetri a valvola - Misuratori d'uscita - Generatori di segnali campione.

Elementi coassiali per misure a frequenze ultra elevate - Linee fessurate - Rivelatori - Attenuatori - Indicatori bolometrici e voltmetrici - Indicatori di onde stazionarie e del coefficiente di riflessione - Generatori a frequenze ultra elevate.

Strumenti per stazioni trasmettenti AM, FM e televisive - Monitori di modulazione - Indicatori di distorsione e di rumore di fondo - Indicatori di spostamento di frequenza - Frequenzimetri - Oscillatori campione.

Strumenti per applicazioni industriali - Misuratori portatili del livello dei suoni - Analizzatori dei suoni - Misuratori di vibrazioni - Trasduttori piezoelettrici e dinamici - Stroboscopi per applicazioni normali e speciali - Polariscopi.

ALLEN B. DU MONT

Oscillografi per riparatori radio e televisione - Oscillografi d'applicazione generale - Oscillografi a raggio semplice e doppio ad elevata sensibilità per alternata e continua ed ad ampia banda passante - Oscillografi per applicazioni speciali (fenomeni transienti e ricorrenti ultra-rapidi, per analisi segnali televisivi, per studi di impulsi di breve durata, per prove ad impulso ad alta tensione, per studi su apparecchiature meccaniche).

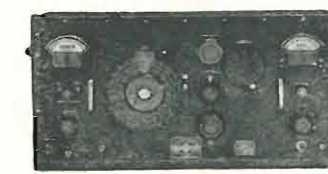
Tubi oscillografici a deflessione elettrostatica a persistenza lunga, media e breve con diametro di 3" e 5" a raggio singolo e doppio a bassi, medi ed alti potenziali post-accelerativi, per oscillografi.

Macchine fotografiche e cinematografiche per oscillografi - Macchine speciali per fenomeni ultra-rapidi e per stampa immediata - Commutatori elettronici - Calibratori di tensione per oscillografi - Scale calibrate - Filtri cromatici - Schermi magnetici - Sonde per alta frequenza - Lenti per proiezione - Accessori.

LABORATORIO DI RIPARAZIONI E TARATURE



Analizzatore elettronico Weston



Generatore segnali campione General Radio



Galvanometro Weston



Variatori di tensione «Variac» (Licenza General Radio)



Voltmetro Weston di precisione



Ponte RCL General Radio



Macchina cinematografica Du Mont per oscillografi



Prova circuiti Weston



Amperometro Weston

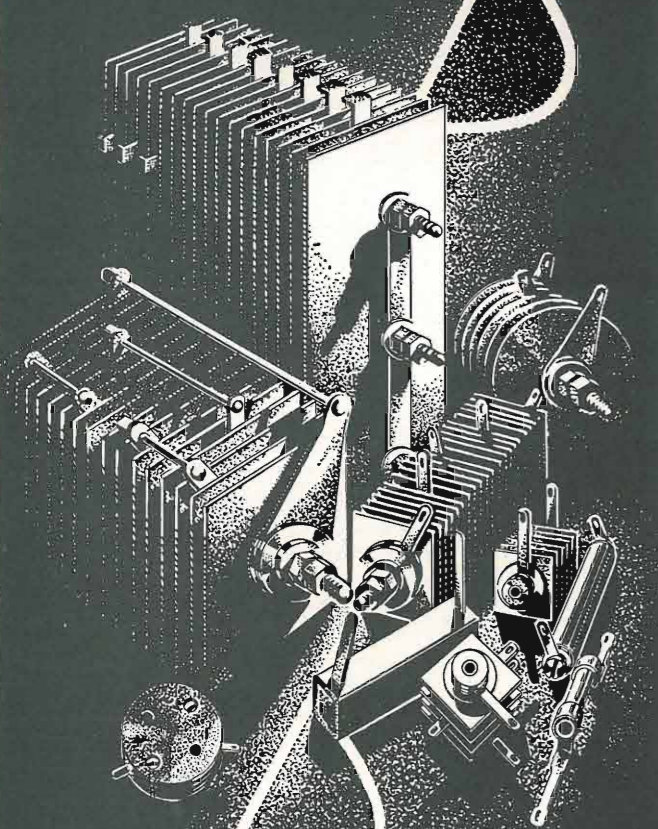
ELEMENTI AL SELENIO PER QUALSIASI APPLICAZIONE

GRUPPI RADDRIZZANTI PER:

GALVANOPLASTICA E CARICA BATTERIE
ALIMENTATORI TELEFONICI
ARCHI CINEMA
PIANI MAGNETICI

RADDRIZZATORI RADIO
A PICCOLA SUPERFICIE
ALL'OSSIDO DI RAME PER
STRUMENTI DI MISURA

DIODI AL GERMANIUM E AL SILICIO
MODULATORI AD ANELLO AL GERMANIUM
E ALL'OSSIDO DI RAME



SELENE
RADDRIZZATORI AL SELENIO

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

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 ÷ 300 MHz
Oscillografo: 2 Hz ÷ 10 MHz

FERISOL - Parigi

Generatore: 8 ÷ 220 MHz
Generatore: 5 ÷ 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

LAEL
MILANO

S. R. L.

LABORATORI COSTRUZIONE STRUMENTI ELETTRONICI

CORSO XXII MARZO, 6 - MILANO - TELEF. 58.56.62 - 59.33.16

ANNUNCIAMO IL NUOVO

OSCILLOSCOPIO D'ALTA CLASSE MOD. 554

LE CUI CARATTERISTICHE LO PONGONO IN POSIZIONE DI
INCONTRASTABILE PRIVILEGIO FRA GLI STRUMENTI
DESTINATI A SERVIRE I CENTRI MISURE DELLE INDUSTRIE

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

TUBO A RAGGI CATODICI «DU MONT» TIPO 5ADPI
A SCHERMO PIATTO

FATTORE DI DEFLESSIONE VERTICALE: 0,35 MV/MM
PICCO A PICCO

COSTANZA DI AMPLIFICAZIONE VERTICALE ENTRO
3 DB PER FREQUENZE COMPRESSE FRA 10 HZ E
10 MHZ

INGRESSO VERTICALE BILANCIATO E NON BILAN-
CIATO

IMPEDENZA INGRESSO BILANCIATO: 2 MΩ 20 PF

IMPEDENZA INGRESSO NON BILANCIATO: 1 MΩ 30 PF

FATTORE DI DEFLESSIONE ORIZZONTALE: 2 MV/MM
PICCO A PICCO

COSTANZA DI AMPLIFICAZIONE ORIZZONTALE
ENTRO 3 DB PER FREQUENZE COMPRESSE FRA
10 HZ E 1,5 MHZ

IMPEDENZA INGRESSO ORIZZONTALE: 1 MΩ 30 PF

ASSE DEI TEMPI LINEARE, COMANDATO E RICOR-
RENTE DA 18 HZ A 350 KHZ



MASSIMA VELOCITÀ DI DEVIAZIONE:
10 CM/μ SEC

CALIBRATORE D'AMPIEZZA

CALIBRATORE DI TEMPO

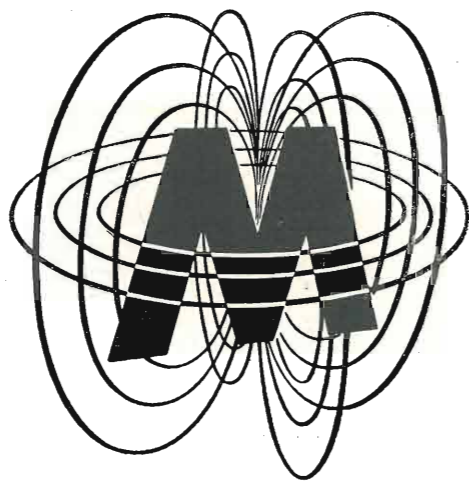
ATTACCO PER PROBE ESTERNO

“ XX MOSTRA NAZIONALE DELLA RADIO E TELEVISIONE ” - Posteggio N. 48



Serie Super "M"

1954 • 1955



PHILIPS

espressione della tecnica più avanzata

MAGNETI MARELLI

- * Trasmettitori per radio diffusione a onde corte e medie, di qualsiasi tipo e potenza.
- * Trasmettitori per televisione.
- * Ponti televisivi a microonde.
- * Apparatî radio navali.
- * Complessi ricetrasmittenti per aviazione sia per aerei che per aeroporti.
- * Complessi ricetrasmittenti a modulazione di frequenza per ponti radio semplici e pluricanali (60 - 120 - 480 - 960 canali).
- * Complessi ricetrasmittenti a modulazione di impulsi per ponti radio (4 - 8 - 12 - 24 canali).
- * Apparatî ricetrasmittenti campali per forze Armate.
- * Ricevitori Professionali.
- * Impianti di diffusione sonora.
- * Radioricevitori domestici.
- * Ricevitori per televisione.

FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI - MILANO

C.R.E.A.S.
CONDENSATORI

condensatori elettrici
per applicazioni radio
e televisione

C.R.E.A.S. - STAB. UFF.: MILANO VIA PANTIGLIATE 5 - TEL. 457.175 - 457.176

SIEMENS
MILANO



SM 514



SM 523



SM 5024

SP

SIEMENS SOCIETÀ PER AZIONI

Via Fabio Filzi 29 - MILANO - Telefono 69.92

UFFICI:

FIRENZE GENOVA MILANO NAPOLI PADOVA ROMA TORINO TRIESTE
Piazza Stazione 1 - Via D'Annunzio 1 - Via Locatelli 5 - Calata S. Marco 13 - Via Verdi 6 - Piazza Mignanelli 3 - Via Mercantini 3 - Via Trento 15

ELETTRONICA

Televisione Italiana

NUMERO
4
ANNO III

LUGLIO
AGOSTO 1954

DA PAGINA 145
A PAGINA 192

RIVISTA BIMESTRALE

DIRETTORI:

EDOARDO CRISTOFARO
VITTORIO MALINVERNI

VICE DIRETTORE TECNICO:
GIUSEPPE DILDA

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE:
TORINO

VIA ARSENALE 21 - TELEF. 41.172

Concessionaria esclusiva della pubblicità:

COMPAGNIA INTERNAZIONALE
PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)

MILANO, VIA MERAVIGLI 11 - TEL. 808-350
TORINO, VIA POMBA 20 - TELEF. 45-816

Sommario:

	<i>Pagina</i>
FRANCO PINOLINI	
Calcolatrice elettronica analogica ripetitiva	152
GIAN FRANCO RAFFO	
Linee di ritardo elettromagnetiche per TV	163
ENZO CASTELLI	
Antenne televisive a larga banda	171
B. C. S.	
Congresso sui procedimenti di registrazione sonora e loro estensione alla registrazione dell'informazione	183



Le telecamere della Radiotelevisione Italiana ai Campionati Europei di Nuoto di Torino.

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

Altre pubblicazioni della EDIZIONI RADIO ITALIANA:

RADIOCORRIERE SETTIMANALE DELLA RADIO ITALIANA
L'APPRODO RIVISTA TRIMESTRALE DI LETTERE ED ARTI
I QUADERNI DELLA RADIO RACCOLTA DELLE CONVERSAZIONI DI MAGGIOR
INTERESSE TENUTE ALLA RADIO
LA RADIO PER LE SCUOLE ILLUSTRAZIONE DEI PROGRAMMI RADIOSCOLASTICI

CALCOLATRICE ELETTRONICA ANALOGICA RIPETITIVA

DOTT. ING. FRANCO PINOLINI
del Dip. Esperienze della FIAT

SOMMARIO - Premesso un breve esame dei tipi fondamentali di calcolatrici analogiche, vengono considerati gli amplificatori operazionali ed il loro uso per eseguire le operazioni semplici di somma, moltiplicazione per una costante, derivazione ed integrazione. Dopo aver mostrato come connettere tra loro alcuni amplificatori operazionali per risolvere un'equazione differenziale del secondo ordine a coefficienti costanti, si descrive brevemente una calcolatrice analogica ripetitiva costruita dal Dipartimento Esperienze della Fiat. Si riferiscono infine alcuni risultati ottenuti risolvendo, con la calcolatrice descritta, due problemi caratteristici per lo studio della sospensione degli autoveicoli.

1. Introduzione.

Nei paesi che sono all'avanguardia del progresso tecnico-scientifico, l'uso delle calcolatrici elettroniche per risolvere i problemi più diversi si estende molto rapidamente.

Non tutte le calcolatrici elettroniche sono ugualmente complesse e costose e si possono ottenere risultati già buoni con le calcolatrici analogiche, che sono relativamente semplici ed economiche.

La calcolatrice elettronica, costruita dal Dipartimento Esperienze della Fiat, appartiene a questa ultima categoria.

Essa può per ora risolvere equazioni differenziali lineari e non lineari a coefficienti costanti fino al sesto ordine.

Il tempo necessario per ottenere una soluzione è di 1/100 di secondo e ciascuna soluzione viene ripetuta 50 volte al secondo.

Le soluzioni sono fornite sotto forma di tensioni variabili in funzione del tempo e si possono quindi osservare sullo schermo di un comune oscillografo a raggi catodici, permettendo una visione immediata dell'effetto di qualsiasi variazione dei coefficienti, delle condizioni iniziali dell'equazione in esame e l'esplorazione rapida di un gran numero di soluzioni.

I circuiti della calcolatrice sono stati interamente costruiti con componenti comuni, cioè precisi al massimo entro il $\pm 5\%$; il loro costo totale, compresi i 140 tubi elettronici che, per ora, fanno parte della calcolatrice, non supera il mezzo milione.

La calcolatrice è stata usata con risultati soddisfacenti per risolvere alcuni problemi tra cui due, rappresentativi per lo studio della sospensione degli autoveicoli. Sono tuttora in corso altre aggiunte e perfezionamenti ai circuiti per estendere ancora il campo di applicazione della calcolatrice.

2. Generalità sulle calcolatrici elettroniche analogiche.

Le calcolatrici elettroniche analogiche sono formate da un insieme di operatori analogici elementari costituiti da amplificatori a controreazione per tensioni continue che prendono il nome di «amplificatori operazionali» (operational amplifiers).

Le variabili sono rappresentate da tensioni funzioni del tempo che è, di solito, la variabile indipendente.

Ciascun operatore analogico elementare è capace di eseguire sulle tensioni applicate ai suoi morsetti di

ingresso una o più operazioni matematiche elementari come la somma, la moltiplicazione per una costante, l'integrazione, ecc.

Connettendo opportunamente tra loro i diversi operatori elementari della calcolatrice, si fa in modo che le relazioni matematiche tra le tensioni, che nella calcolatrice rappresentano le variabili, siano le stesse che compaiono nella equazione o nelle equazioni da risolvere.

L'analogia che dà il nome alle calcolatrici elettroniche analogiche è quindi puramente «formale» o «indiretta» e completamente diversa da quella che si potrebbe chiamare «strutturale» o «diretta» e che stabilisce le ben note equivalenze, per esempio tra forze e tensioni, masse e induttanze, rigidità e capacità, ecc.

L'uso delle analogie di quest'ultimo tipo è ormai quasi completamente abbandonato sia per la difficoltà di realizzare fisicamente con sufficiente approssimazione e costo ragionevole le analogie dirette, sia per la mancanza di generalità del metodo di analogia, limitato a ciascun caso particolare.

Le calcolatrici elettroniche analogiche possono essere «non ripetitive» (d.c. analog computers) oppure «ripetitive» (repetitive analog computers). Nel primo caso la soluzione delle equazioni che costituiscono il problema da risolvere avviene in qualche minuto ed una sola volta. Nel secondo caso, il tempo necessario per la soluzione è molto più breve (di solito 1/100 di sec.) e la soluzione è ripetuta più volte al secondo (di solito 50 o 60 volte).

Le soluzioni delle calcolatrici ripetitive si osservano con un oscillografo a raggi catodici col vantaggio di potere determinare istantaneamente l'effetto delle variazioni dei coefficienti dei termini della equazione e dei valori delle condizioni iniziali e di poter esaminare in breve tempo un gran numero di soluzioni.

Le calcolatrici ripetitive sono inoltre più semplici e meno costose di quelle non ripetitive perchè il diverso campo delle frequenze di lavoro permette di ridurre notevolmente l'amplificazione degli amplificatori operazionali con vantaggio per la loro stabilità e facilità di alimentazione.

Tuttavia i vantaggi citati offerti dalle calcolatrici ripetitive rispetto a quelle non ripetitive, si pagano con una minore approssimazione dei risultati dovuta alla scarsa precisione di lettura propria dell'oscillografo a raggi catodici nei confronti degli oscillografi a scrittura diretta che si usano per registrare le solu-

zioni delle calcolatrici non ripetitive. Così, mentre per una calcolatrice ripetitiva una approssimazione sui valori della soluzione del $\pm 5\%$ è già buona, con le calcolatrici non ripetitive si raggiungono, senza gravi difficoltà, approssimazioni del $\pm 1\%$ ed anche meno.

Inoltre, i moltiplicatori ed i generatori di funzioni arbitrarie e di non linearità delle calcolatrici non ripetitive sono più facili da costruire di quelli per calcolatrici ripetitive perchè le frequenze di lavoro sono molto più basse e si possono usare sistemi elettromeccanici molto precisi.

Questo spiega perchè, nonostante il costo più elevato, il predominio delle calcolatrici non ripetitive sia netto nei confronti delle calcolatrici ripetitive a cui molto sovente sono riservati compiti di tipo qualitativo e di «pilota» per calcolatrici più lente ma più precise.

3. Gli amplificatori operazionali ed il loro uso nelle calcolatrici analogiche.

Le operazioni proprie degli operatori elementari delle calcolatrici analogiche potrebbero essere facilmente eseguite con circuiti formati esclusivamente da elementi lineari passivi cioè resistenze, induttanze e capacità.

In figura 1 sono infatti rappresentati i circuiti passivi che possono servire per sommare, moltiplicare per una costante, integrare e derivare. Accanto a ciascun circuito è indicata la relazione che lega la tensione di uscita a quella di ingresso.

I circuiti di figura 1 presentano però gravi limitazioni per quanto riguarda l'intervallo di frequenza in cui essi possono servire senza che l'attenuazione che producono diventi eccessiva. Inoltre essi non possono essere connessi tra loro per costituire una calcolatrice analogica propriamente detta senza influenzarsi a vicenda talvolta in modo così grave da perdere completamente le proprie caratteristiche di operatori elementari.

Per queste ragioni gli operatori elementari delle calcolatrici analogiche si valgono di tubi elettronici per compensare le perdite che avvengono negli elementi passivi dei circuiti e per disaccoppiarli tra loro in

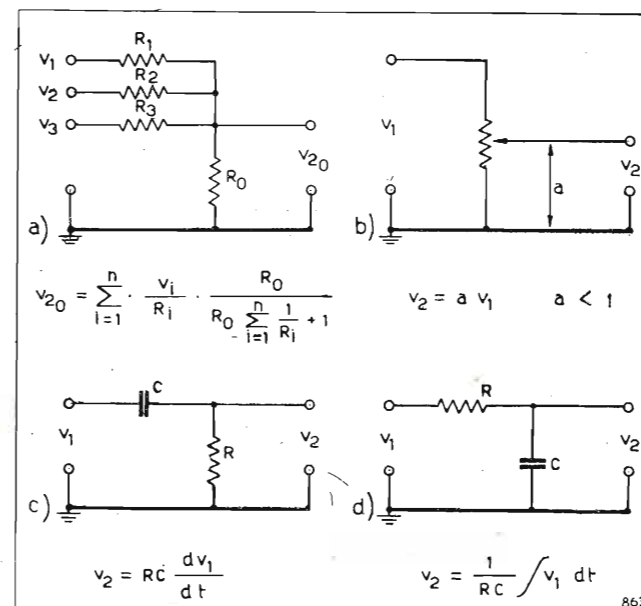


Fig. 1. — Circuiti passivi per eseguire alcune operazioni semplici.

modo da evitare qualsiasi effetto dell'uno sulle caratteristiche dell'altro.

Gli operatori elementari delle calcolatrici analogiche assumono perciò l'aspetto di amplificatori a controreazione per tensioni continue che, per le loro caratteristiche, prendono il nome, come si è già detto, di «amplificatori operazionali».

Negli amplificatori a controreazione per mezzo di un circuito apposito che prende appunto il nome di «circuito di controreazione», una parte della tensione di uscita è riportata all'ingresso del primo stadio con fase tale da produrre un'azione contraria (controreazione) alla tensione applicata ai morsetti di entrata dell'amplificatore. Perchè questo avvenga è ovviamente necessario che il numero di stadi di amplificazione dell'amplificatore sia dispari.

La figura 2 rappresenta un amplificatore a controreazione per tensioni continue che fornisce una tensione di uscita $-V_2$ quando all'entrata del primo stadio amplificatore è applicata la tensione V' .

Indicando con A il guadagno di tutto l'amplificatore, risulta quindi:

$$[1] \quad A = -V_2/V'$$

La controreazione è fornita attraverso all'impedenza Z_f che connette l'uscita all'entrata del primo stadio dell'amplificatore.

La tensione V_1 da amplificare è applicata all'entrata del primo stadio attraverso ad una impedenza di ingresso Z_i di valore elevato, posta in serie sul circuito di ingresso.

Il rapporto tra le tensioni di ingresso V_1 e di uscita V_2 si calcola facilmente tenendo conto che, essendo il guadagno A dell'amplificatore molto forte (per esempio maggiore od uguale a qualche migliaio), la tensione V' è molto piccola e può essere trascurata. Inoltre, poichè i morsetti di ingresso dell'amplificatore sono connessi all'entrata del primo stadio attraverso ad una impedenza di valore elevato, la corrente di griglia nel primo tubo è trascurabile e quindi tale anche il valore della corrente che entra nel nodo P dell'amplificatore. Di conseguenza, poichè la somma delle correnti nel nodo P deve essere nulla, si ha:

$$[2] \quad i_1 - i_2 = 0$$

ossia

$$[3] \quad \frac{V_1 - V'}{Z_i} - \frac{V' - V_2}{Z_f} = 0$$

Poichè, come si è detto, V' è trascurabile, ne segue:

$$[4] \quad V_2 = -V_1 Z_f/Z_i$$

Dall'equazione [4] si deduce che, fino a quando il valore di V' è trascurabile cioè l'amplificazione A dell'amplificatore è sufficientemente grande, il rapporto tra le tensioni di ingresso e di uscita dell'amplificatore a controreazione dipende soltanto dal rapporto delle impedenze Z_f e Z_i ed è quindi anche indipendente dalle caratteristiche dell'amplificatore ed in particolare da quelle dei tubi elettronici che lo costituiscono.

Per trasformare l'amplificatore a controreazione che si è considerato in un amplificatore operazionale, basta quindi scegliere la natura ed i valori di Z_f e di Z_i della [4] in modo opportuno per far sì che V_2 e V_1 siano legati tra loro dalle relazioni desiderate e corrispondenti alle operazioni che si vogliono eseguire.

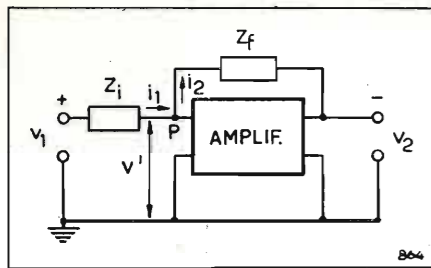


Fig. 2. — Amplificatore per tensioni continue con controreazione.

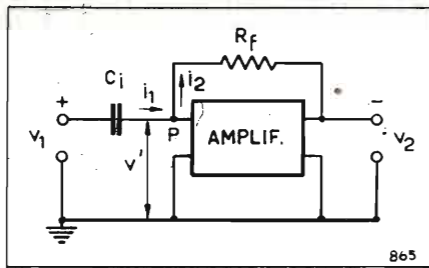


Fig. 3. — Amplificatore operazionale derivatore.

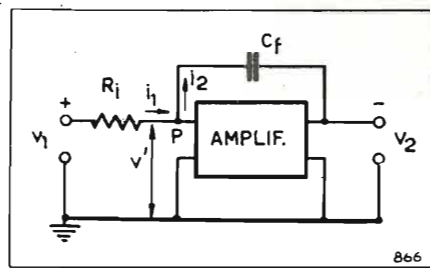


Fig. 4. — Amplificatore operazionale integratore.

A) MOLTIPLICAZIONE PER UNA COSTANTE.

Se le impedenze Z_f e Z_i dell'amplificatore operazionale di figura 2 sono resistenze uguali, per esempio di 1 megaohm ciascuna, dalla [4] si deduce che la tensione di uscita V_2 è uguale ed opposta alla tensione di ingresso V_1 cioè l'amplificatore esegue la operazione semplice di cambiamento di segno.

Se invece le impedenze Z_f e Z_i sono costituite da resistenze di valore diverso cioè se è $Z_f = k Z_i$ (oppure $Z_i = Z_f/k$), la tensione di uscita V_2 risulta uguale a k volte la tensione di ingresso V_1 e di segno opposto.

Poiché $k = Z_f/Z_i$ può essere un qualsiasi numero positivo maggiore o minore dell'unità, la tensione di ingresso può essere moltiplicata per qualsiasi fattore k maggiore o minore dell'unità.

Di regola si evita di superare valori di k maggiori di 20.

B) DERIVAZIONE.

Se l'impedenza di controreazione Z_f è una resistenza pura R e l'impedenza di ingresso Z_i una capacità pura C_i l'amplificatore operazionale diventa un derivatore (fig. 3).

Infatti nel nodo P, per quanto si è già detto, si ha $i_1 - i_2 = 0$. Per ipotesi è trascurabile il valore di V' , inoltre si ha:

$$[5] \quad i_1 = C_i \frac{dV_1}{dt};$$

ne segue: $C_i \frac{dV_1}{dt} - \frac{V_2}{R_i} = 0$ da cui si deduce

$$[6] \quad V_2 = -R_i C_i \frac{dV_1}{dt}.$$

L'equazione ottenuta mostra che la tensione di uscita V_2 dell'amplificatore operazionale di figura 3 è uguale al prodotto di una costante $R_i C_i$ per l'opposto della derivata rispetto al tempo della tensione di ingresso V_1 .

Se il prodotto $R_i C_i$ della [6] è uguale all'unità (per esempio $R_i = 1 \text{ M}\Omega$, $C_i = 1 \text{ }\mu\text{F}$) l'amplificatore operazionale deriva senza moltiplicare per una costante.

Se invece per esempio è $R_i = 5 \text{ M}\Omega$ e $C_i = 1 \text{ }\mu\text{F}$, la tensione di ingresso all'amplificatore operazionale è derivata e moltiplicata per -5 .

Tuttavia, nelle calcolatrici elettroniche, i derivatori sono usati molto raramente perchè, essendo il valore delle loro tensioni di uscita funzione crescente della frequenza, essi possono introdurre facilmente disturbi di valore notevole nella calcolatrice sia in seguito ad accoppiamenti casuali anche piccoli con circuiti alimentati alla frequenza di rete, oppure per insufficiente filtraggio della tensione continua fornita dagli alimentatori.

C) INTEGRAZIONE.

Se l'impedenza di ingresso Z_i dell'amplificatore operazionale è una resistenza pura R_i e l'impedenza di controreazione Z_f una capacità pura C_f , l'amplificatore operazionale diventa un integratore.

Infatti dalla relazione tra le correnti nel nodo P; $i_1 - i_2 = 0$ risulta, trascurando, come al solito, il valore di V' , si ha:

$$\frac{V_1}{R_i} = -C_f \frac{dV_2}{dt} \text{ da cui si ottiene:}$$

$$[7] \quad V_2 = -\frac{1}{C_f R_i} \int V_1 dt.$$

Da quest'ultima equazione si deduce che un amplificatore operazionale avente una resistenza pura come impedenza di ingresso Z_i ed una capacità pura C_f come impedenza di controreazione Z_f , integra e moltiplica per una costante la tensione applicata ai suoi morsetti di ingresso.

Se quindi è per esempio $R_i = 5 \text{ M}\Omega$ e $C_f = 1 \text{ }\mu\text{F}$ la tensione di ingresso all'amplificatore operazionale è integrata e moltiplicata per $-1/5$.

La figura 4 rappresenta un amplificatore operazionale adatto a funzionare come integratore.

D) SOMMA.

La somma è una delle operazioni più importanti che gli amplificatori operazionali possono eseguire.

Si supponga per esempio che si debbano sommare tre tensioni variabili V_a , V_b e V_c .

La figura 5 rappresenta il circuito che si usa per eseguire questa operazione.

Con le stesse ipotesi che sono servite per ricavare l'equazione [4] nel nodo P deve essere:

$$i_a + i_b + i_c - i_2 = 0$$

$$\text{ossia } \frac{V_a}{Z_a} + \frac{V_b}{Z_b} + \frac{V_c}{Z_c} - \frac{-V_2}{Z_f} = 0.$$

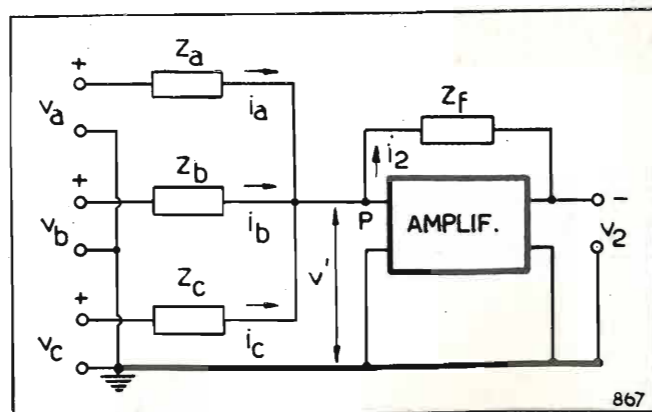


Fig. 5. — Amplificatore operazionale sommatore.

Si ottiene quindi:

$$[8] \quad V_2 = -\left(\frac{Z_f}{Z_a} V_a + \frac{Z_f}{Z_b} V_b + \frac{Z_f}{Z_c} V_c\right).$$

Se la impedenza di controreazione Z_f e le impedenze di ingresso Z_a , Z_b e Z_c sono tutte resistenze uguali (per esempio di 1 MΩ ciascuna) la tensione di uscita V_2 è uguale ed opposta alla somma delle tre tensioni di ingresso V_a , V_b e V_c .

Se una o più delle resistenze di ingresso hanno un valore diverso da Z_f la tensione di ingresso corrispondente risulta sommata alle altre e moltiplicata per il valore del rapporto Z_f/Z_i .

E) RISOLUZIONE DI UNA EQUAZIONE DIFFERENZIALE DEL SECONDO ORDINE.

Nelle pagine che precedono si è visto come trasformare un amplificatore a controreazione in un amplificatore operazionale adatto a cambiare di segno, moltiplicare per una costante, derivare, integrare e sommare. Si può quindi ora mostrare come si debbano connettere tra loro diversi amplificatori operazionali, capaci ognuno di una operazione semplice tra quelle elencate, per risolvere un'equazione differenziale.

Si consideri a questo scopo l'equazione differenziale del secondo ordine a coefficienti costanti

$$[9] \quad y'' + \frac{c}{m} y' + \frac{k}{m} y = 0$$

che descrive le oscillazioni proprie di una massa m sostenuta da una molla di rigidità k ; il sistema è anche dotato di uno smorzamento viscoso c e si supponga di voler conoscere la soluzione della [9] per condizioni iniziali di velocità y' finita e di spostamento y nullo.

La figura 6 rappresenta lo schema del circuito formalmente analogo alla equazione considerata. Gli amplificatori operazionali sono quattro. La tensione di uscita del secondo amplificatore integratore A_4 rappresenta lo spostamento y .

Perciò se il prodotto RC tra il valore della resistenza di ingresso R e della capacità di controreazione C è uguale all'unità, la tensione di ingresso all'amplificatore considerato è uguale a $-y'$.

Analogamente la tensione di ingresso al primo amplificatore integratore A_3 , supponendo che anche per quest'ultimo il prodotto RC sia uguale all'unità, è y'' .

Dalla [9], essendo $y'' = -\left(\frac{c}{m} y' + \frac{k}{m} y\right)$, si deduce che y'' deve essere uguale ed opposto alla somma degli altri due termini dell'equazione.

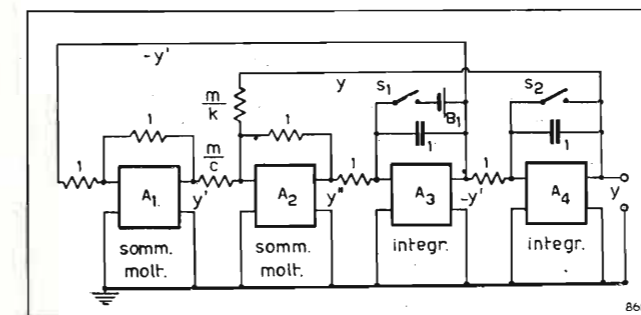


Fig. 6. — Circuito per la soluzione della equazione [9] con condizioni iniziali di spostamento nullo e velocità finita.

Quindi la tensione di uscita dell'amplificatore sommatore A_2 , al cui ingresso sono applicate le tensioni corrispondenti ad y e ad y' , è proprio y'' .

L'uscita di A_2 è perciò connessa all'ingresso del primo integratore A_3 e le resistenze di ingresso al sommatore sono scelte rispetto a quella di controreazione in modo da ottenere che le tensioni di ingresso siano non solo sommate tra loro ma anche ciascuna moltiplicata per il rispettivo coefficiente c/m o k/m .

Poiché la tensione di uscita del primo integratore A_3 è proporzionale a $-y'$ anziché ad y' quest'ultima deve essere cambiata di segno prima di essere inviata all'ingresso del sommatore per sommarla con y . A questo serve l'amplificatore invertitore di segno A_1 il cui ingresso è collegato coll'uscita del primo integratore A_3 .

Per ottenere la soluzione desiderata della equazione [9] basta quindi introdurre nel circuito le condizioni iniziali opportune che, come si è detto, devono essere, per $t = 0$, $y = 0$, e $y' = y'_0$ e registrare in funzione del tempo le variazioni delle tensioni che corrispondono alle variabili che interessano.

Poiché, come si è visto, la tensione V' all'ingresso del primo stadio di ciascun amplificatore operazionale essendo molto piccola può considerarsi nulla, la tensione di uscita y del secondo integratore A_4 coincide praticamente con la tensione ai capi del condensatore di controreazione dello stesso amplificatore. La tensione di uscita y può quindi essere resa nulla scaricando il condensatore di controreazione cortocircuitandolo coll'interruttore S_2 .

Analogamente la tensione di uscita $-y'$ del primo integratore A_3 è uguale alla tensione ai capi del suo condensatore di controreazione. Quindi le condizioni iniziali desiderate $y' = y'_0$ per $t = 0$ possono essere ottenute chiudendo l'interruttore S_1 inserito in serie con la batteria B_1 connessa ai capi del condensatore di controreazione di A_3 . La tensione di B_1 deve corrispondere, nella scala opportuna, ad y'_0 .

La soluzione del problema proposto ha inizio aprendo contemporaneamente gli interruttori S_1 ed S_2 ed avviene registrando per esempio la tensione di uscita y che comincia a variare in funzione del tempo in modo da soddisfare in ogni istante all'equazione [9] a partire dalle condizioni iniziali fissate.

Se si desidera conoscere anche i valori della velocità $-y'$ oppure dell'accelerazione y'' basta connettere il registratore ai morsetti di uscita degli amplificatori corrispondenti.

Se invece delle oscillazioni proprie del sistema già considerato si dovesse esaminare le oscillazioni forzate, cioè si volesse risolvere l'equazione

$$[10] \quad y'' + \frac{c}{m} y' + \frac{k}{m} y = \frac{1}{m} f(t)$$

serve evidentemente ancora lo stesso circuito di figura 6. Basta soltanto introdurre opportunamente la tensione corrispondente al termine noto $f(t)/m$.

Essendo per la [10]

$$y'' = \frac{1}{m} f(t) - \left(\frac{c}{m} y' + \frac{k}{m} y\right)$$

la tensione corrispondente al termine noto $f(t)/m$ deve essere applicata all'ingresso dell'amplificatore invertitore A_1 come è indicato in figura 7.

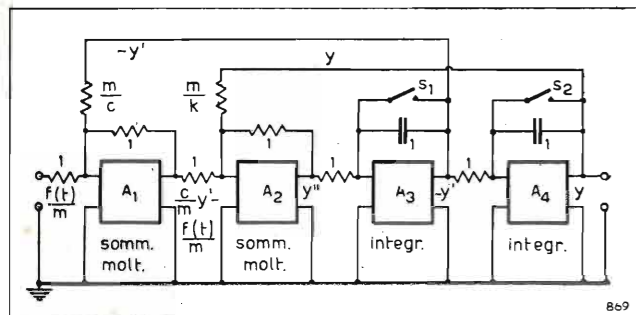


Fig. 7. — Circuito per la soluzione della equazione [10] con condizioni iniziali di spostamento e di velocità nulli.

La figura 8 è un esempio di soluzione di una equazione differenziale del tipo [9] con condizioni iniziali simili a quelle considerate poco fa. La soluzione è stata ottenuta con la calcolatrice analogica ripetitiva oggetto di questo articolo e descritta nel paragrafo che segue.

Sul fotogramma di figura 8 sono visibili sia lo spostamento y sia la velocità $-y'$ della massa m . La scala dei tempi è tale che l'intervallo di soluzione della calcolatrice di 1/100 di secondo equivale a 0,5 secondi.

Come si vedrà meglio in seguito, al termine dell'intervallo di soluzione, tutte le tensioni della calcolatrice sono riportate automaticamente al loro valore iniziale e rimangono tali per un altro centesimo di secondo al termine del quale riprende il ciclo delle soluzioni e degli azzeramenti che come già detto si ripete 50 volte al secondo. L'inizio dell'intervallo di azzeramento coincide con il termine dell'intervallo di soluzione ed è chiaramente visibile a destra sul fotogramma di figura 8, sotto forma di una discontinuità della traccia.

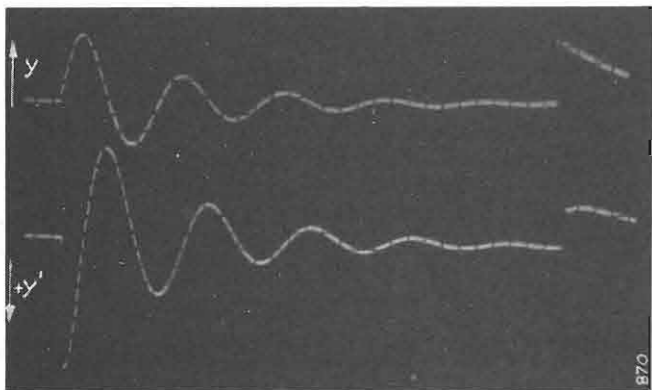


Fig. 8. — Esempio di soluzione di un'equazione differenziale del secondo ordine a coefficienti costanti.

4. Descrizione della calcolatrice elettronica.

A) GLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI.

La figura 9 rappresenta lo schema del circuito degli amplificatori operazionali.

Salvo qualche piccolo ritocco, lo schema è identico a quello degli amplificatori operazionali di una calcolatrice analogica ripetitiva costruita nel « Research Laboratory of Electronics » del Massachusetts Institute of Technology di Cambridge, Mass. U.S.A., sotto la direzione del Dr. A.B. Mac Nee (1).

(1) A. B. MAC NEE: *An electronic differential analyzer*. * Proc. I.R.E. * Nov. 1949 - p. 1315-1324. - G. A. e T. M. KORN: *Electronic Analog Computers*. * McGraw Hill Book Co., 1952 - p. 348.

L'amplificatore propriamente detto è costituito dal pentodo V_1 e dal doppio triodo V_2 (fig. 9).

I due tubi finali V_3 e V_4 sono invece trasferitori catodici. Il primo di essi serve per ottenere che, con tensione di ingresso zero, sia nulla anche la differenza di potenziale ai capi della impedenza di controreazione Z_f .

Il secondo trasferitore catodico serve per introdurre le condizioni iniziali e per ottenere un'impedenza di uscita molto bassa in modo che il funzionamento di ciascun amplificatore operazionale sia il più possibile indipendente dal valore del « carico » connesso ai suoi morsetti di uscita.

L'amplificazione totale dell'amplificatore operazionale di figura 9 è di poco inferiore a 400 e la tensione massima di uscita di ± 25 V.

Le condizioni iniziali si introducono riportando a zero tutte le tensioni dell'amplificatore al termine di ciascun intervallo di soluzione ed introducendo impulsi rettangolari di tensione di ampiezza opportuna, corrispondenti alle condizioni iniziali di ciascun amplificatore operazionale, all'inizio del successivo intervallo di soluzione.

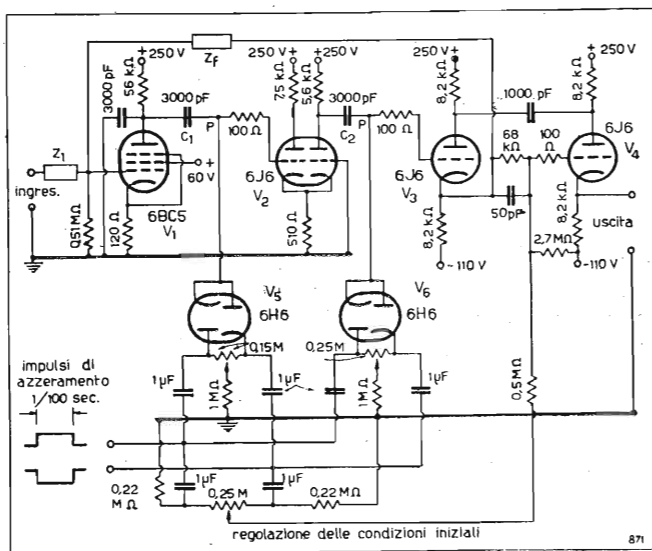


Fig. 9. — Schema dell'amplificatore operazionale.

Il pregio principale dell'amplificatore operazionale di figura 9 è quello di essere un amplificatore per tensioni alternative anziché per tensioni continue, benché, durante l'intervallo di soluzione, esso si comporti come se fosse un amplificatore per tensioni continue.

Infatti, durante l'intervallo citato, le griglie dei tubi V_2 e V_3 sono isolate da massa ed i condensatori di accoppiamento C_1 e C_2 non possono né caricarsi né scaricarsi. Tutto avviene quindi come se essi non esistessero.

Al termine di ciascun intervallo di soluzione, tutte le tensioni della calcolatrice ritornano a zero ed i condensatori C_1 e C_2 di accoppiamento tra i diversi stadi sono scaricati per mezzo di interruttori elettronici simili ai reinseritori di componente continua usati nei circuiti per televisione (2).

Al termine di ciascun intervallo di soluzione, si applicano impulsi rettangolari di tensione di segno positivo e negativo, della durata di 1/100 di secondo

(2) K. R. WENDT: *Television D. C. Components*. * R.C.A. Review * - Marzo 1948 - p. 85-112.

nei punti adatti indicati in figura 9. Gli impulsi di tensione permettono ai diodi V_3 e V_4 di condurre e di ridurre quindi a zero la tensione di uscita di ciascun stadio amplificatore, misurata nei punti indicati con P nello schema dell'amplificatore operazionale. Questo naturalmente quando le ampiezze degli impulsi rettangolari di tensione di segno positivo e negativo sono regolati in modo corretto per mezzo di potenziometri visibili sullo schema di figura 9.

L'uso dei circuiti di azzeramento garantisce il ritorno di tutte le tensioni della calcolatrice ai valori iniziali, qualunque sia il tipo della « soluzione » ed inoltre consente notevoli semplificazioni soprattutto per quanto riguarda gli alimentatori.

La figura 10 è una fotografia dell'amplificatore operazionale. Sul pannello frontale si trovano i morsetti di ingresso e di uscita e la manopola del potenziometro che serve a regolare le condizioni iniziali.

Gli impulsi di tensione rettangolare di segno positivo e negativo, della durata di 1/100 di secondo, che servono per azzerare le tensioni di uscita degli amplificatori operazionali della calcolatrice, sono ottenuti con un multivibratore bistabile, comandato a sua volta da un multivibratore monostabile.

Quest'ultimo, che fornisce un impulso di tensione rettangolare ad intervalli di 1/100 di secondo l'uno dall'altro, è pilotato dalla tensione di rete trasformata da un raddrizzatore in tensione pulsante di frequenza doppia.

Gli impulsi di tensione rettangolare, forniti dal multivibratore bistabile, sono trasformati in impulsi uguali e di segno opposto con un circuito molto semplice, comprendente un solo tubo usato come invertitore.

L'uscita di quest'ultimo è connessa all'ingresso di un gruppo di trasferitori catodici, ognuno dei quali serve tre amplificatori operazionali, fornendo loro gli impulsi in controfase che servono per l'azzeramento e per introdurre le condizioni iniziali.

B) GLI ALIMENTATORI.

Gli alimentatori della calcolatrice elettronica che, per il momento, è formata da 12 amplificatori operazionali, sono tre.

Ciascuno di essi, del tipo comune stabilizzato, fornisce le tensioni continue di ± 250 V con 300 mA_{max},

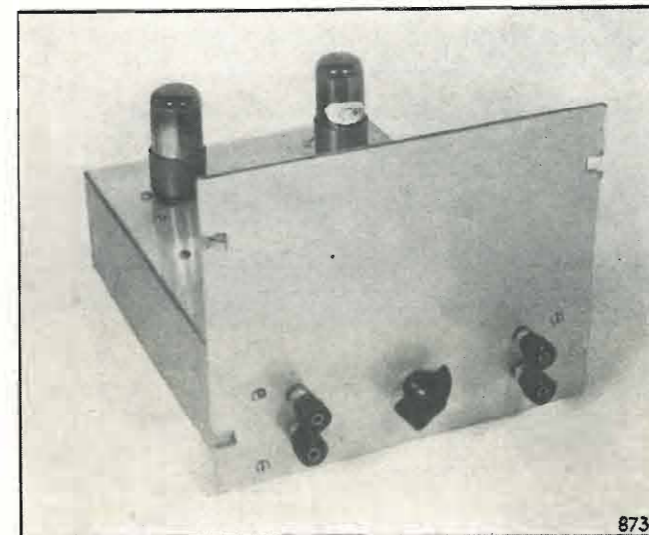


Fig. 10. — Un amplificatore operazionale.

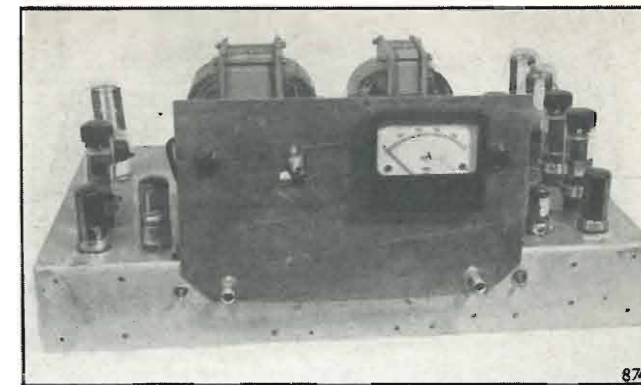


Fig. 11. — Un alimentatore stabilizzato.

— 110 V con 250 mA_{max} e + 60 V con 5 mA_{max} necessarie per alimentare un gruppo di amplificatori operazionali e di circuiti accessori.

Ciascun alimentatore fornisce inoltre circa 20 A alla tensione alternata di 6,3 V per i filamenti di un gruppo di tubi elettronici.

I circuiti degli alimentatori stabilizzati sono del tipo convenzionale; la figura 11 è la fotografia di uno degli alimentatori.

La potenza di rete, necessaria per alimentare gli alimentatori della calcolatrice, compreso l'oscillografo a doppio raggio Du Mont 279 A usato per osservare le soluzioni, è di circa 2,5 kW.

C) I GENERATORI DI FUNZIONI ARBITRARIE.

Per risolvere equazioni differenziali del tipo [10] è necessario applicare all'ingresso della calcolatrice tensioni capaci di riprodurre la forma delle tensioni arbitrarie che costituiscono il termine noto $f(t)$ delle equazioni da risolvere.

Le tensioni $f(t)$ che si possono per ora applicare all'ingresso della calcolatrice sono di forma semplice. Esse sono:

- 1) tensioni rettangolari positive e negative della durata di 1/100 di secondo (le stesse che servono per azzerare la calcolatrice);
- 2) tensioni rettangolari positive e negative di durata variabile di 500 in 500 μ sec, a partire da 500 μ sec fino a 5000 μ sec, fornite da un multivibratore bistabile;
- 3) tensioni di forma variabile ottenute dalla somma di 10 impulsi rettangolari successivi, ciascuno della durata costante di 500 μ sec e di ampiezza regolabile in modo da approssimare, « a gradini », la funzione $f(t)$ da riprodurre.

Gli impulsi successivi di ampiezza regolabile sono ottenuti ciascuno con un multivibratore monostabile. Il termine dell'impulso generato da ciascun multivibratore monostabile comanda l'inizio dell'impulso di tensione del successivo. La serie di impulsi così ottenuta è miscelata con trasferitori catodici, previa regolazione dell'ampiezza di ciascun impulso.

La figura 12 è un esempio di tensione $f(t)$ generata come somma di impulsi rettangolari di tensione, di durata costante e di ampiezza diversa.

La calcolatrice completa è visibile in figura 13. Gli amplificatori operazionali sono tutti sistemati nella parte sinistra, mentre la parte destra contiene i gene-

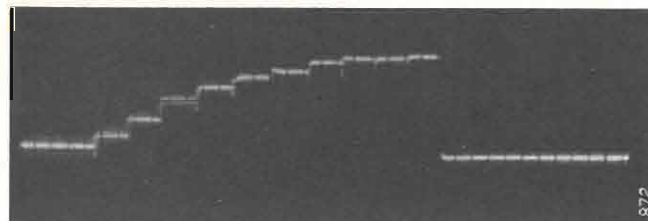


Fig. 12. — Tensione $f(t)$ generata come somma di impulsi rettangolari.

ratori di funzioni arbitrarie ed il pannello generale della calcolatrice con tutte le connessioni ai singoli amplificatori operazionali ed i morsetti per sistemare le impedenze di ingresso Z_i di ciascun amplificatore. In basso sono sistemati gli alimentatori.



Fig. 13. — La calcolatrice completa.

5. Approssimazione delle soluzioni ottenute con la calcolatrice.

L'approssimazione dei risultati forniti dalla calcolatrice è stata controllata confrontando, con quella calcolata analiticamente, una soluzione ottenuta risolvendo una equazione differenziale lineare del secondo ordine a coefficienti costanti, del tipo [9] già considerato.

Per la verifica è stata usata l'equazione differenziale:

$$[11] \quad y'' + 20y' + 4000y = 0$$

calcolandone la soluzione per le condizioni iniziali $y_0 = 0$ e $y'_0 = 1000$ all'istante $t = 0$.

L'oscillogramma fornito dalla calcolatrice è quello della figura 8.

In figura 14 si confronta la soluzione della [11] calcolata analiticamente e rappresentata dalla curva

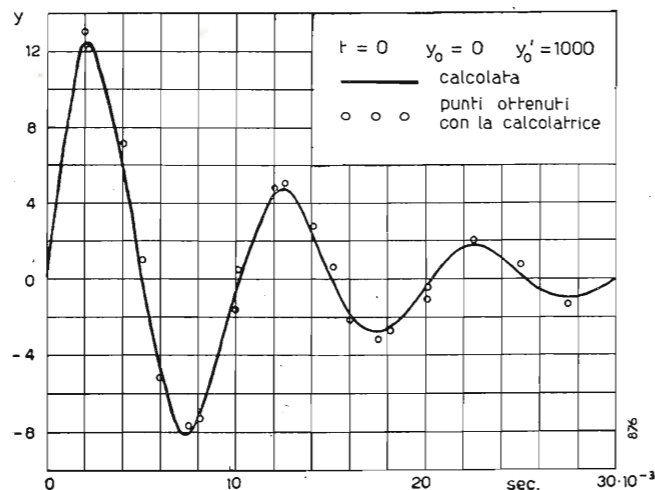


Fig. 14. — Confronto tra una soluzione calcolata analiticamente ed alcuni valori ottenuti con la calcolatrice.

a tratto continuo, con alcuni valori ricavati dall'oscillogramma citato e segnati con cerchietti sulla stessa figura 14.

I punti che corrispondono ai valori dedotti dall'oscillogramma fotografato sullo schermo del tubo a raggi catodici dell'oscilloscopio, concordano abbastanza bene con la curva calcolata analiticamente. Le differenze sono infatti abbastanza piccole (dell'ordine di qualche per cento) e pienamente accettabili se considerate sotto l'aspetto dell'approssimazione che di solito si richiede nella maggior parte dei calcoli tecnici.

6. Alcuni risultati.

La calcolatrice elettronica descritta è stata usata per risolvere alcune equazioni differenziali lineari e non lineari a coefficienti costanti.

Tra l'altro sono state risolte le equazioni del moto di due sistemi meccanici semplici, rispettivamente ad uno ed a due gradi di libertà che rappresentano un modello schematico della sospensione di un autoveicolo. La non linearità considerata nelle equazioni è quella che corrisponde alla dissimmetria delle azioni dell'ammortizzatore.

La figura 15 rappresenta un sistema meccanico ad un grado di libertà formato da una massa m , da uno smorzatore di smorzamento c , e da due molle rispettivamente di rigidità r ed R .

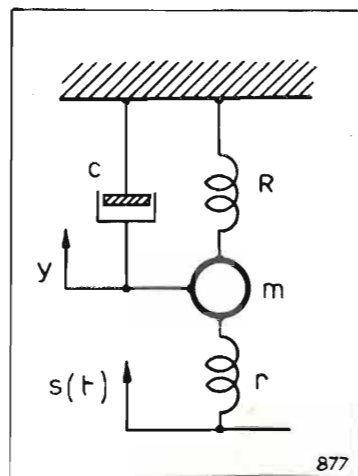


Fig. 15. — Sistema meccanico ad un grado di libertà.

Il sistema di figura 15 equivale alla ruota di un autoveicolo, appoggiata al terreno col suo pneumatico di rigidità r ed unita al telaio dalla balestra di rigidità R e dall'ammortizzatore di smorzamento c .

Se si immagina che il telaio sia fisso, come è in figura 15, il sistema serve per studiare l'effetto sul moto della ruota delle irregolarità del fondo della strada su cui si muove il veicolo.

L'equazione che descrive il moto del sistema rappresentato in figura 15 è del secondo ordine, a coefficienti costanti, e cioè:

$$y'' + \frac{c}{m} y' + \frac{r+R}{m} y = \frac{1}{m} f(t).$$

L'equazione è stata risolta per i seguenti valori dei parametri del sistema:

$$m = 0,005 \text{ kg sec}^2/\text{mm}$$

$$r = 15 \text{ kg/mm}$$

$$R = 2 \div 5 \text{ kg/mm.}$$

$$c = 0,1 \div 1 \text{ kg sec/mm,}$$

eccitando il sistema con spostamenti $s(t)$ di 50 mm di ampiezza, applicati all'estremità inferiore della molla di rigidità r .

In queste condizioni risulta pertanto $f(t) = r \cdot s(t)$ e l'equazione diviene, introducendo in essa i valori numerici,

$$[12] \quad y'' + (20 \div 200)y' + (3400 \div 4000)y = 3000 s(t).$$

La figura 16 rappresenta il circuito della calcolatrice che si è usata per risolvere la [12].

Esso è ovviamente identico a quello di figura 7.

Le figure 17 a) e b) rappresentano due soluzioni della [12] per $s(t) = s_0 \cdot 1(t)$, corrispondente ad una eccitazione « a gradino » applicata all'estremità inferiore della molla di rigidità r . Nei due fotogrammi considerati, la $s(t)$ è rappresentata dalla traccia inferiore. Da un caso all'altro varia soltanto lo smorzamento c del sistema, il cui valore è segnato su entrambe le figure. La durata dell'intervallo di soluzione della calcolatrice equivale a 0,5 secondi.

La figura 18 a) e b) rappresenta due altre soluzioni della [12] per $s(t)$ uguale ad un impulso di forma rettangolare della durata di 0,125 secondi. I valori dello smorzamento c del sistema sono gli stessi considerati prima.

La figura 19 a) e b) rappresenta due altre soluzioni della [12] per $s(t) = s_0 \cdot 1(t)$, ma con smorzamento c non lineare. Su questi due ultimi fotogrammi la seconda traccia rappresenta la forza F_c esercitata

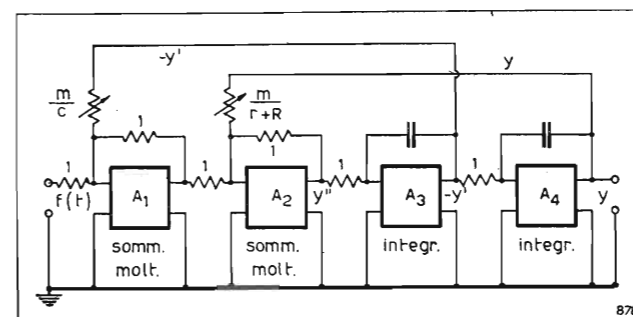


Fig. 16. — Circuito per la soluzione della equazione [12].

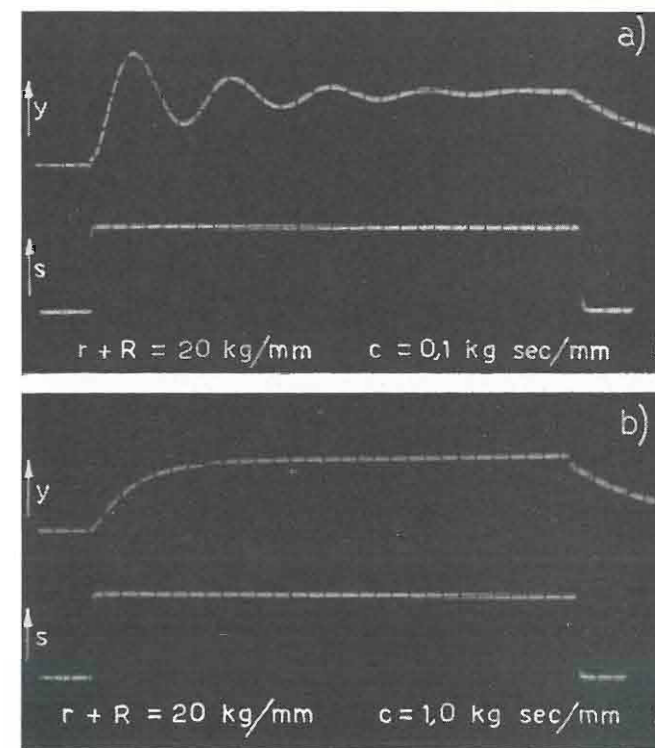


Fig. 17 a-b

dallo smorzatore, diversa, come è in realtà nelle sospensioni degli autoveicoli, per velocità verticali della ruota positive e negative.

La figura 20 illustra lo schema del circuito usato per risolvere la [12] con smorzamento non lineare. L'amplificatore operazionale A_5 serve per introdurre la non linearità dello smorzamento c . Per ottenere

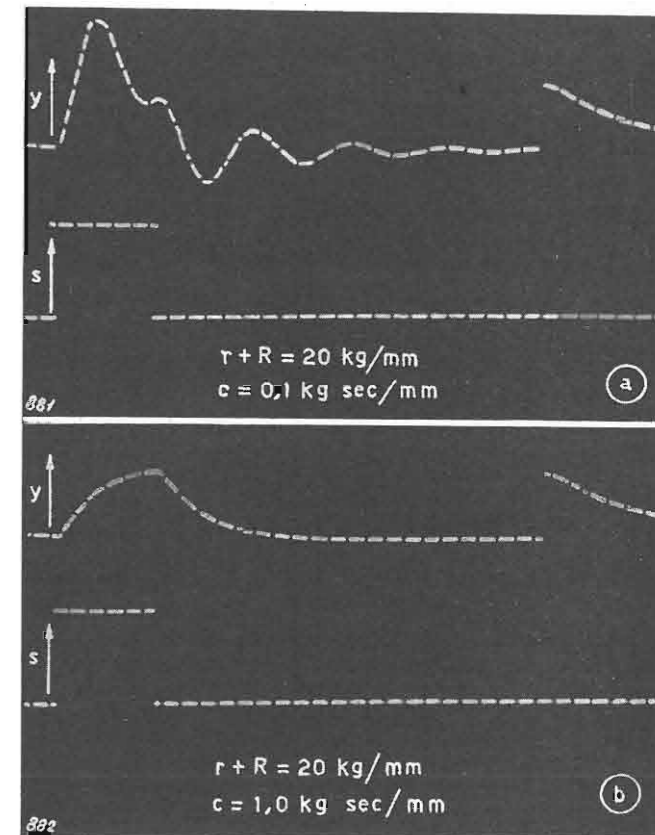


Fig. 18 a-b

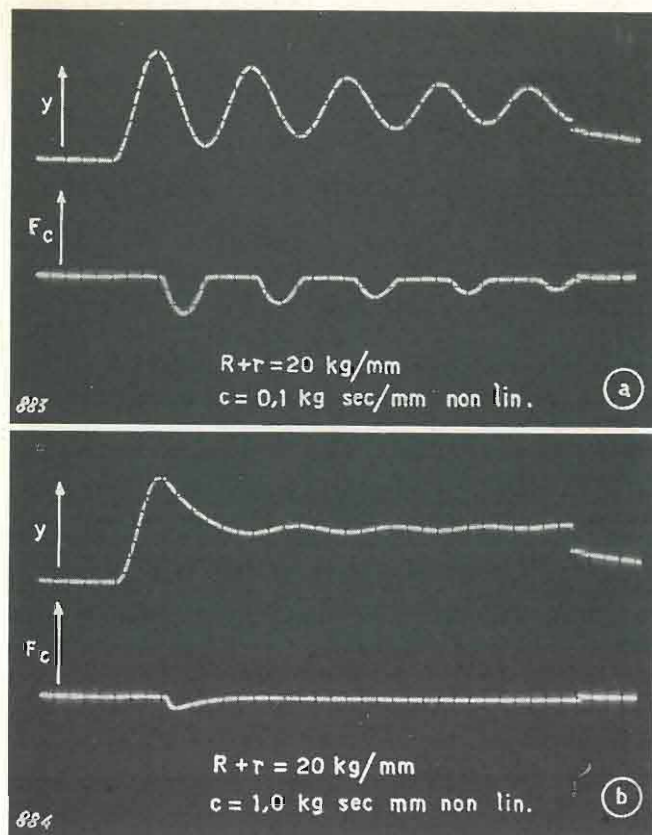


Fig. 19 a-b

questo, il valore dell'impedenza di ingresso Z_i di A_5 è stato reso funzione del segno della tensione di ingresso, ponendo in parallelo alla resistenza di ingresso un raddrizzatore a cristallo di germanio.

Sostituendo una massa M al vincolo fisso alla estremità della molla di rigidità R opposta a quella collegata con la massa m , il sistema ad un grado di libertà di figura 15 si trasforma nel sistema a due gradi di libertà della figura 21 e permette di studiare l'effetto delle irregolarità del fondo stradale anche sul moto del telaio dell'autoveicolo.

Indicando con y_1 e con y_2 rispettivamente gli spostamenti verticali delle masse m ed M , le equazioni del moto del sistema di figura 21 sono:

$$y''_1 + \frac{c}{m} y'_1 + \frac{r+R}{m} y_1 = \frac{r}{m} s(t) + \frac{R}{m} y_2 + \frac{c}{m} y'_2$$

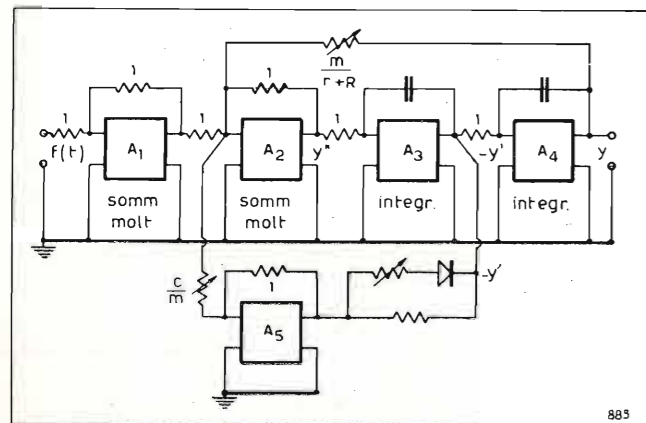


Fig. 20. — Circuito per la soluzione della equazione (12) con smorzamento c non lineare.

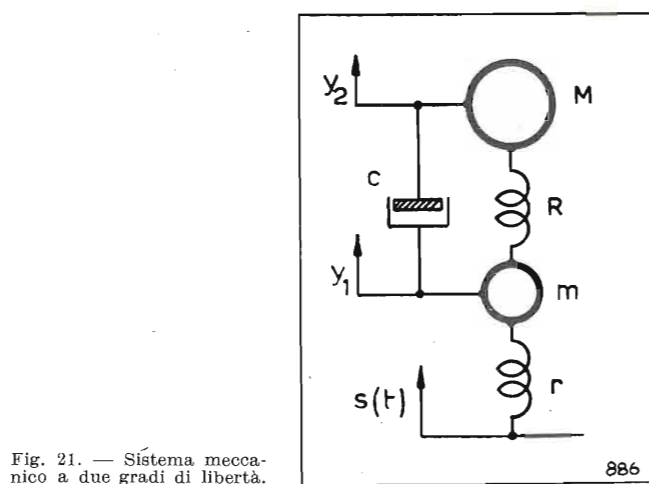


Fig. 21. — Sistema meccanico a due gradi di libertà.

$$y''_2 + \frac{c}{M} y'_2 + \frac{R}{M} y_2 = \frac{R}{M} y_1 + \frac{c}{M} y'_1$$

Per una massa M di $0,05 \text{ kg sec}^2/\text{mm}$, mantenendo per gli altri parametri gli stessi valori già usati per il sistema ad un grado di libertà considerato prima, introducendo nelle equazioni del moto, al posto dei coefficienti, i loro valori numerici, risulta:

$$[13] \quad \begin{aligned} y''_1 + (20 \div 200)y'_1 + (3400 \div 400)y_1 &= 3000 s(t) + \\ &+ (400 \div 1000)y_2 + (20 \div 200)y'_2 \\ y''_2 + (2 \div 20)y'_2 + (40 \div 100)y_2 &= (40 \div 100)y_1 + \\ &+ (2 \div 20)y'_1 \end{aligned}$$

La figura 22 riproduce lo schema del circuito della calcolatrice usato per risolvere la [13].

La figura 23 a), b), c) e d) rappresenta quattro soluzioni per una eccitazione a gradino $s(t) = s_0 \cdot 1(t)$, applicata sempre all'estremità della molla di rigidità r . La traccia superiore di ciascun oscillogramma è lo spostamento y_2 di M , mentre quella inferiore è lo spostamento y_1 di m . La durata dell'intervallo di soluzione equivale a 1 secondo. Le soluzioni differiscono tra loro per i diversi valori dello smorzamento c e della rigidità della molla R . I valori corrispondenti

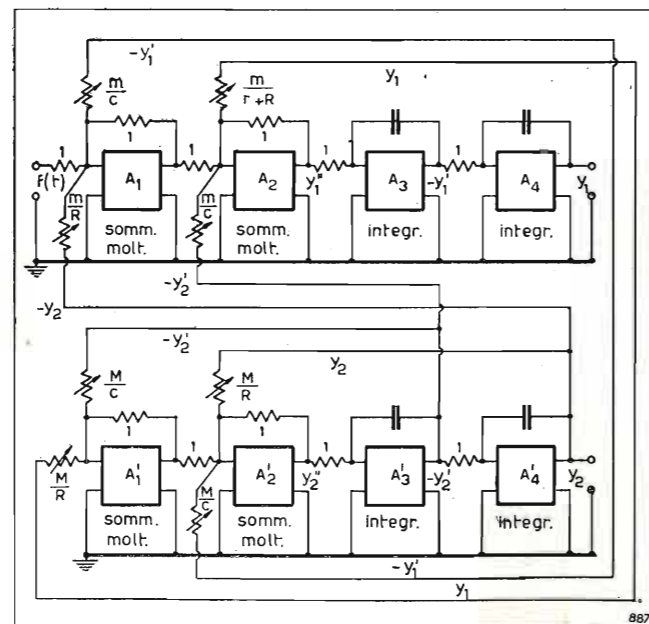


Fig. 22. — Circuito per la soluzione della equazione (13).

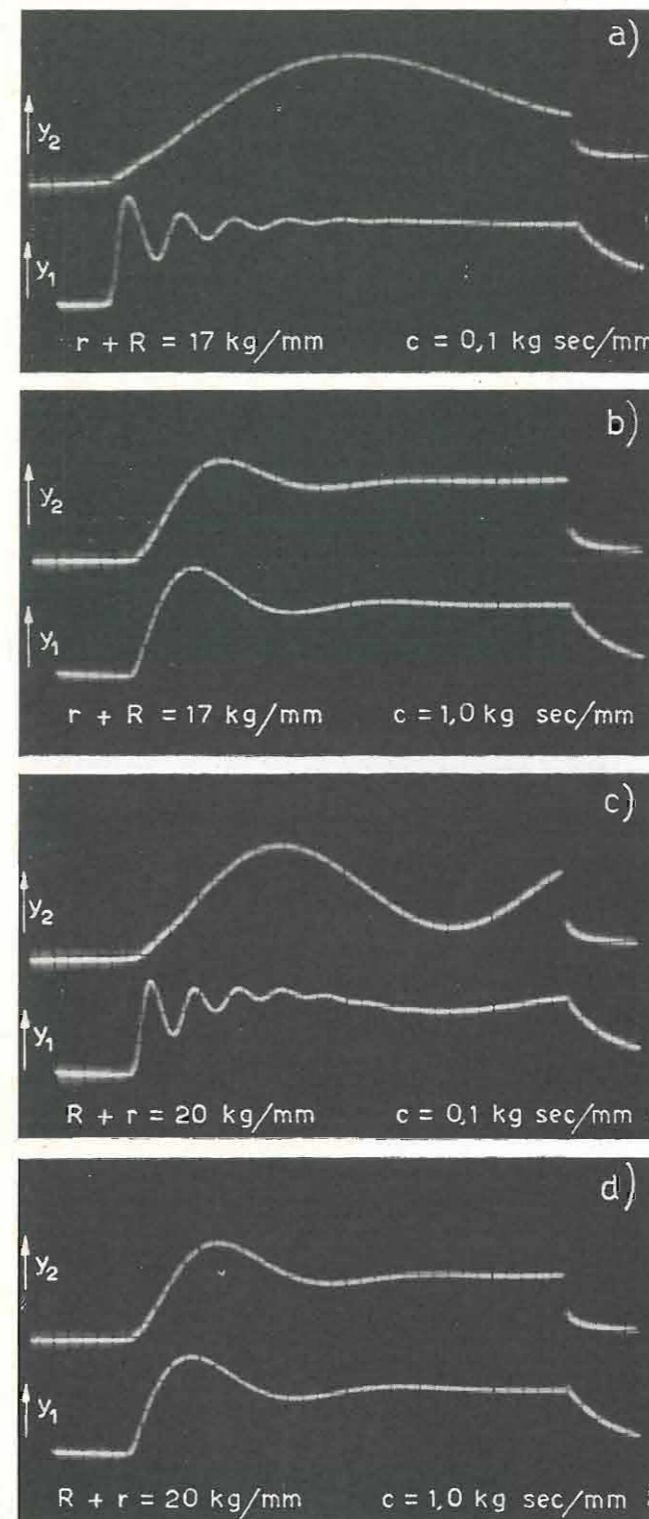


Fig. 23 a-b-c-d

a ciascuna soluzione sono segnati sotto ciascun fotogramma.

In figura 24 a) e b) sono invece visibili, per $s(t)$ uguale ad un impulso rettangolare della durata di $0,5 \text{ sec}$, lo spostamento y_2 e l'accelerazione verticale y''_2 di M , per i valori di c e di R indicati.

Anche per il sistema a due gradi di libertà di figura 21 è stato esaminato l'effetto sulle soluzioni della non linearità dello smorzamento c .

In figura 25 è visibile lo schema del circuito della calcolatrice usato per risolvere le [13] tenendo conto

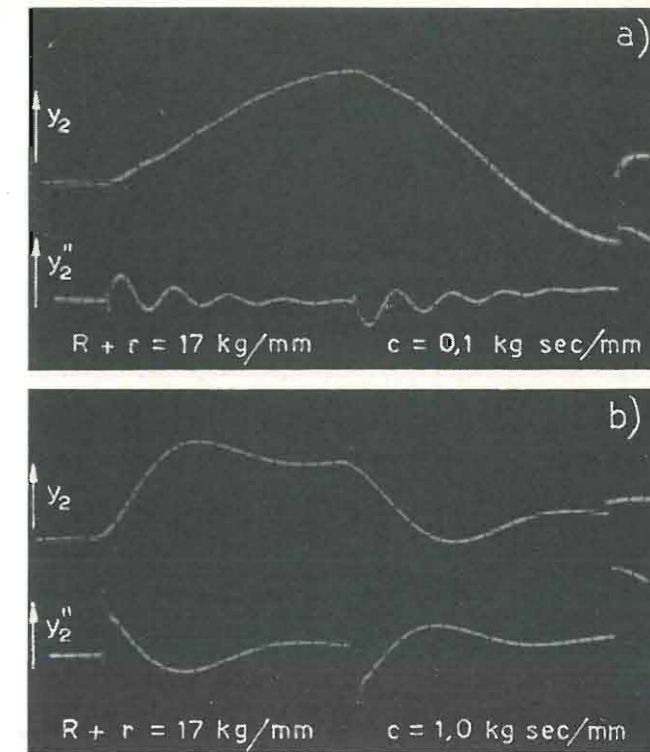


Fig. 24 a-b

della non linearità di c . Gli amplificatori operazionali A_5 e A_5 introducono la non linearità desiderata.

Nella figura 26 a) e b) sono visibili gli spostamenti verticali y_1 ed y_2 prodotti da una eccitazione a gradino $s(t) = s_0 \cdot 1(t)$, applicata all'estremità della molla di rigidità r . I valori di c e di R sono segnati accanto alle figure stesse. Lo smorzamento c è tale

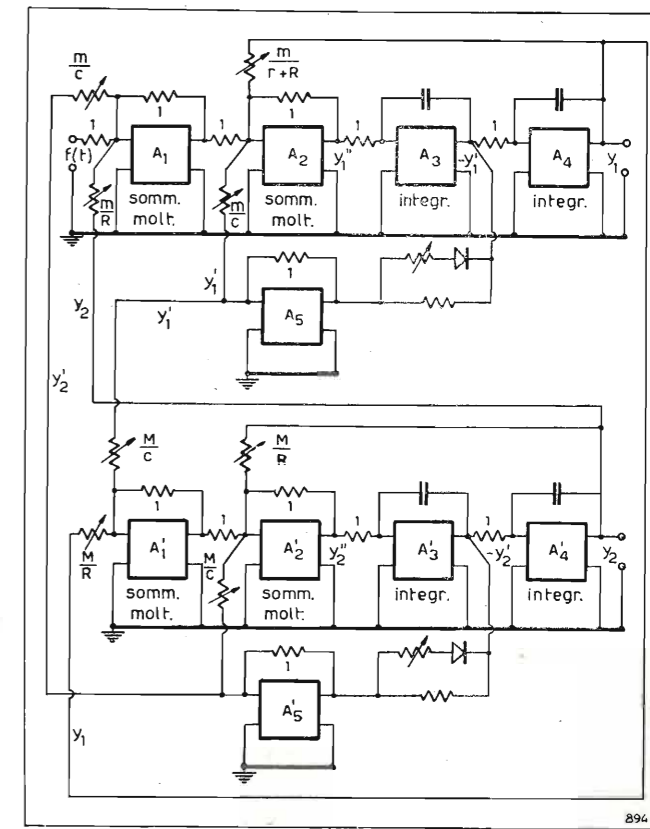


Fig. 25. — Circuito per la soluzione della equazione (13) con smorzamento c non lineare.

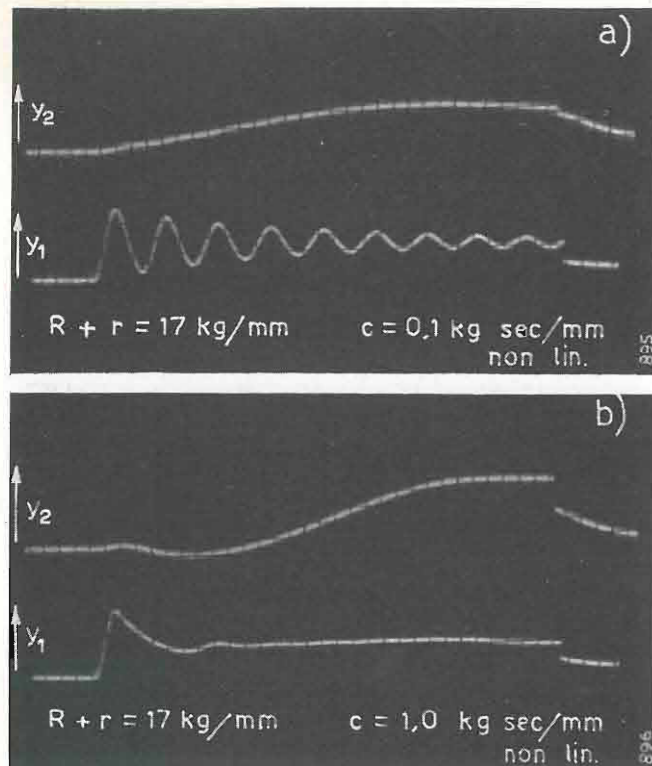


Fig. 26 a - b

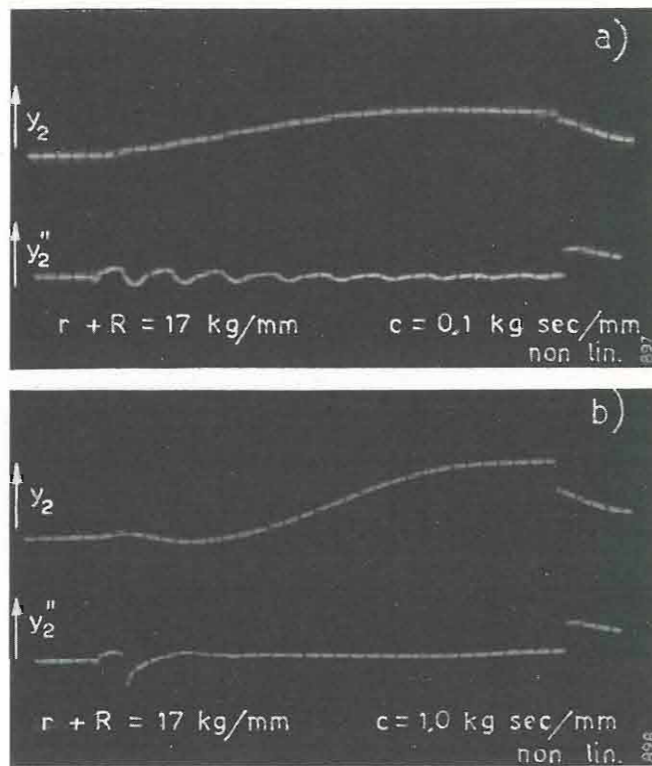


Fig. 27 a - b

che la massa M riceve dallo smorzatore soltanto forze dirette verso il basso.

Nella figura 27 a) e b) sono visibili lo spostamento verticale y_2 di M e la sua accelerazione y_2'' . I valori dei parametri del sistema ed il tipo di eccitazione sono gli stessi coi quali si sono ottenute le soluzioni della figura 26 a) e b).

L'autore è molto grato alla Direzione Generale della FIAT che ha permesso la pubblicazione di questo articolo e ringrazia vivamente l'ing. G. Reviglio ed il sig. C. Gianotti per il loro contributo al progetto ed al montaggio dei circuiti della calcolatrice.

(180)

G. B. Angioletti - Piero Bigongiari

TESTIMONE IN GRECIA

In questo libro, frutto di un lungo viaggio compiuto per incarico della RAI, Radiotelevisione Italiana, che ne ha realizzato un ciclo di trasmissioni, gli autori risalgono il più possibile lontano nel tempo e affrontano miti inconsueti. Sono così illuminate in particolare quelle zone dell'antichissima civiltà greca ed egea, che per lo più vengono trascurate dalla frettolosa cultura scolastica, laddove il lettore viene accompagnato, senza subire il tedio di erudite sottigliezze, attraverso un succedersi di scoperte e di ritrovamenti affascinanti. Perché gli autori, uomini di lettere, si rivelano spettatori attivi e conoscono l'arte di comunicare sensazioni ed entusiasmi personali. Il commento non segue alcun ordine cronologico, ma si adegua a certe tappe obbligate, a certi suggestivi ritorni o riprese. Il lettore, comunque, apprenderà che questo divagare nella storia è soltanto occasionale e che tutto dovrà concorrere a mostrare come dalle regge di Cnosso o di Festo, e dalle tombe degli Atridi fino al Partenone, il genio umano, sulle rive del Mediterraneo, si sia sempre più affinato nella conquista di una forma più pura, senza però accusare soste o mancanze, senza cioè tradire uno stile che era senza possibilità di limitazioni, arte del tutto raggiunta.

Raffinata pubblicazione d'arte. Edizione numerata di 248 pagine, con 202 illustrazioni delle quali 12 in quadricromia - Lire 7000

ERI

EDIZIONI RADIO ITALIANA - TORINO - VIA ARSENALE, 21

LINEE DI RITARDO ELETTRONICHE PER TV

DOTT. ING. GIAN FRANCO RAFFO
della RAI

SOMMARIO - Dopo un richiamo sul calcolo di una catena infinita di quadripoli passivi in regime permanente, si descrivono linee di ritardo a larga banda con cellule a k costante, metaderivate con mutua induzione, metaderivate con mutua induzione e ponte capacitivo. Si descrive un nuovo tipo di linea con avvolgimento continuo e capacità concentrate, dotata di particolari caratteristiche funzionali e costruttive. Si danno formule di calcolo per i tipi di linee esaminate, in funzione della frequenza di taglio, dell'impedenza caratteristica e del ritardo totale.

1. Premessa.

In alcuni problemi della tecnica TV accade di dover ritardare opportunamente i segnali di sincronismo da inviare alle apparecchiature di ripresa (telecamere, telecinema) onde equalizzare i ritardi introdotti da cavi di varia lunghezza. In un precedente scritto ⁽¹⁾ si è trattato il problema da un punto di vista generale, descrivendo poi un dispositivo elettronico atto ad introdurre un ritardo variabile con continuità su segnali a forma di impulsi. Un quadripolo passivo però, come si è già fatto osservare allora, offre garanzie assai superiori per quanto riguarda la sicurezza di funzionamento: esaminiamo quindi alcuni tipi di linee di ritardo elettromagnetiche a parametri concentrati atte a risolvere il problema.

2. Generalità sui quadripoli passivi.

Una linea di ritardo elettromagnetica può in generale essere considerata come un quadripolo lineare passivo: il suo comportamento può quindi essere utilemente studiato in base a tre funzioni complesse della frequenza: la funzione propagazione $\gamma(\omega)$ e le due funzioni impedenza immagine $Z_{01}(\omega)$ e $Z_{02}(\omega)$ ⁽²⁾. Il significato fisico delle tre funzioni è precisato con l'aiuto della figura 1.

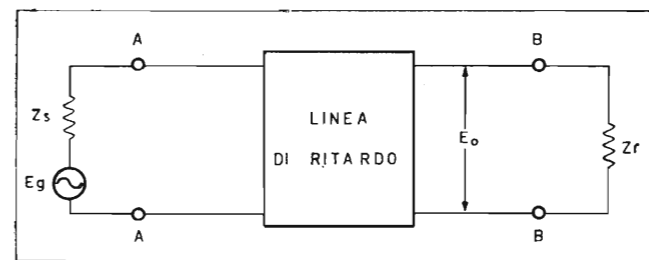


Fig. 1. — Linea di ritardo considerata come un quadripolo.

In condizioni di regime permanente si ha:

$$[1] \quad E_o = \frac{E_g (Z_{01} + Z_{02} r_r)}{(Z_s + Z_{01}) (e^\gamma - r_s r_r e^{-\gamma})}$$

dove Z_s è l'impedenza del generatore, Z_r è l'impedenza del carico, r_r e r_s sono i coefficienti di riflessione, definiti da:

$$r_r = \frac{Z_r - Z_{01}}{Z_r + Z_{01}} ; \quad r_s = \frac{Z_s - Z_{02}}{Z_s + Z_{02}}$$

⁽¹⁾ RAFFO G. F.: *Linea di ritardo elettronica* - «Elettronica», II, luglio 1953, p. 199.

⁽²⁾ GUILLEMIN E. A.: *Communication Networks* - Vol. II «Wiley», New York 1942 - Capitolo 4°.

E_g è una tensione sinusoidale espressa da

$$|E_g| e^{j\omega t}$$

La funzione impedenza immagine Z_{01} è l'impedenza fra i morsetti AA , supposti isolati dal generatore, quando ai morsetti BB sia collegata una catena infinita di quadripoli uguali a quello in esame e tutti similmente orientati. Analogamente si definisce la funzione impedenza immagine Z_{02} , come l'impedenza fra i morsetti BB , supposti isolati dal carico, quando ai morsetti AA sia collegata una catena infinita di quadripoli uguali a quello in esame e tutti similmente orientati. Se $Z_r = Z_{01}$ la [1] si riduce a

$$[2] \quad E_o = E_g \frac{Z_{01}}{Z_s + Z_{01}} e^{-\gamma}$$

Se inoltre Z_{01} e Z_r sono resistenze pure, ponendo:

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

ove α e β sono funzioni reali della frequenza, si vede che, a meno del fattore costante $Z_{01}/(Z_s + Z_{01})$, $e^{-\alpha}$ esprime il rapporto della tensione all'uscita E_o alla tensione all'ingresso E_g , mentre β è l'angolo di fase di E_o relativo ad E_g .

Per analogia con le linee a parametri distribuiti chiamiamo α funzione attenuazione e β funzione fase.

Nel caso in cui il quadripolo sia simmetrico, cioè le due coppie di terminali non siano distinguibili, le due funzioni impedenze-immagine coincidono e il loro comune valore $Z_0(\omega)$ prende il nome di *funzione impedenza caratteristica o iterativa*.

3. Linea di ritardo con cellule a «k» costante.

Il tipo più semplice di linea di ritardo elettromagnetica a parametri concentrati è il filtro passa-basso a k costante di figura 2. Come è noto, per tale filtro esiste un intervallo di frequenze, detto banda passante, in cui il filtro stesso presenta un'impedenza iterativa reale, consentendo quindi il trasferimento d'energia dall'ingresso all'uscita; esiste poi un altro intervallo, detto banda oscura, o attenuata, in cui la struttura

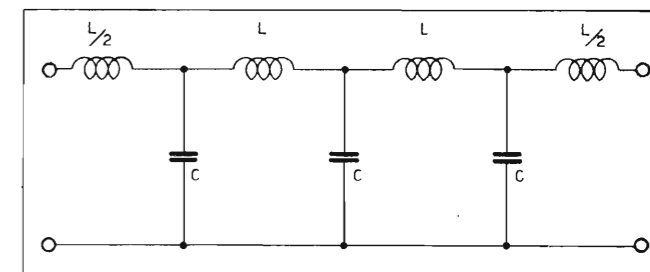


Fig. 2. — Linea di ritardo con cellule a k costante.

presenta impedenza iterativa immaginaria; il che preclude la possibilità di trasferire energia attiva. Le due bande sono separate dalla pulsazione di taglio, definita da:

$$\omega_c = 2\sqrt{LC}$$

Le funzioni attenuazione e fase per ogni singola cellula di una tale struttura hanno andamenti diversi nella banda passante e nella banda attenuata. Nella banda passante, cioè per $0 \leq \omega \leq \omega_c$, è:

$$\alpha = 0; \quad \beta = 2 \arcsen(\omega/\omega_c)$$

Nella banda attenuata cioè per $\omega \geq \omega_c$ è:

$$\alpha = 2 \operatorname{arcosh}|\omega/\omega_c|; \quad \beta = \pi$$

La funzione impedenza caratteristica è espressa per tutti i valori della pulsazione da:

$$[3] \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}$$

Come si vede anche in figura 3, nella banda passante l'attenuazione è nulla: entro tale banda la rete può essere usata come linea di ritardo. Condizione necessaria perché tutte le frequenze della banda passante siano ugualmente ritardate è:

$$\beta = k \omega$$

ove k è una costante reale.

Purtroppo le funzioni attenuazione e fase non sono fra loro indipendenti: fissato l'andamento di una, risulta univocamente determinato quello dell'altra. Così, avendo stabilito che nella banda passante l'attenuazione sia nulla, dobbiamo rinunciare ad ottenere per la funzione fase una relazione lineare nella frequenza. Di conseguenza, il ritardo τ per ogni cellula, subito da una pulsazione ω compresa fra zero e ω_c , viene a dipendere dalla frequenza. Infatti è:

$$[4] \quad \tau = \frac{d\beta}{d\omega} = \frac{2}{\omega_c} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}} = \sqrt{LC} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}}$$

Restringendo però il campo di impiego a una frazione della banda passante (fig. 3), frazione limitata supe-

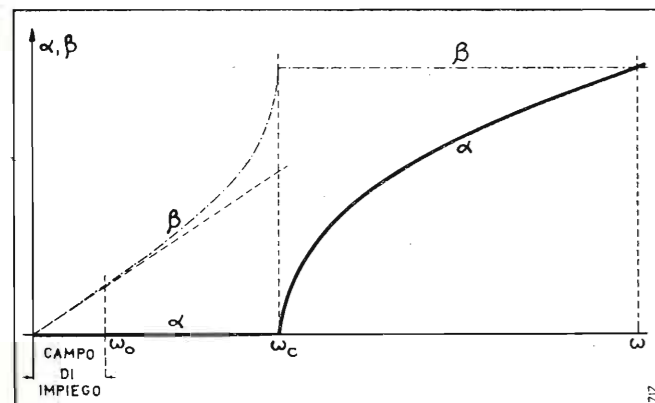


Fig. 3. — Funzioni attenuazione e fase per la linea di figura 2.

riormente da una pulsazione ω_0 molto minore della pulsazione di taglio, si può conseguire una soddisfacente equalizzazione dei ritardi.

Se infatti nelle [3] e [4] facciamo tendere a zero il rapporto ω/ω_c , otteniamo le:

$$[5] \quad Z_0 = \sqrt{L/C}; \quad \tau = \sqrt{LC}$$

che, insieme alla:

$$[6] \quad \omega_c = 2/\sqrt{LC}$$

servono al dimensionamento pratico di una linea di questo tipo; per un ritardo totale τ_t , occorrerà un numero di cellule N :

$$N = \pi \tau_t f_c$$

Dato che si deve costruire la rete in modo che sia $\omega_c \gg \omega_0$, il ritardo per cellula è piccolo e bisogna usare un grande numero di cellule per conseguire in complesso il ritardo voluto.

Si possono realizzare con questo sistema impedenze fino a qualche migliaio di ohm, ritardi di alcuni microsecondi, bande passanti dell'ordine del megahertz.

Costruttivamente, le bobine costituenti le induttanze possono essere di filo smaltato o cotonato avvolto a nido d'ape su un unico supporto di plexiglas o di altro materiale a basse perdite dielettriche. Si avrà cura di disporre le bobine a distanze almeno pari al loro diametro esterno, per evitare accoppiamenti indesiderati.

I condensatori possono essere del tipo ceramico o mica argentata, onde garantire la stabilità del valore di capacità nel tempo; la tolleranza non deve superare il 2%; entro questo campo è bene disporre i condensatori sulla linea scalarmente, anziché a casaccio, ordinati secondo i valori crescenti della capacità. Con questo accorgimento si limitano le differenze di impedenza da cellula a cellula, che sono causa di riflessioni con conseguenti distorsioni del segnale da ritardare. Allo stesso scopo si possono disporre, in parallelo ai condensatori principali, dei compensatori da tarare con l'aiuto di un oscillografo a larga banda e un generatore di onde rettangolari.

A titolo di esempio si riportano le caratteristiche di una linea con cellule a k costante, destinata a ritardare di 1 μ s un segnale del tipo degli impulsi di sincronismo TV, su un'impedenza di 75 ohm:

frequenza di taglio	$f_c = 40$ MHz
induttanza di una cellula	$L = 0,6$ μ H
capacità di una cellula	$C = 107$ pF
numero di cellule	$N = 126$

Si ricordi che, come dimostrato nel sopracitato articolo, la banda richiesta per non aumentare il tempo di salita dei fronti dei segnali di sincronismo TV è di 2 MHz. La frequenza di taglio è stata perciò scelta 20 volte maggiore della massima frequenza da trasmettere.

L'esiguo valore di L rappresenta una delle difficoltà che si incontrano per realizzare tali linee con una larga banda su un'impedenza bassa.

4. Generalità sulle strutture metaderivate.

Come è noto, da una struttura a T a k costante si può derivare un'altra struttura a T detta metaderivata (fig. 4) con le condizioni:

$$[7] \quad X' = mX; \quad Z'_0 = Z_0; \quad \omega'_c = \omega_c$$

Rispetto alla cellula a k costante si consegue il vantaggio che i parametri della cellula metaderivata sono determinati a meno della costante m .

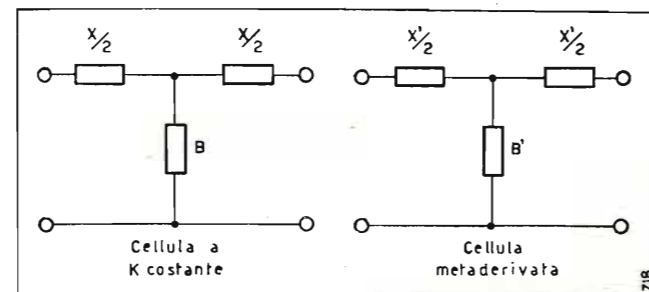


Fig. 4. — Passaggio dalla struttura a k costante alla struttura metaderivata.

Nel campo dei filtri si sfrutta questa ulteriore possibilità scegliendo per m un valore che realizzi particolari andamenti dell'attuazione nella banda attenuata; nel caso delle linee di ritardo, invece, si cerca di realizzare la massima equalizzazione del ritardo alle varie frequenze nella banda passante.

Per ogni tipo di struttura bisognerà quindi esprimere τ in funzione di ω e di m , onde poter attribuire ad m il valore più opportuno.

5. Linea con cellule in «m» accoppiate magneticamente.

Introducendo una mutua induzione M fra le semibobine di ogni cellula di un filtro a k costante e supponendo nulla la mutua induzione fra le semibobine adiacenti non separate da condensatore, si ottiene un semplice tipo di struttura metaderivata di cui un elemento è rappresentato in figura 5. Applicando a questa rete la trasformazione di Campbell⁽³⁾ si elimina la mutua induttanza ottenendo il circuito di figura 6.

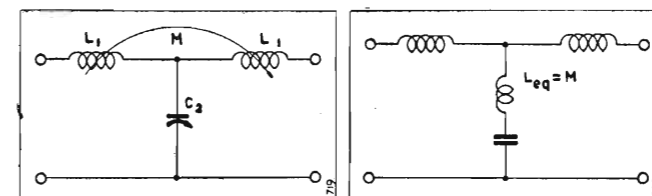


Fig. 5. — Cellula in m accoppiata magneticamente.

Fig. 6. — Circuito equivalente della cellula di figura 5.

Mediante la [7] si ottiene allora:

$$[8] \quad M = \frac{1 - m^2}{4m} L$$

$$L_1 = \frac{mL}{2} - M = \frac{m^2 + 1}{4m} L$$

$$C_2 = mC$$

Si noti che M ha segno negativo quando le bobine sono equireverse: ciò significa che nel circuito di figura 6 l'induttanza equivalente L_{eq} nel ramo derivato è negativa. Il parametro m ha quindi valori > 1 quando gli avvolgimenti sono equireversi.

Il coefficiente di accoppiamento è:

$$[9] \quad k = \frac{M}{L_1} = \frac{m^2 - 1}{m^2 + 1}$$

La funzione impedenza caratteristica è sempre espressa dalla [3].

La funzione fase per ogni singola cellula nella banda passante è:

$$\beta = 2 \arcsen \frac{m \omega / \omega_c}{\sqrt{1 - (\omega / \omega_c)^2 (1 - m^2)}}$$

Il ritardo per cellula è:

$$[10] \quad \tau = \frac{d\beta}{d\omega} = \frac{2m/\omega_c}{\sqrt{1 - (\omega/\omega_c)^2 [1 - (\omega/\omega_c)^2 (1 - m^2)]}}$$

In figura 7 sono rappresentati a tratto pieno i diagrammi della [10] per diversi valori interessanti di m . Si noti che per $\omega = 0$ è sempre $\tau \omega_c = 2m$.

Il caso $m = 1$ corrisponde al filtro a k costante trattato al paragrafo 3.

(3) PINCIROLI A.: *Complementi di Elettrotecnica* - «Ed. Levrotto e Bella», Torino, 1951, pag. 45.

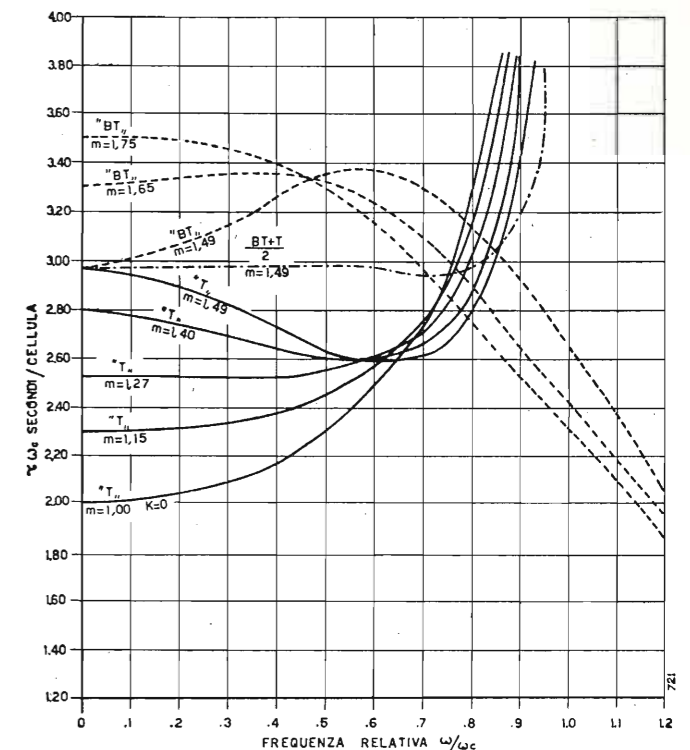


Fig. 7. — Andamento del ritardo in funzione della frequenza per vari tipi di cellule.

Il valore $m = 1,27$ offre la massima possibile equalizzazione del ritardo che, per tutte le frequenze comprese fra $\omega = 0$ e $\omega = 0,5 \omega_c$, può considerarsi pari a:

$\tau = \frac{2m}{\omega_c}$. Questo tipo di linea richiede quindi per un ritardo τ_t un numero di cellule:

$$[11] \quad N = \pi \frac{\tau_t f_c}{m}$$

assai minore a parità di ritardo che non linea a k costante.

Per conseguire una buona equalizzazione del ritardo è essenziale che la mutua induttanza sia effettivamente quella richiesta: un sistema conveniente per controllare l'accoppiamento fra le semibobine (per i valori di induttanza usualmente richiesti in simili costruzioni) consiste nell'avvolgere le due semibobine a un solo strato in modo continuo su un unico supporto, collegando il condensatore a una presa centrale (fig. 8).

Mediante una opportuna costruzione grafica sul diagramma rappresentante il coefficiente di Nagaoka nella formula per l'induttanza di un solenoide cilindrico a un solo strato, si è trovato il solo valore del rapporto l_{tot}/d capace di assicurare al coefficiente di accoppiamento il valore $M = 0,236$ e quindi, per la [9], al coefficiente di metaderivazione il valore $m = 1,27$. Tale rapporto è

$$l_{tot}/d = 1,55$$

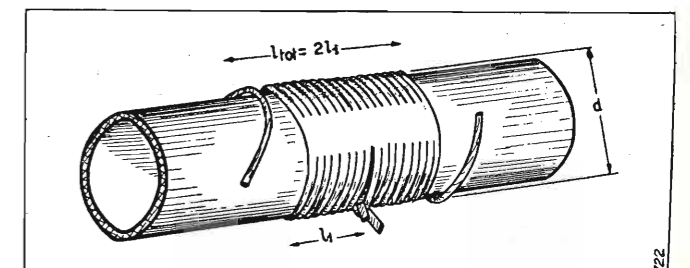


Fig. 8. — Avvolgimento a un solo strato delle semibobine accostate.

Anche qui si avrà cura di distanziare le bobine di una lunghezza almeno pari al loro diametro.

A titolo di esempio da confrontare col caso precedente, si riportano i parametri fondamentali di una linea di ritardo con cellule metaderivate accoppiate magneticamente, con le stesse caratteristiche dell'esempio precedente:

frequenza di taglio	$f_c = 8 \text{ MHz}$
induttanza	$L_1 = 1,53 \mu\text{H}$
mutua induzione	$M = 0,361 \mu\text{H}$
capacità	$C_2 = 675 \text{ pF}$
numero di cellule	$N = 20$

6. Cellule a «T» accoppiate magneticamente, con condensatori in ponte. Linea compensata.

Se alla cellula in figura 5 calcolata con le [8] aggiungiamo un condensatore

$$[12] \quad C_1 = \frac{C}{4m}$$

otteniamo una cellula passa-tutto (fig. 9) dotata di particolari caratteristiche. La sua funzione impedenza

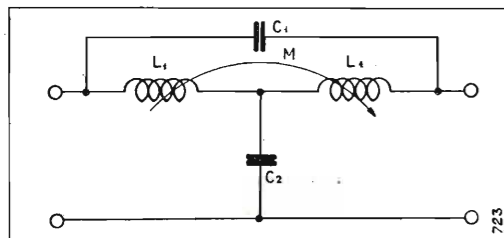


Fig. 9. — Cellula in m a T con ponte capacitivo.

caratteristica, pur essendo alquanto più complessa della [3], è assai più costante al variare della frequenza. La funzione fase per una singola cellula nella banda passante, è:

$$\beta = 2 \arctg \frac{m \omega / \omega_c}{1 - (\omega / \omega_c)^2}$$

Il ritardo per cellula è:

$$[13] \quad \tau = \frac{d\beta}{d\omega} = \frac{2m}{\omega_c} \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_c^2} \right) \frac{1}{[1 - (\omega / \omega_c)^2]^2 + m^2 (\omega / \omega_c)^2}$$

In figura 7 è rappresentata tratteggiata la [13] per diversi valori di m. Anche qui per $\omega = 0$ è sempre $\tau_{\omega_c} = 2m$. L'equalizzazione del ritardo con questo tipo di cellule è meno buona che per le cellule a T senza condensatore.

Si noti però che tanto la famiglia delle curve per le cellule a T, quanto quella relativa alle cellule a T con ponte capacitivo, tendono a concentrarsi ognuna in un punto; si noti altresì che le curve delle due famiglie che siano disposte simmetricamente rispetto ai due punti di incontro, hanno andamenti complementari. Nasce così la possibilità di costruire una linea composta, compensando mediante cellule a T con ponte capacitivo la distorsione di fase introdotta dalle cellule a T.

La combinazione migliore è quella con cellule a T e a T con ponte capacitivo, ambedue con $m = 1,49$, il che permette di avere bobine uguali nei due tipi di cellule. Il ritardo, come appare dalla curva a tratto e punto della figura 7, risulta equalizzato fino a $\omega = 0,9 \omega_c$.

Il numero di cellule necessario a conseguire un determinato ritardo, espresso sempre dalla [11], è quindi

ulteriormente ridotto rispetto alla linea con cellule a T semplice.

Anche in questo caso si può, come nel caso precedente, controllare l'accoppiamento delle semibobine avvolgendole di seguito su un solo strato. Per conseguire una buona equalizzazione dei ritardi è indispensabile ottenere una discreta precisione nei valori delle capacità e delle induttanze: l'inevitabile sensibilità termica ed igroscopica dei condensatori usuali limita quindi il campo d'impiego di questo dispositivo ad applicazioni di qualità non molto elevata.

A titolo di esempio, una linea con cellule di questo tipo per i dati dei casi precedenti, viene ad avere le seguenti caratteristiche:

frequenza di taglio	$f_c = 8 \text{ MHz}$
induttanza	$L_1 = 3,22 \mu\text{H}$
mutua induzione	$M = 1,22 \mu\text{H}$
capacità derivata	$C_2 = 1850 \text{ pF}$
capacità in ponte	$C_1 = 177 \text{ pF}$
numero di cellule	$N = 9$

7. Linea con induttanza avvolta in modo continuo.

Allo scopo di diminuire l'ingombro della linea con bobine avvolte su un solo strato e di semplificarne la costruzione in serie, si è pensato di accostare tutte le bobine fino ad avere un avvolgimento continuo, con prese equidistanti per i condensatori.

Il calcolo rigoroso di una simile struttura, supposta costituita da infinite cellule, è assai complesso. Nei casi pratici il rapporto tra la distanza dei condensatori e il diametro dell'avvolgimento è tale da permettere di trascurare la mutua induzione fra sezioni non adiacenti. Per il caso di linea con cellule in m con mutua induzione, si giunge così al circuito equivalente di figura 10.

Al fine di ottenere l'equivalenza elettrica di questa struttura e quella di figura 5 basta diminuire di M l'induttanza di ogni ramo serie dell'elemento a T, per tenere conto della mutua induzione fra cellula e cellula. Si avrà perciò, tenuto conto della [8]:

$$L'_1 = L_1 - M = \frac{L}{2m}$$

Il coefficiente di accoppiamento fra i tratti AB e BC è:

$$k' = \frac{M}{L'_1} = \frac{M}{L_1 - M}$$

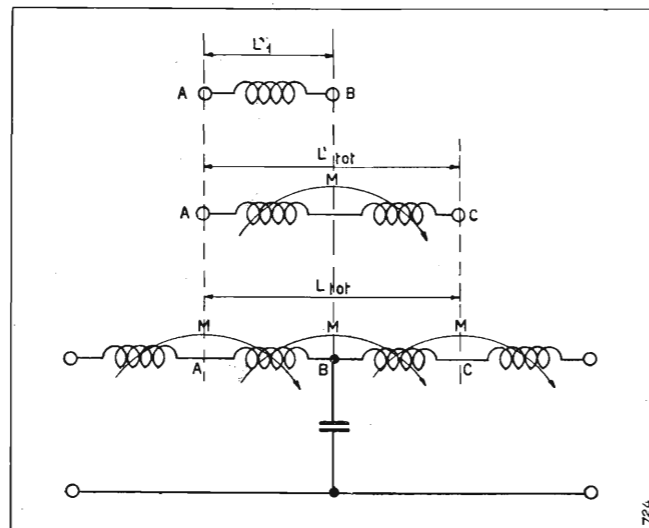


Fig. 10. — Cellula di linea con bobina avvolta uniformemente.

e, per mantenere $m = 1,27$:

$$k' = 0,309.$$

Il rapporto « distanza fra condensatori/diametro dell'avvolgimento », capace di realizzare questo accoppiamento, è stato anche qui calcolato graficamente dalla formula di Nagaoka; esso risulta prossimo a 1,05.

Nelle cellule terminali, i rami esterni dei T avranno un'induttanza L_1 invece di L'_1 , realizzata però con bobine della stessa lunghezza di quelle di valore L'_1 per non variare M.

Il sistema di avvolgere le bobine in modo continuo, del tutto originale a quanto ci consta, consente di ridurre i disadattamenti tra cellula e cellula, permettendo di conseguire una migliore risposta di frequenza.

8. Conclusioni.

Dall'analisi teorica e sperimentale condotta sui vari tipi di linee sopra descritte, si conclude che, ove l'ingombro non sia di preminente importanza, il tipo con induttanza avvolta in modo uniforme su un solo strato è da preferirsi ovunque si richieda una buona prestazione, una costruzione semplice e robusta e una relativa insensibilità termica.

In uno dei grandi centri di generazione dei programmi TV della RAI sono state installate alcune serie di queste linee, di cui le figure 11 e 12 mostrano due esemplari delle seguenti caratteristiche: ritardo totale rispettivamente 0,9 e 1,85 μs ; impedenza 75 Ω ; frequenza di taglio 8 MHz.

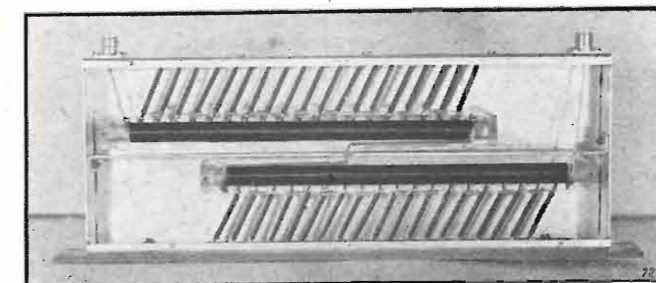
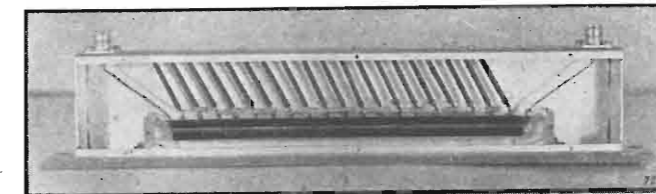


Fig. 11. — Linea con bobina avvolta uniformemente su un solo strato. Impedenza caratteristica 75 Ω . Ritardo tot. 0,9 μs . Numero di cellule 19.

Fig. 12. — Linea con bobina avvolta uniformemente su un solo strato. Impedenza caratteristica 75 Ω . Ritardo tot. 1,85 μs . Numero di cellule 38.

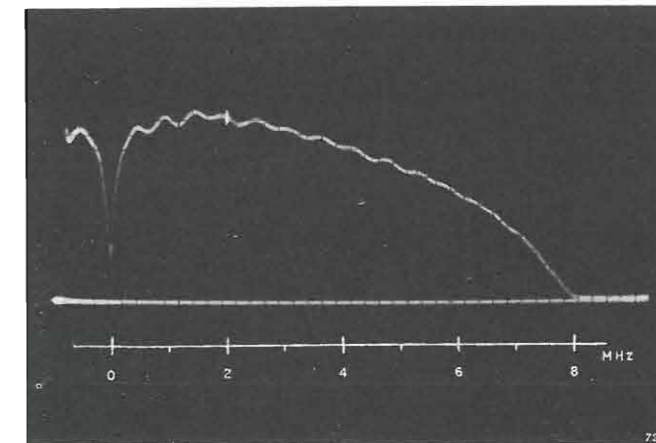


Fig. 13. — Curva livello-frequenza per la linea di figura 11.

La figura 13 mostra la curva livello-frequenza per la linea da 0,9 μs , curva rilevata con un « Video Sweep generator »; il taglio è a 8 MHz; l'indicatore (Marker) è a 2 MHz. La figura 14 mostra, sullo schermo di un oscillografo a larga banda, la forma di un impulso di sincronismo di riga all'uscita dalla linea in questione.

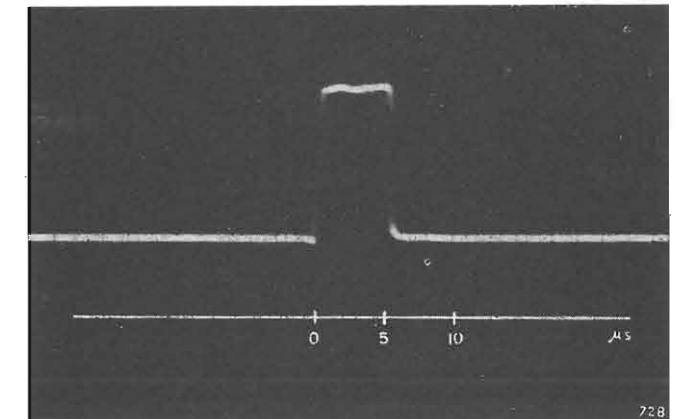


Fig. 14. — Impulso di sincronismo di riga all'uscita dalla linea di figura 11.

In figura 15 è possibile esaminare più accuratamente il secondo fronte dell'impulso; gli indicatori distano di 1 μs .

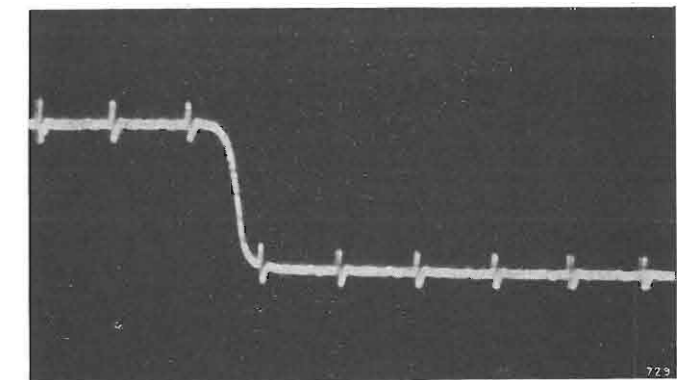


Fig. 15. — Secondo fronte dell'impulso di figura 11.

N	$\pi \tau_f f_c$	$\frac{1}{1,27} \pi \tau_f f_c$	$\frac{1}{1,49} \pi \tau_f f_c$
L	$\frac{Z_0}{\pi f_c}$	—	—
L_1	—	$0,163 \frac{Z_0}{f_c}$	$0,172 \frac{Z_0}{f_c}$
C	$\frac{1}{\pi Z_0 f_c}$	—	—
C_1	—	$\frac{0,404}{Z_0 f_c}$	$\frac{0,475}{Z_0 f_c}$
C_2	—	—	$\frac{0,0531}{Z_0 f_c}$
M	—	$0,0384 \frac{Z_0}{f_c}$	$0,065 \frac{Z_0}{f_c}$

Fig. 16. — Formule di progetto.

E' chiaro come le linee rispondano al loro compito senza introdurre distorsioni di ampiezza o fase in misura tale da generare quelle caratteristiche oscillazioni parassite (*Overshoot*) originate dalla risposta dei quadripoli reattivi alla funzione unitaria.

Per concludere, si ritiene di fare cosa utile riportando in tabella (fig. 16) le formule di dimensionamento per gli elementi delle linee sopra esaminate, in funzione della frequenza di taglio prescelta f_c , del ritardo totale da introdurre τ , e della impedenza caratteristica Z_0 .

(160)

BIBLIOGRAFIA

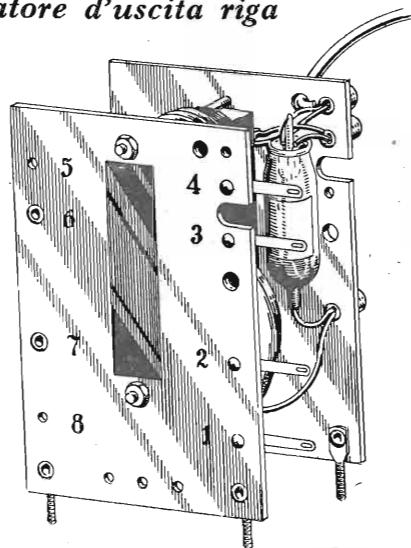
- 1 - TURNER A. H.: *Artificial Lines for Video Distribution and Delay*. « R.C.A. Rev. », X, dic. 1949, p. 477.
- 2 - KALLMANN H. E.: *Equalized Delay Lines*. « Proc. I.R.E. », XXXIV, sett. 1946, p. 646.
- 3 - LESTER J. M.: *Transient Delay Line*. « Electronics », X, apr. 1946, p. 14.
- 4 - MOLINE J.: *Les Lignes de retard*. « La radio française », mar. 1951, p. 16, apr. 1951, p. 5.
- 5 - THOMSON W. E.: *Delay Networks having Maximally Flat Frequency Characteristics*. « Proc. I.E.E. », III, 1949, p. 487.
- 6 - THOMSON W. E.: *Networks With Maximally Flat Delay*. « Wireless Eng. », 1952, p. 256.
- 7 - MACDIARMID I. F.: *A testing Pulse for Television Links*. « Proc. I.E.E. », IC, 1952, p. 436.



SAETRON s.r.l.
 SOCIETÀ APPLICAZIONI ELETTRONICHE
 VIA INGEGNOLI, 17 / TELEFONI 280.280 / 243.368
MILANO

Trasformatore d'uscita riga

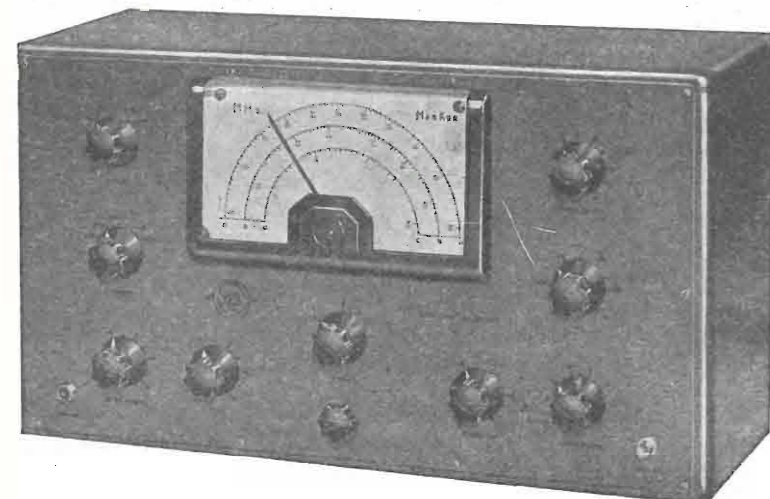
- Costruzioni elettroniche
- *
- Parti staccate per televisori
- *
- Scatole di montaggio per televisori
- *
- Stabilizzatori di tensione per TV



TECNICA - ELETTRONICA - SYSTEM

MILANO * VIA MOSCOVA, 40/7 * TELEFONO 667.326

GENERATORE TV mod. 953



Dimensioni 500 x 290 x 210 * Peso Kg. 14,50 circa

CARATTERISTICHE

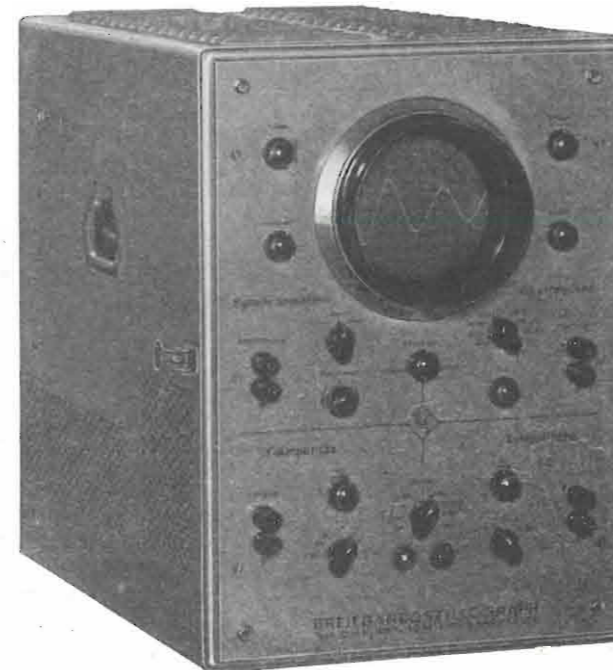
Frequenza oscillatore SWEEP ..	5 canali italiani da 4,5 MHz a 220 MHz in 3 gamme multiple
Gamma frequenza oscill. MARKER	variab. con contin. da 0 a 60 MHz migliore del 0,5%
Gamma M. F.	0,15 V su tutte le frequenze
Precisione tarat. oscill. MARKER	mass. 80 dB
Segnale mass. uscita	60 ohm costante
Attenuatore	0 - 15 MHz regolab. con contin. a variazione log.
Impedenza uscita	50 Hz (frequenza rete) per tutte le frequenze MARKER
Ampiezza spazzoamento	Segnale uscita asse X oscillatore sinusoidale frequenza rete
Frequenza spazzoamento	Regolazione fase
Controllo a quarzo	Soppressione e inversione
Segnale uscita asse X oscillatore	Valvole impiegate
Regolazione fase	6 X 4 - 0 A 2 - 6 C 4 - 6 J 6
Soppressione e inversione	12 AT 7 - 12 AT 7 - 6 AK 5
Valvole impiegate	Alimentazione ca.
Alimentazione ca.	tensioni rete universale

L'oscillatore MARKER può essere calibrato a cristallo ed è inoltre possibile ottenere segnali marcatori a distanza 2,75 - 4,5 - 5,5 - 7 MHz con riferimento al centro canale.

GARANZIA ILLIMITATA PER TUTTI GLI STRUMENTI TES
 Visitateci Mostra Radio - Stand n. 91

L'OSCILLOGRAFO A LARGA BANDA E AD IMPULSI
APPARECCHIO INDISPENSABILE NELLA MODERNA
TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI

L'impiego sempre crescente nelle telecomunicazioni di impulsi di ogni tipo in luogo di onde sinusoidali, ha portato ad una nuova tecnica delle misure e quindi alla necessità di nuovi apparecchi di misura. L'apparecchio più importante in questo nuovo campo è l'oscillografo a raggi catodici.



Strumento indispensabile per studi, esperienze ed esercizio di impianti nei seguenti campi:
 Tecnica generale degli impulsi;
 Televisione;
 Tecnica di misura radio (Radar);
 Contatori elettronici;
 Modulazione ad impulsi
 e altri.

Nella seguente breve illustrazione sono indicate le caratteristiche indispensabili di un tale oscillografo; dette caratteristiche sono pienamente soddisfatte dal tipo OBF della Ditta Rohde & Schwarz di Monaco.

L'amplificatore Y ha un campo di frequenza da 3 Hz a 10 MHz ed un'amplificazione di 600, corrispondente ad una sensibilità di 200 mm per Volt picco-a-picco o 1 mm per 5 mV_{pp}. Il tempo di passaggio di un impulso dal 10% al 90% è di 0,06 µs senza alcun guizzo (overshoot). Onde rettangolari di frequenze più basse sono riprodotte senza abbassamento del tratto orizzontale dell'onda, cosicché possono essere accuratamente provati anche collegamenti televisivi. In relazione al tempo finito di avviamento del circuito di spazzolamento, l'amplificatore Y comprende un ritardo di segnale di 1/4 µs

che agisce in pieno a tutte le frequenze, cosicché le forme d'onda in esame non vengono deformate.

L'amplificatore X può trasmettere frequenze da 0 a 700 kHz. Comprende un attenuatore a due stadi ed un regolatore fine. La sensibilità di deviazione con l'amplificatore è di 100 mm/V_{pp} ossia 1 mm/10 mV_{pp}.

L'oscillatore a rilassamento per l'asse dei tempi genera frequenze da 15 Hz a 500 kHz in 7 campi con regolazione fine. Il circuito di rilassamento può essere a scelta indipendente e periodico senza sincronizzazione; oppure dipendente e sincronizzato alla fine di ogni periodo del segnale, in modo da garantire un accoppiamento rigido tra segnale e asse dei tempi. In tal modo possono venir rappresentati sullo schermo stabilmente anche fenomeni singoli scegliendo quale istante di partenza dello spazzolamento il fianco ascendente o discendente del segnale. Particolarmente vantaggiosa è la possibilità di osservare un impulso, dilatando l'asse dei tempi, come attraverso ad una lente a sei ingrandimenti: si possono in tal modo rilevare tutti i particolari dell'onda, anche quelli che provocano effetti perturbatori e che con i normali sistemi in uso non sono visibili per difetto di potere risolutivo.

Tale oscillografo sarebbe incompleto se, insieme col segnale, non potesse essere registrata anche una scala dei tempi. Gli oscillografi precedenti richiedevano l'impiego di un secondo raggio oppure la sostituzione del segnale con una frequenza sinusoidale e successivo confronto delle posizioni sullo schermo. Il nuovo oscillografo Rohde & Schwarz compie automaticamente tale difficile lavoro, interrompendo periodicamente a intervalli prefissabili di 0,04/0,1/1/10 e 100 µs la traccia che risulta quindi tratteggiata. Un particolare circuito provvede che tale linea tratteggiata risulti sempre stabile sullo oscillogramma in modo che si possano contare facilmente i tratti di marcatura.

Accanto a questi pregi particolari l'oscillografo a larga banda OBF della ditta Rohde & Schwarz possiede i soliti dispositivi come:

- Postaccelerazione di 4000 Volt;
- Comando automatico di luminosità per la protezione contro « bruciature »;
- Spostamento orizzontale e verticale del punto luminoso;
- Possibilità di taratura dell'amplificatore Y;
- Oscillazione rettangolare e rispettt. trapezoidale incorporata di 50 Hz per la taratura alle basse frequenze;
- Comando esterno di luminosità sul cilindro di Wehnelt;
- Collegamento diretto alle placchette deviatrici;
- Alimentatore stabilizzato.

Particolarmente comodo è il partitore incorporato preinseribile 10 : 1; esso permette di ridurre a un decimo la sensibilità mentre possiede al contempo una capacità di ingresso di soli 8 pF, tale da consentire l'esame anche di circuiti con limitata possibilità di carico aggiuntivo.

Ing. Oscar Roje - MILANO - Via T. Tasso, 7

MICROSOLCO! MICROSOLCO!

scandinavi

SOLO GLI
EQUIPAGGI
FONOGRAFICI

LESA

OFFRONO TUTTE LE GARANZIE

*nel 25° anno della
sua fondazione
la Lesa ricorda
la vasta gamma
della sua produzione*

MILANO
VIA BERGAMO 21

GRAMMOFONIA
AMPLIFICAZIONE
ELETTRACUSTICA
TELEFONIA
POTENZIOMETRI
ELETTRICITÀ DOMESTICI
MACCHINARIO ELETTRICO

ANTENNE TELEVISIVE A LARGA BANDA

SOLUZIONE GRAFICA DEI PROBLEMI DI ADATTAMENTO

DOTT. ING. ENZO CASTELLI
della RAI

SOMMARIO - Si espongono i concetti generali concernenti l'adattamento delle antenne su larga banda e si esaminano le proprietà dei più comuni circuiti di compensazione facendo uso del procedimento grafico.

1. Introduzione.

L'adattamento di impedenza dell'antenna su larga banda di frequenze, oggetto di particolari cure negli impianti trasmettenti e ricevitori di televisione, costituisce in generale un problema complesso, perché, caso per caso, la soluzione è legata alla caratteristica di impedenza dell'antenna, alla frequenza di lavoro, a dimensioni obbligate del sistema di compensazione, alla larghezza relativa della banda per la quale si richiede la compensazione, al massimo errore ammissibile. Si possono però enunciare alcuni concetti basilari che possono orientare il costruttore verso la soluzione più soddisfacente del suo particolare problema.

Qui di seguito, dopo aver fissato poche regole generali, si prenderanno in considerazione alcuni fra i più usati sistemi di compensazione, facendo uso esclusivo dei metodi grafici.

Il problema si può porre in questa precisa forma:

Dato un carico $Z = R(f) + jX(f)$ le cui componenti sono funzioni qualsiasi della frequenza, si deve trovare un quadripolo con parametri reattivi che, chiuso su tale impedenza, offra all'ingresso una resistenza costante indipendente dalla frequenza ed uguale all'impedenza caratteristica Z_0 della linea che trasferisce l'energia al carico.

In pratica non si richiede una soluzione rigorosa del problema, ma si ammette che l'impedenza su cui si chiude la linea possa assumere, col variare della frequenza, valori arbitrari, purché il rapporto di onde stazionarie della linea stessa non superi un certo limite.

Il problema trova facile e logica soluzione se il carico da compensare è un circuito oscillatorio in serie o in parallelo risonante al centro della banda e caricato da una resistenza costante R_0 , e se è possibile

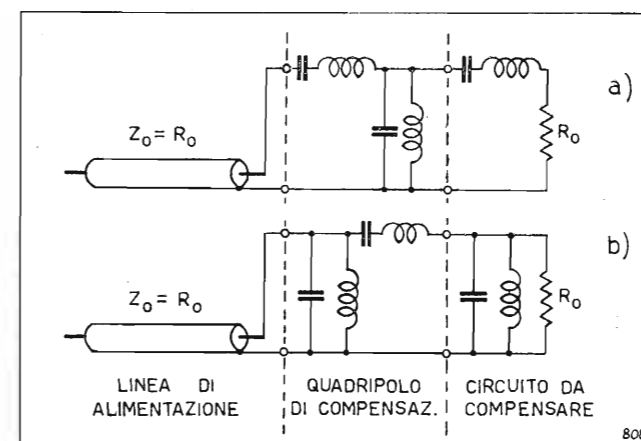


Fig. 1. — Adattamento su larga banda di un circuito oscillatorio: a) in serie, caricato con una resistenza R_0 ; b) in parallelo caricato con una resistenza R_0 .

scegliere una linea di alimentazione di impedenza caratteristica $Z_0 = R_0$: in questo caso si può infatti calcolare un quadripolo che forma, con la parte reattiva dell'impedenza del radiatore, uno o più elementi di un filtro passa banda avente impedenza immagine uguale a R_0 . Questo quadripolo verrà inserito fra il circuito da compensare e la linea di alimentazione come è indicato in figura 1a e 1b.

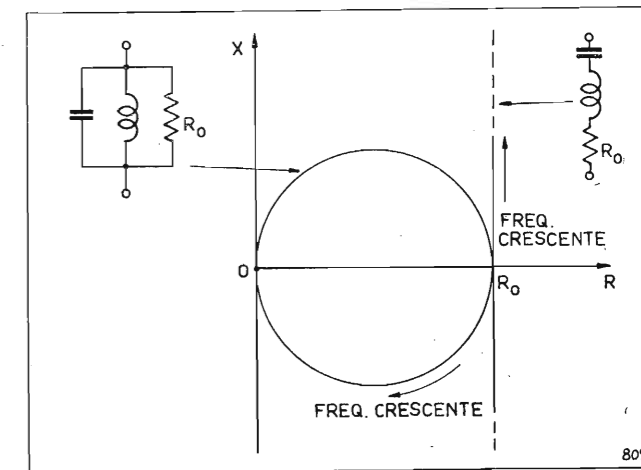


Fig. 2. — Curve dell'impedenza $Z(f)$ di un circuito oscillatorio in parallelo e di un circuito oscillatorio in serie caricati con una resistenza R_0 .

La curva dell'impedenza $Z(f)$ di un circuito risonante parallelo caricato con la resistenza R_0 riportata sul piano cartesiano delle impedenze è un cerchio passante per R_0 e per l'origine degli assi con centro sull'asse reale; mentre la curva dell'impedenza di un circuito risonante serie caricato dalla stessa resistenza è una retta passante per R_0 e parallela all'asse immaginario (fig. 2); al crescere della frequenza il cerchio è percorso in senso orario e la retta dal basso all'alto. Tali curve intersecano normalmente l'asse reale alla frequenza di risonanza.

Si deduce che il metodo di compensazione cui si è accennato è applicabile approssimativamente ad un radiatore solo se:

1) la sua caratteristica di frequenza interseca ortogonalmente l'asse reale onde la si possa confondere nella banda delle frequenze utili con la caratteristica del circuito risonante serie o con quella del circuito risonante parallelo (si tenga anche conto del verso di percorso al crescere della frequenza), caricato con una resistenza R_0 rappresentata dal punto di intersezione;

2) è possibile scegliere una linea di alimentazione avente impedenza caratteristica $Z_0 = R_0$.

Se la prima ipotesi non è verificata si può ricorrere ad un artificio con il quale è possibile trasformare un tratto di caratteristica di un radiatore comunque giacente sul piano cartesiano in una curva normale all'asse reale. Esso consiste nello sfruttare la trasformazione di impedenza di una linea di lunghezza e impedenza caratteristica opportune.

Se non è possibile soddisfare alla seconda ipotesi occorre procedere contemporaneamente alla compensazione e ad una opportuna trasformazione di impedenza onde consentire l'uso di una linea con impedenza caratteristica prefissata.

In accordo con queste osservazioni il problema della compensazione di un radiatore investe i seguenti punti:

- trasformazione della sua curva caratteristica in un'altra che interseca normalmente l'asse reale (in R_0);
- compensazione senza adattamento di impedenza ($Z_0 = R_0$);
- compensazione con adattamento di impedenza ($Z_0 = R_0$).

2. Traslazione della curva caratteristica del radiatore.

Se la caratteristica del radiatore è riportata sul piano cartesiano si può ricorrere alla soluzione grafica indicata in figura 3. Essa consente di trovare la lunghezza e l'impedenza caratteristica di una linea, che collegata ai morsetti del radiatore offre al suo ingresso

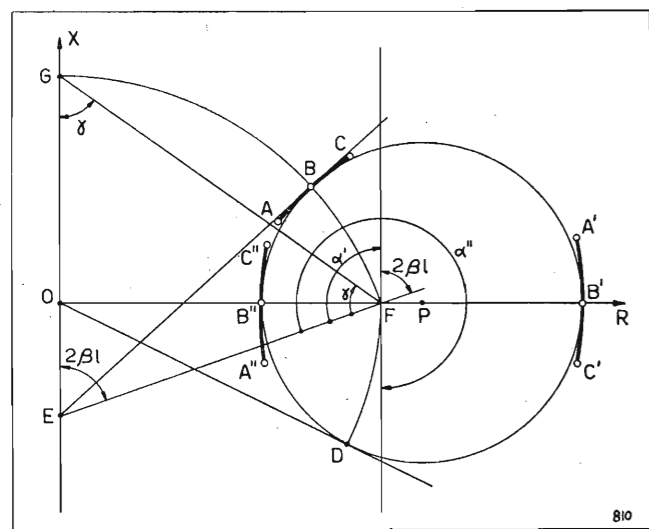


Fig. 3. — Determinazione grafica su un piano cartesiano dell'impedenza caratteristica e della lunghezza della linea di correzione.

un'impedenza che varia con la frequenza secondo una curva che interseca normalmente l'asse reale ⁽¹⁾.

Sia ABC la curva del radiatore che al crescere della frequenza, si sviluppa sul piano cartesiano nel

⁽¹⁾ Si premette che le soluzioni al problema sono teoricamente infinite. Si indichi con f_B la frequenza alla quale la curva trasformata interseca ortogonalmente l'asse reale e con l la lunghezza della più corta linea che esegue la trasformazione: si otterranno ancora curve che intersecano ortogonalmente l'asse reale alla frequenza f_B usando linee lunghe $l + n\lambda_B/4$. Nella trattazione si considerano solo le linee lunghe l e $l + \lambda_B/4$ le quali consentono di trasformare, con il minimo ingombro, la caratteristica del radiatore in quella di un circuito risonante serie o in quella di un circuito risonante parallelo.

senso indicato dalle lettere. Si traccia un cerchio tangente ad ABC in B con centro sull'asse reale e si conduce da O la tangente OD al cerchio. La misura del segmento OD con l'unità delle resistenze dà l'impedenza caratteristica Z_0 del tratto di linea da usare.

Si traccia ora la tangente al cerchio in B: essa interseca in E l'asse immaginario. Si porta sull'asse reale il segmento OF uguale OD e si congiunge E con F. La metà dell'angolo α' , compreso fra EF e la verticale passante per F, dà la lunghezza elettrica della linea che trasforma la curva ABC nella A'B'C'. La metà dell'angolo $\alpha'' = \alpha' + \pi$ dà la lunghezza elettrica della linea che trasforma la curva ABC nella A''B''C''.

Si deduce che le lunghezze lineari l' e l'' dei due tratti di linea sono date rispettivamente da:

$$[1] \quad 2\pi f_B l'/c = \alpha'/2 \quad 2\pi f_B l''/c = \alpha'' = \alpha'/2 + \pi/2$$

dove con f_B si indica la frequenza corrispondente al punto B della curva e con c la velocità di propagazione sulla linea ⁽²⁾.

Desiderando risolvere lo stesso problema sulla carta di Smith si farà uso di quella in cui le impedenze sono rappresentate in modulo e fase (vedi Appendice).

Si riporta sulla carta (fig. 4) la funzione $Z(f)/R$, dove $Z(f)$ è l'impedenza del radiatore ed R una resistenza scelta in modo che la curva giaccia in una zona della carta tale da conferire maggior chiarezza alla costruzione. Si traccia un cerchio con centro sull'asse reale (punto P) e tangente in B alla curva di impedenza del radiatore. Per il punto D di tangenza del cerchio con la curva di fase costante passa una curva di modulo costante. Il numero con cui è quotata questa curva moltiplicato per R dà l'impedenza caratteristica della linea di correzione.

⁽²⁾ La costruzione può essere dimostrata tenendo conto delle osservazioni fatte in appendice circa la rappresentazione grafica sul piano cartesiano della trasformazione di impedenza operata da una linea.

Si osserva in primo luogo che il cerchio tangente in B con centro in P è una curva $|\rho| = \text{cost}$ ($|\rho|$ è il modulo del coefficiente riflessione), e cioè una curva che individua sul piano cartesiano tutte le possibili impedenze che si hanno all'ingresso di una linea senza perdite, chiusa sull'impedenza del punto B quando la sua lunghezza varia. L'impedenza caratteristica Z_0 di questa linea è fissata dalla condizione che essa deve trasformare B' in B'' quando la sua lunghezza è $\lambda_B/4$; infatti il cerchio passa per tali punti. L'impedenza caratteristica è pertanto data dalla media geometrica dei segmenti OB' e OB'', cioè da OD.

È ancora noto, come risulta dall'appendice, che il cerchio passante per F e B con centro in E interseca l'asse immaginario in un punto G tale che $OG = Z_0 \text{tg} \beta l = Z_0 \text{tg} \frac{2\pi f_B l}{c}$

dove βl è la lunghezza elettrica (in radianti) della linea di impedenza caratteristica Z_0 che trasforma il punto B'' in B.

Poichè la tangente dell'angolo $\widehat{EGF} = \gamma$ è uguale a $OF/OG = \text{cotg} \beta l$, cioè $\gamma = \pi/2 - \beta l$, e il triangolo EGF è isoscele si ha

$$G \widehat{E} F = \pi - 2\gamma = 2\beta l.$$

Pertanto la lunghezza elettrica della linea che trasforma B in B' è

$$\frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} (G \widehat{E} F) = \frac{\alpha'}{2}$$

mentre quella della linea che trasforma B in B'' è

$$\pi - \frac{1}{2} (G \widehat{E} F) = \frac{\alpha''}{2}.$$

Nel caso di figura 4 risulta $Z_0 = 0,45 R$ ⁽³⁾.

La curva di fase costante che passa per D interseca in D_1 la curva di modulo 1. Si tracci, con centro in P_1 , un secondo cerchio passante per D_1 ; si trasli il punto B in B_1 lungo una curva di fase costante e si tracci la retta $P_1 B_1$. Si trovano così gli angoli α' ed α'' con i quali è possibile calcolare con la [1] la lunghezza delle linee di correzione ⁽⁴⁾.

Trovati con uno dei due metodi i valori di Z_0 , l' e l'' , occorre ora determinare le impedenze $Z'(f)$ e $Z''(f)$ risultanti dalla trasformazione dell'impedenza $Z(f)$ del radiatore mediante le linee di lunghezza l' e l'' rispettivamente. Conviene ricavarle graficamente sulla carta di figura 4 sotto forma di curve di impedenza relativa $Z'(f)/Z_0$ e $Z''(f)/Z_0$, data la semplicità del procedimento.

Si riporta in primo luogo la curva $A_1 B_1 C_1$ della funzione $Z(f)/Z_0$, di cui si ha già il punto B_1 per la costruzione precedente: il punto A_1 si ottiene da A traslandolo lungo una curva di fase costante in modo che il rapporto fra il modulo letto in A_1 e quello letto in A sia R/Z_0 e lo stesso si fa per gli altri punti.

Dalla $A_1 B_1 C_1$ si ricava per punti la curva $A' B' C'$ della funzione $Z'(f)/Z_0$: si ha A'_1 traslando in senso orario A_1 lungo un cerchio $|\rho| = \text{cost}$ di centro P_1 passante per A_1 in modo da descrivere l'angolo $2\pi f_A l'/c$ (f_A è la frequenza corrispondente ad A_1). In modo analogo si trovano gli altri punti.

Le stesse considerazioni valgono per ricavare la curva $A'' B'' C''$ della funzione $Z''(f)/Z_0$: basta sostituire l' a l'' .

$A'_1 B'_1 C'_1$ interseca l'asse reale in B' , cioè $Z'(f_B) = R'_0$ è una resistenza e vale il modulo letto in B' moltiplicato per Z_0 (in figura, $R'_0 = 2,24 \cdot Z_0$).

⁽³⁾ La costruzione è del tutto analoga a quella di figura 2 perchè fra la carta di Smith di figura 4 ed il piano cartesiano esiste una corrispondenza conforme, cioè una corrispondenza che conserva gli angoli. In particolare alla retta OD del piano cartesiano, che è luogo delle impedenze aventi fase costante ($\text{arctg} X/R = \text{cost}$), e all'arco di cerchio DF che è una curva di modulo costante ($\sqrt{R^2 + X^2} = \text{cost}$), corrispondono sulla carta di Smith due curve coordinate la prima di fase costante, la seconda di modulo costante.

⁽⁴⁾ La traslazione di B in B_1 lungo una curva di fase costante equivale a riportare sulla carta di Smith la quantità $Z(f_B)/Z_0$. È noto (vedi Appendice) che l'impedenza relativa d'ingresso $Z'(f_B)/Z_0$ di una linea di impedenza caratteristica Z_0 chiusa su $Z(f_B)$ e lunga l' , si trova traslando il punto B_1 di un angolo $\alpha' = 2\beta l'$ in senso orario sul cerchio di centro P_1 . Nel caso in esame, essendo conosciuta la quantità Z'/Z_0 (punto B'_1) si ricava $\alpha' = B_1 \widehat{P}_1 B'_1$ e quindi l' .

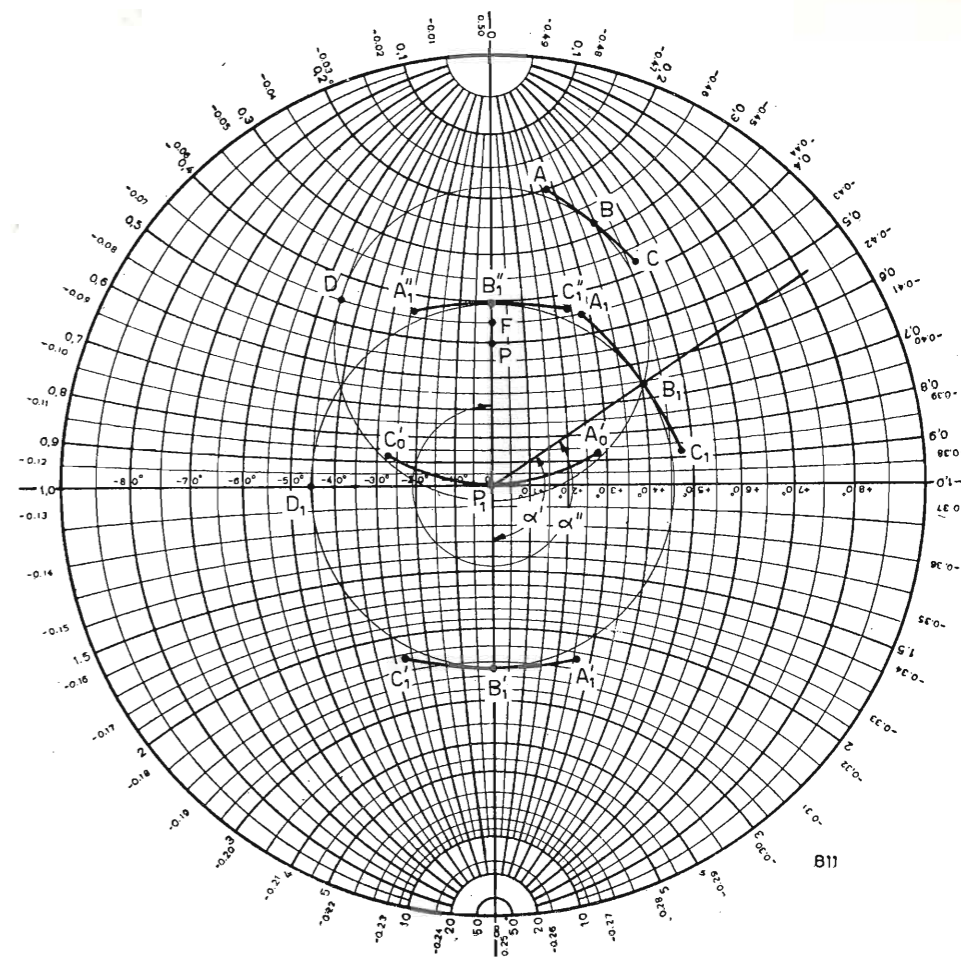


Fig. 4. — Determinazione grafica sulla carta di Smith dell'impedenza caratteristica e della lunghezza della linea di correzione.

$A'' B'' C''$ interseca l'asse reale in B'' , cui corrisponde la resistenza R''_0 (in figura $R''_0 = 0,41 \cdot Z_0$).

Tenendo ora conto del senso con cui le curve $A'_1 B'_1 C'_1$ e $A'' B'' C''$ sono percorse al crescere della frequenza, si può discutere della loro coincidenza, nell'intorno di f_B , rispettivamente con la caratteristica di un circuito risonante parallelo caricato con R'_0 , e con quella di un circuito risonante serie caricato con R''_0 .

Si prenda anzitutto in esame la curva $A'_1 B'_1 C'_1$ della funzione $Z'(f)/Z_0$ e si ricavi la curva $A'_0 P_1 C'_0$ (fig. 4) dell'impedenza relativa $Z'(f)/R'_0$ nello stesso modo in cui ABC è stata trasformata in $A_1 B_1 C_1$.

Si possono conoscere le componenti reale e immaginaria della grandezza $Z'(f)/R'_0$ riportando la $A'_0 P_1 C'_0$ sulla carta di Smith di figura 5 sovrapponendola ad esempio a quella di figura 4 e ricopiando la curva per trasparenza.

In figura 5 è pure tracciata la curva dell'impedenza relativa ad R'_0 di un circuito oscillatorio in parallelo caricato con R'_0 che si considera risonante alla frequenza f_B . Si tratta del cerchio che, con centro sull'asse reale, passa per i punti O e P_1 della carta.

Con H si indica il punto in cui le due curve si ritengono ancora coincidenti alla frequenza $f_H > f_B$. A tale frequenza l'impedenza d'ingresso $Z'(f_H)$ del sistema radiatore-linea di correzione si può scrivere sotto la forma $R' - jX'$ e può essere considerata come la risultante del parallelo della conduttanza

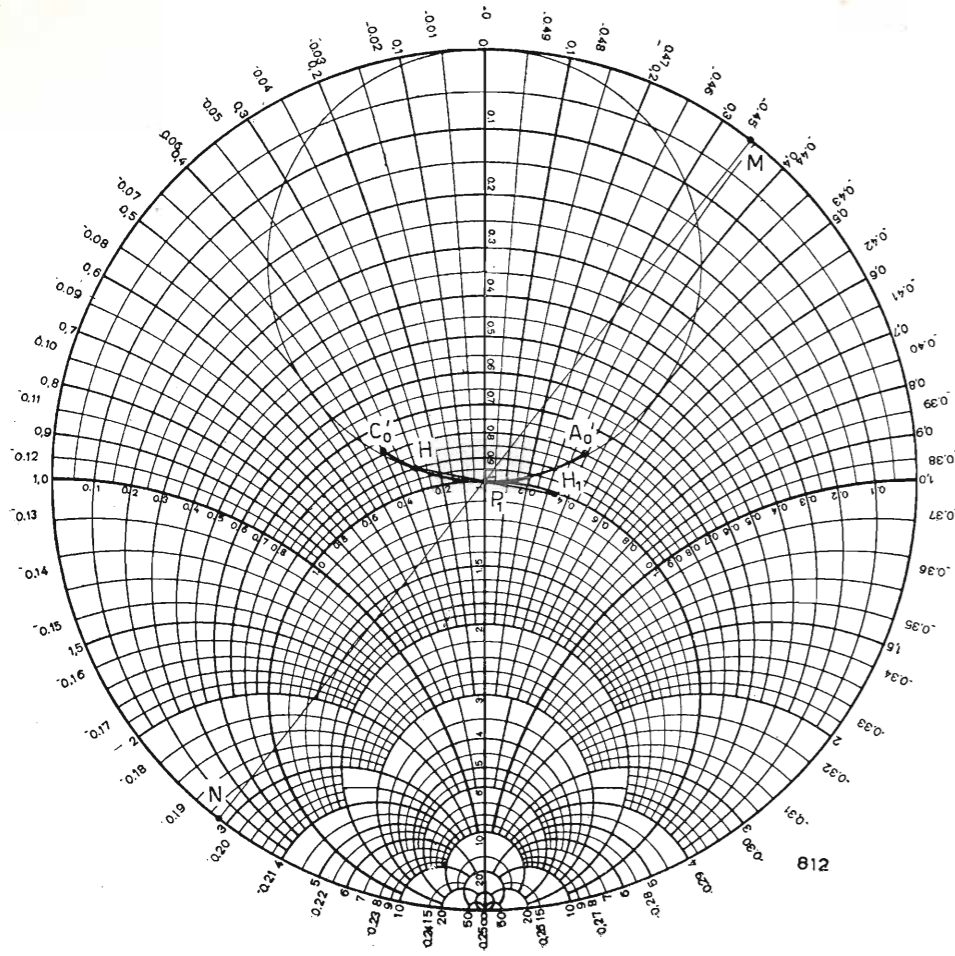


Fig. 5. — Determinazione grafica della reattanza relativa X_p/R_0 alla frequenza f_H di un circuito risonante in parallelo caricato con la resistenza R_0 .

costante $1/R'_0$ e della suscettanza capacitiva j/X_p del circuito oscillatorio, cioè:

$$[2] \quad \frac{1}{1/R'_0 + j/X_p} = R' - jX'$$

L'impedenza $-jX_p$ può essere scritta sotto la forma

$$[3] \quad -jX_p = \frac{1}{j\omega_H L} = -j\sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{1}{f_H/f_B - f_B/f_H} \right)$$

dove $X_0 = \sqrt{L/C}$.

Introducendo la quantità $h = (f_H - f_B)/f_B$ e supponendola molto piccola, la [3] può essere scritta in questa semplice forma:

$$[4] \quad jX_p \cong -\frac{j}{2h} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Le espressioni [3] o [4] permettono di valutare la grandezza $X_0 = \sqrt{L/C}$ che con R'_0 definisce la struttura del circuito risonante equivalente quando siano note X_p , f_B e f_H . Resta inteso che l'equivalenza ha significato solo se la reattanza del sistema radiatore-linea di correzione varia con continuità nel campo di frequenza $f_B \pm hf_B$.

La reattanza X_p si può ricavare dalla [2] o valutare graficamente. Dalla [2] si ha:

$$[5] \quad j\frac{R'_0}{X_p} = j\frac{1}{x_p} = \frac{1}{R'/R'_0 - jX'/R'_0} - 1 = \frac{1}{r - jx} - 1$$

dove

$$x_p = X_p/R'_0, \quad x = X'/R'_0 \quad \text{e} \quad r = R'/R'_0.$$

La quantità X_p si trova con la costruzione indicata in figura 5. Del punto H, cui corrisponde l'impedenza relativa $r - jx$ si trova il simmetrico H_1 rispetto al centro della carta: si ottiene così l'ammettenza $1/(r - jx)$.

La quantità $1/x_p$ è data dall'intersezione della curva di reattanza costante passante per H_1 con il cerchio limite della carta (punto M). Con l'inversione di M rispetto al centro si trova ora il punto N in corrispondenza del quale si legge x_p . Si ottiene così $X_p = x_p \cdot R'_0$ (nel caso in esame $X_p = 2,9 R'_0$).

Ripetendo considerazioni analoghe circa la equivalenza fra la caratteristica

$A_1'' B_1'' C_1''$ di figura 4 e un circuito risonante serie, si trova

$$[6] \quad jX_s = j\sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{f_H}{f_B} - \frac{f_B}{f_H} \right) \cong j \cdot 2h \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

dove X_s è la reattanza del sistema radiatore-linea alla frequenza $f_H = (1 + h)f_B$.

In ciò che segue, trattando dei circuiti di compensazione non si farà riferimento a particolari antenne, ma a circuiti risonanti caricati con una resistenza R_0 di cui si assegna il valore di $X_0 = \sqrt{L/C}$.

3. Adattamento su una larga banda di frequenze senza trasformazione d'impedenza.

Nel caso in cui il sistema radiatore-linea di correzione, ovvero l'equivalente circuito serie o parallelo debba essere alimentato da una linea di impedenza caratteristica uguale alla resistenza R_0 che tale sistema presenta alla frequenza f_0 di risonanza, il più immediato provvedimento per ottenere un adattamento su una larga banda di frequenze è quello di comporre, con gli elementi reattivi del circuito di utilizzazione, dei filtri di banda di tipo livellante, i quali abbiano impedenza immagine R_0 per la frequenza f_0 che è anche la media geometrica delle due frequenze di frontiera f_1 e f_2 del filtro. Questi filtri, la cui azione compensatrice si manifesta in quell'intorno della fre-

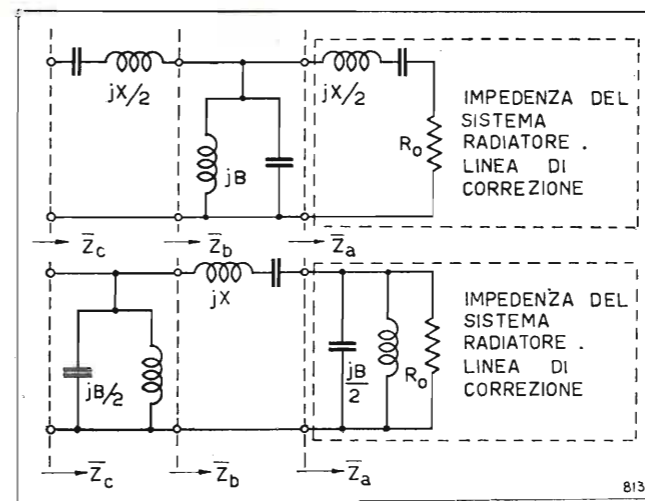


Fig. 6. — Filtri di banda compensanti.

quenza f_0 in cui l'impedenza immagine si mantiene pressoché costante, possono avere la struttura indicata in figura 6a e b e debbono soddisfare alla condizione di livellamento:

$$[7] \quad X/R_0 = B R_0$$

ed a quella di frontiera:

$$[8] \quad XB = 4$$

alle frequenze f_1 ed f_2 .

Il primo o il secondo membro della [7] sono noti dalla struttura del circuito da compensare: trattandosi infatti di un circuito risonante serie (fig. 6a) è noto X/R_0 , mentre si conosce $B R_0$ se il circuito è risonante parallelo (fig. 6b). È quindi immediato calcolare con la [7] il parametro ignoto del filtro (5).

Sostituendo nella [8] i valori di B e X del filtro che si intende usare si trovano le frequenze di frontiera f_1 ed f_2 con cui si può valutare l'efficacia della sua azione compensatrice: si comprende infatti che quanto più f_1 ed f_2 differiscono tra loro, tanto più grande è la banda di frequenze nell'intorno di f_0 in cui l'impedenza d'ingresso dei circuiti di figura 6 si può ritenere uguale a R_0 .

Volendo studiare in dettaglio l'azione compensatrice di questi filtri si farà riferimento alla struttura di figura 6a e si riporteranno sulla porzione di carta di Smith di figura 7 le curve delle impedenze relative:

$$z_a = \frac{Z_a(f)}{R_0}, \quad z_b = \frac{Z_b(f)}{R_0} \quad \text{e} \quad z_c = \frac{Z_c(f)}{R_0}$$

L'equazione [7] applicata ai parametri di figura 6a, indica che il circuito deve essere dimensionato come in figura 7b, dove tutte le grandezze sono riferite a R_0 .

(5) I parametri delle figure 6a e 6b sono noti conoscendo f_0 e la quantità $\sqrt{L/C}$. Indicando quest'ultima con X_{0s} per un circuito risonante serie, e con X_{0p} per un circuito risonante parallelo, si ottiene dalla [7]:

$$\frac{X_{0s}}{R_0} \cdot \frac{X_{0p}}{R_0} = \frac{1}{2}$$

nel caso di figura 6a, oppure:

$$\frac{X_{0s}}{R_0} \cdot \frac{X_{0p}}{R_0} = 2$$

nel caso di figura 6b.

In figura 7a è riportata la curva I della impedenza $z_a = 1 + jx_s$ di un circuito risonante serie avente $X_0/R_0 = 5$. I valori di x_s sono ricavati dall'equazione [6]. I numeri riportati sulle curve danno gli scarti percentuali di frequenza rispetto alla frequenza di risonanza f_0 .

L'impedenza z_b , risultante dal parallelo della suscettanza $jB = 2jx_s$ con il circuito da compensare, si ricava trasformando la curva I dell'impedenza z_a nella curva II di ammettenza mediante l'inversione rispetto al centro della carta (vedi Appendice) e aggiungendo ad ogni punto della curva il corrispondente valore di jB : si ottiene così il luogo III che rappresenta l'ammettenza $1/z_b$. Per inversione si ricava allora la curva IV che è il luogo di z_b . Aggiungendo a z_b per ogni frequenza il valore corrispondente di jx_s si ottiene infine il luogo dell'impedenza z_c (curva V).

Questa costruzione mostra che si ottiene un perfetto adattamento di impedenza per una banda di frequenze uguale a $f_0 \pm 2\%$ circa (curva II di fig. 9).

Normalmente, come si è già detto, non si esige un adattamento perfetto, ma si assegna in simili problemi un rapporto di onde stazionarie σ che non deve essere superato. Se ad esempio, in questo caso, σ non deve superare il valore di 1,1 si nota che, mentre

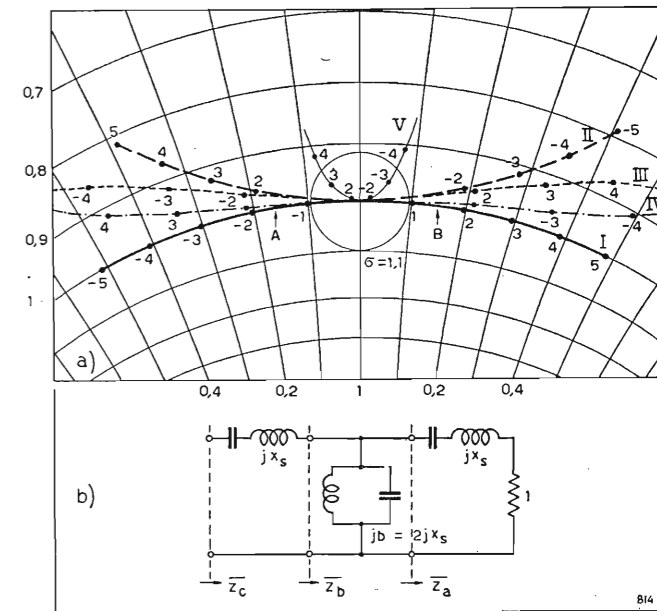


Fig. 7. — Azione compensatrice di un filtro di banda.

I) curva dell'impedenza relativa $Z_a/R_0 = z_a$ del circuito risonante avente $X_0/R_0 = 5$; II) curva dell'ammettenza relativa $y_a = 1/z_a$; III) curva dell'ammettenza $y_b = 1/z_b$ ottenuta dalla precedente aggiungendo la suscettanza $jB = 2jx_s$; IV) curva dell'impedenza z_b ; V) curva dell'impedenza z_c ottenuta dalla precedente aggiungendo la reattanza jx_s .

il radiatore non compensato aveva una banda utile uguale a $f_0 \pm 1\%$ (curva I fig. 9), ora con la compensazione, si ottiene una banda utile uguale a $f_0 \pm 4\%$ circa (curva II fig. 9).

La costruzione di figura 6 conduce ad un'altra importante considerazione. Si osserva che, per effetto della suscettanza jB , la curva I dell'impedenza z_a del circuito serie da compensare è stata trasformata in un'altra curva IV di impedenza z_b la quale, per quanto concerne il tratto AB, si può considerare come ottenuta mediante un ribaltamento intorno all'asse reale della stessa curva z_a . Cioè, mentre al crescere della frequenza la componente reattiva dell'impedenza z_a assume valori positivi, quella del-

l'impedenza z_b assume nel tratto A B valori all'incirca uguali ma negativi, rimanendo costante la componente reale di entrambe.

Si spiega ora facilmente l'azione compensatrice che si ottiene quando si aggiunge in serie all'impedenza z_b , la stessa reattanza che il circuito da compensare presenta alle diverse frequenze.

Si comprende inoltre come la larghezza di banda sia legata all'ampiezza del tratto AB in cui le caratteristiche di frequenza delle impedenze z_a e z_b si pos-

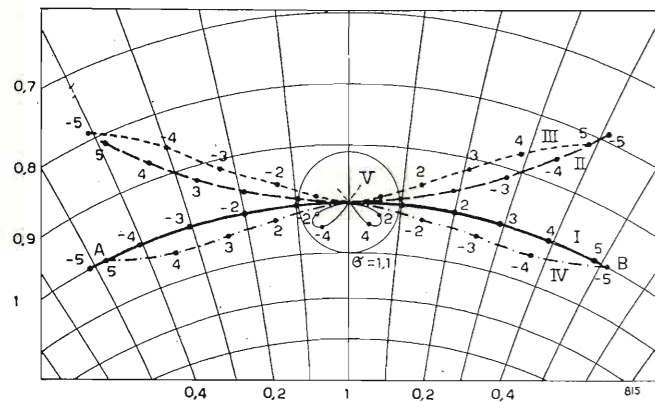


Fig. 8. — L'azione compensatrice del filtro di figura 7, con $jb = 1,6jx_s$. I) curva dell'impedenza relativa $z_a = Z_a/R_0$ del circuito risonante serie avente $X_0/R_0 = 5$; II) curva dell'ammettenza $y_a = 1/z_a$; III) curva dell'ammettenza y_b ; IV) curva dell'impedenza z_b ; V) curva dell'impedenza z_c .

sono ritenere (tenuto anche conto dell'errore ammissibile per un dato σ) ottenute l'una dall'altra per ribaltamento intorno all'asse reale. Se il valore della suscettanza jb è maggiore di quello calcolato, l'ampiezza del tratto AB diminuisce; se jb è invece minore, la curva z_b che prima giaceva tutta esterna al cerchio z_a , passa per un certo tratto all'interno di questo cerchio, cioè per così dire le due curve si intrecciano, come si vede in figura 8, dove la curva di impedenza è stata tracciata prendendo $jb = 1,6jx_s$. Aggiungendo in serie a z_b la reattanza jx_s si ottiene in questo caso una particolare curva dell'impedenza z_c , la quale passa tre volte per il punto 1.

In figura 9 è riportato, in funzione dello scarto relativo di frequenza, il rapporto di onde stazionarie di una linea con impedenza caratteristica uguale ad R_0 chiusa sull'impedenza Z_c di figura 8. Si noti che σ è inferiore a 1,1 per una banda di frequenze di $f_0 \pm 7\%$ circa (curva III).

Si è voluto dimostrare con questo esempio che, assegnato un certo σ massimo, è possibile, con l'op-

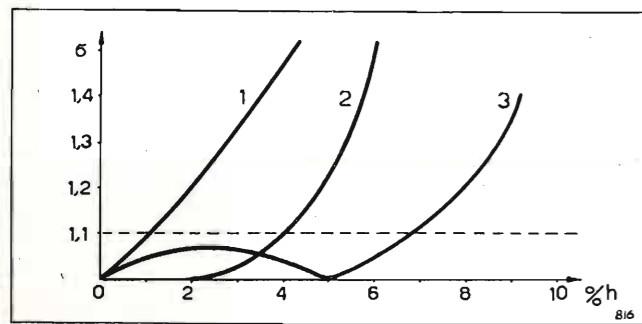


Fig. 9. — Rapporto di onde stazionarie in funzione dello scarto relativo di frequenza per una linea di impedenza caratteristica R_0 chiusa. 1) sull'impedenza Z_a di figura 7; 2) sull'impedenza Z_c di figura 7 ($b = 2x$); 3) sull'impedenza Z_c di figura 8 ($b = 1,6x$).

portuna scelta della suscettanza jb , aumentare notevolmente la banda passante. Analoghe considerazioni possono essere fatte sul filtro di figura 6b per quanto riguarda il valore da attribuire alla reattanza del ramo serie.

Concludendo, il progetto dei circuiti di compensazione a costanti concentrate, avviene nel modo seguente:

1) Si trasforma la caratteristica di frequenza del radiatore in un'altra normale all'asse reale della carta delle impedenze: in tal modo il circuito da compensare si può ritenere, in un certo campo di frequenze, con buona approssimazione equivalente ad un circuito risonante serie o parallelo caricato con una resistenza costante R_0 .

2) Si compongono i filtri di figura 6 del tipo a) o b) a seconda del caso, tenendo conto che deve essere:

$$[9a] \quad B R_0 = k (X/R_0),$$

nel caso a), e

$$[9b] \quad X/R_0 = k (B R_0),$$

nel caso b), essendo k un numero minore od uguale a 1.

Per frequenze elevate si può prendere in esame la convenienza di comporre i filtri con elementi di linee coassiali o bifilari. Ne risultano allora le strutture di figura 10, la cui equivalenza con i circuiti a costanti concentrate si fonda sul fatto che una linea lunga $\lambda/4$ chiusa in corto-circuito ad un estremo equi-

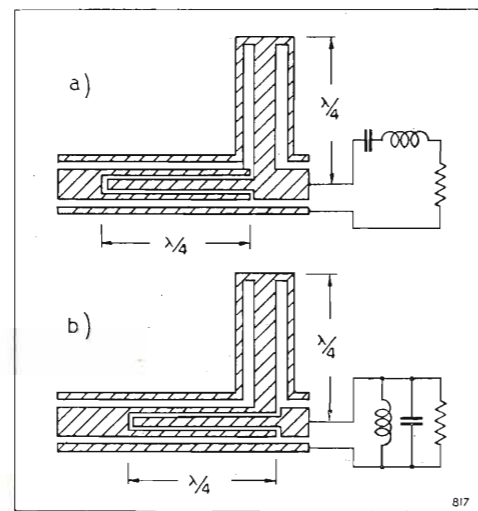


Fig. 10. — Circuiti equivalenti ai corrispondenti di figura 6 costruiti con linee coassiali.

vale ad un circuito risonante parallelo, una linea lunga $\lambda/4$ aperta ad un estremo equivale ad un circuito risonante serie.

Nel progetto dei filtri a costanti distribuite occorre calcolare l'impedenza caratteristica di questi tratti di linea. A questo scopo si possono stabilire delle semplici relazioni approssimate fra impedenza caratteristica dell'elemento di linea ed i parametri del corrispondente circuito a costanti concentrate.

La reattanza d'ingresso di una linea senza perdite cortocircuitata ad un estremo è:

$$[10] \quad j X_1 = j Z_0 \operatorname{tg} \beta l.$$

Alla frequenza f_0 per la quale la linea è lunga esattamente un quarto d'onda questa reattanza è

infinita, mentre per una frequenza maggiore di questa, di una quantità hf_0 molto piccola, la reattanza assume il valore:

$$[11] \quad j X_1 = -j Z_0 \operatorname{cotg} \frac{\pi}{2} h \cong -2j \frac{Z_0}{\pi h}.$$

La reattanza di un circuito risonante parallelo, per lo stesso incremento di frequenza rispetto a quella di risonanza, vale:

$$j X_p \cong -j X_0 \frac{1}{2 h}.$$

Pertanto l'equivalenza fra una linea lunga $\lambda/4$ e cortocircuitata ad un estremo, di impedenza caratteristica Z_0 e un circuito risonante parallelo è fissata, nell'intorno della frequenza di risonanza, dalla relazione approssimata:

$$[12] \quad Z_0 \cong \frac{\pi}{4} X_0 = \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

La reattanza di ingresso di una linea senza perdite aperta all'altro estremo è:

$$[13] \quad j X_1 = -j Z_0 \operatorname{cotg} \beta l.$$

Per una frequenza maggiore di quella f_0 di risonanza, di una quantità hf_0 molto piccola, si ha:

$$[14] \quad j X_1 = j Z_0 \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} h \cong j Z_0 \cdot \frac{\pi}{2} h;$$

mentre la reattanza di un circuito risonante serie, per lo stesso incremento di frequenza rispetto a quella di risonanza, vale:

$$j X_s \cong j X_0 \cdot 2 h.$$

Pertanto l'equivalenza fra una linea lunga $\lambda/4$ aperta ad un estremo ed un circuito risonante serie

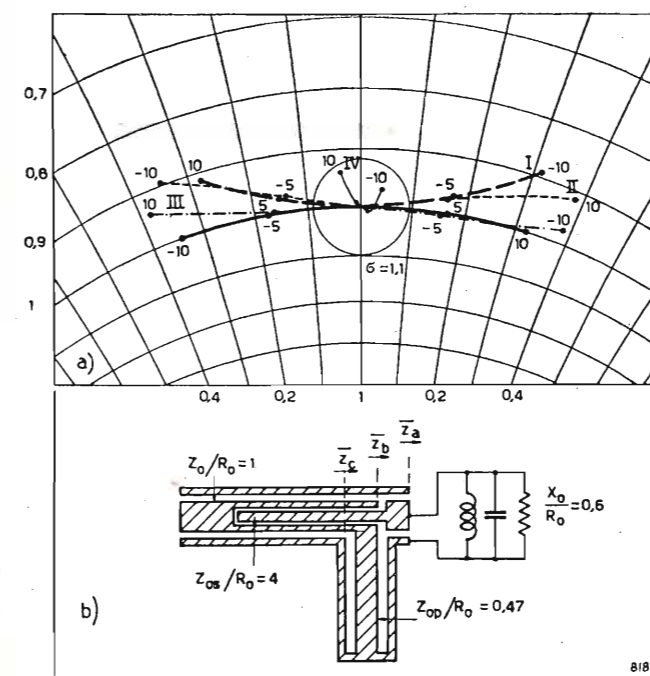


Fig. 11. — L'azione compensatrice del circuito di figura 10b.

I) curva dell'impedenza relativa di un circuito risonante parallelo avente $X_0/R_0 = 0,6$; II) curva dell'impedenza z_b ottenuta dalla precedente sommando la reattanza del risonatore in quarto d'onda avente $Z_{0p}/R_0 = 4$; III) curva dell'ammettenza $y_b = 1/z_b$; IV) curva dell'ammettenza $y_c = 1/z_c$ ottenuta dalla precedente sommando la suscettanza del risonatore in quarto d'onda avente $Z_{0p}/R_0 = 0,47$.

in prossimità della frequenza di risonanza è fissata dalla relazione:

$$[15] \quad Z_0 \cong X_0 \cdot \frac{4}{\pi} = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{4}{\pi}.$$

Tenendo conto di queste equivalenze elettriche è così possibile calcolare le singole parti dei circuiti di figura 10a e b.

In figura 11 è schematizzata l'azione trasformatrice del circuito di figura 10b: il circuito utilizzatore è un circuito risonante parallelo con $X_0/R_0 = 0,6$. Tenendo conto delle relazioni [9b] e [15] è facile dedurre che l'impedenza caratteristica della linea $\lambda/4$ aperta deve essere:

$$z_{0s} = 2 k \frac{4}{\pi} \cdot \frac{R_0}{X_0} = 2 k \frac{1}{0,6} \cdot \frac{4}{\pi}.$$

Scegliendo $k = 0,945$ si ha $z_{0s} = 4$.

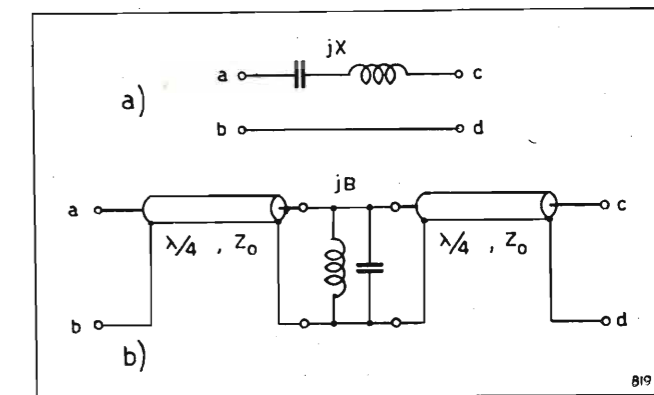


Fig. 12. — Equivalenza fra il quadripolo a) e il circuito a linee b).

Dall'equazione [12] si ricava che la linea $\lambda/4$ chiusa in c.c. deve avere la seguente impedenza caratteristica relativa:

$$z_{0p} = \frac{\pi}{4} \frac{X_0}{R_0} = 0,786 \cdot 0,6 = 0,47.$$

Se $R_0 = 40$ ohm si ottiene: $Z_{0s} = 160$ ohm e $Z_{0p} = 18,7$ ohm.

Questo esempio mette in evidenza come sussistano spesso limitazioni all'attuazione pratica del progetto, limitazioni dovute all'impossibilità di realizzare linee coassiali o bifilari di impedenza caratteristica troppo elevata o troppo bassa.

Così se nel caso precedente la resistenza R_0 fosse ad esempio 80 ohm, sarebbe poco pratico costruire la linea coassiale $\lambda/4$ aperta con impedenza caratteristica di 320 ohm.

In tal caso conviene sostituire questa linea con un circuito equivalente.

Si può sfruttare allo scopo l'equivalenza fra i quadripoli di figura 12a e 12b. Tale equivalenza sussiste se la frequenza f_0 alla quale la reattanza X di figura 12a si annulla, è la stessa per la quale le due linee di figura 12b sono lunghe $\lambda/4$ e se vale la relazione $X/B = Z_0^2$. Infatti per f_0 le impedenze d'ingresso dei due quadripoli sono uguali sia cortocircuitandone le uscite, sia lasciandole aperte. Sostituendo nel circuito di figura 6b il quadripolo di figura 12a, si ottiene il circuito di figura 13, il quale è compensante se l'impedenza caratteristica Z_0 delle linee è uguale a R_0 .

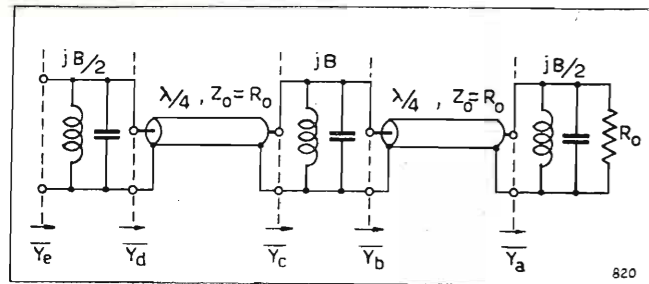


Fig. 13. — Circuito di compensazione con linee in quarto d'onda ottenuto applicando l'equivalenza di figura 12.

L'azione compensatrice su un circuito risonante parallelo con $X_0/R_0 = 0,6$ (cioè uguale a quello di figura 11) è dimostrata in figura 14 dove sono riportate le curve

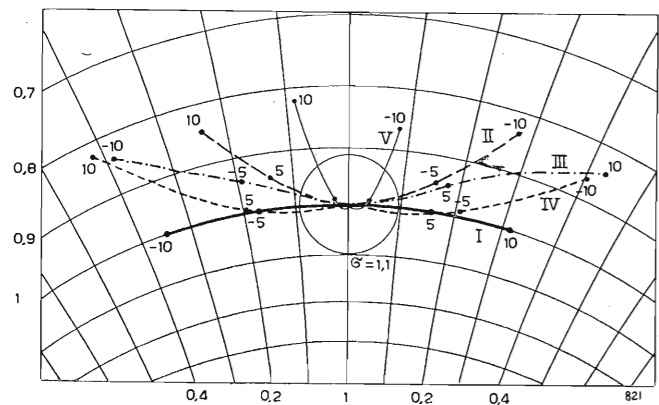


Fig. 14. — Azione compensatrice del circuito di figura 13.

I) curva dell'ammettenza relativa $Y_a R_0$ di un circuito risonante parallelo con $X_0/R_0 = 0,6$; II) curva dell'ammettenza relativa $Y_b R_0$; III) curva dell'ammettenza relativa $Y_c R_0$; IV) curva dell'ammettenza relativa $Y_d R_0$; V) curva dell'ammettenza relativa $Y_e R_0$.

delle ammettenze relative y_a, y_b, y_c, y_d e y_e di figura 13.

Anche in questo caso si può osservare che con una opportuna variazione del valore della suscettanza jB posta fra le due linee in quarto d'onda si può fare in modo che la curva dell'ammettenza y_d si intrecci con il cerchio $r = \text{cost} = 1$ in modo da ottenere la massima larghezza di banda per un dato valore di σ .

Volendo riprodurre le suscettanze parallelo con circuiti a costanti distribuite si potrà adottare la soluzione di figura 15, dove si fa ancora riferimento al circuito da compensare di figura 11.

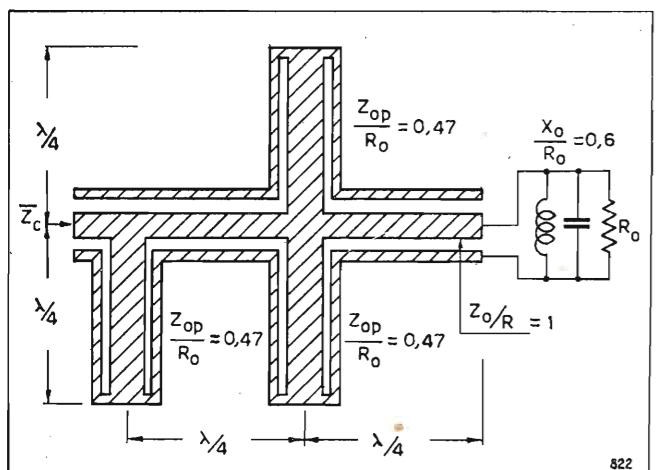


Fig. 15. — Altro circuito di compensazione ottenuto applicando ancora l'equivalenza di figura 12.

Per concludere questo argomento si tratterà ora di un altro importante sistema di compensazione basato sull'azione di uno o più tratti di linea lunghi $\lambda/2$ di impedenza caratteristica opportuna.

Si consideri una linea lunga $\lambda/2$ chiusa sulla impedenza Z_p (fig. 16a): l'impedenza d'ingresso Z_i è in queste condizioni eguale a Z_p . Variando la frequenza di lavoro varia contemporaneamente Z_p e il valore della lunghezza elettrica della linea. Si può notare come, sotto certe condizioni, questa linea eserciti una azione compensatrice sulla variazione di Z_p .

Se la frequenza f_0 cresce di una quantità hf_0 abbastanza piccola, l'impedenza d'ingresso della linea vale approssimativamente

$$[17] \quad Z_i = Z_0 \frac{Z_p/Z_0 + j\pi h}{j\pi h Z_p/Z_0 + 1}$$

Trascurando i fattori che contengono h^2 si ricava:

$$[18] \quad Z_i = Z_p + jZ_0(1 - Z_p^2/Z_0^2)\pi h$$

Se la reattanza X di figura 16a è molto grande rispetto ad R_0 e se è $R_0 < Z_0$, Z_i può essere considerata come la serie di Z_p con un circuito risonante serie avente (fig. 16b):

$$[19] \quad X_0 = Z_0(1 - R_0^2/Z_0^2) \frac{\pi}{2}$$

Se si calcola l'ammettenza $Y_i = 1/Z_i$ del circuito di figura 16c e si eseguono le opportune semplificazioni dovute al fatto che i fattori in h^2 si trascurano, si ricava

$$[20] \quad Y_i = \frac{1}{Z_i} = \frac{1}{Z_s} - j\pi h \frac{1 - Z_0^2/Z_s^2}{Z_0}$$

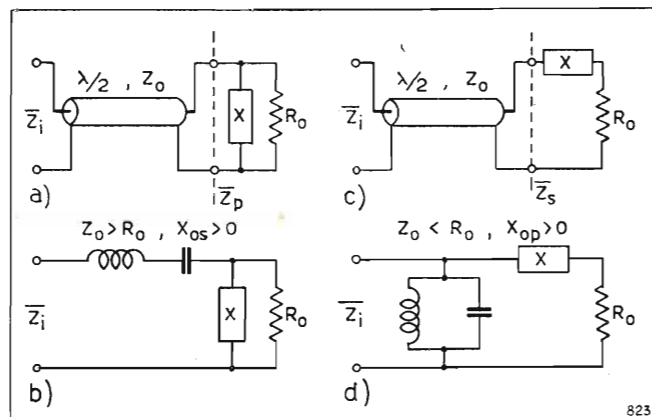


Fig. 16. — Trasformazione d'impedenza ottenuta con una linea in mezz'onda.

Si deduce allora che se la reattanza X di figura 16c è sufficientemente piccola e se $R_0 > Z_0$ l'impedenza d'ingresso Z_i della linea si può rappresentare con l'impedenza Z_s in parallelo ad un circuito risonante di tensione avente (fig. 16d):

$$[21] \quad X_{op} = Z_0 \frac{2}{\pi} \frac{1}{1 - Z_0^2/R_0^2}$$

Si supponga ora di dover compensare il circuito risonante parallelo di figura 17a: l'inserzione di una linea lunga $\lambda/2$ con impedenza caratteristica Z_0 maggiore di R_0 equivale all'aggiunta del circuito 1 di figura 17b; l'inserzione di una seconda linea lunga $\lambda/2$

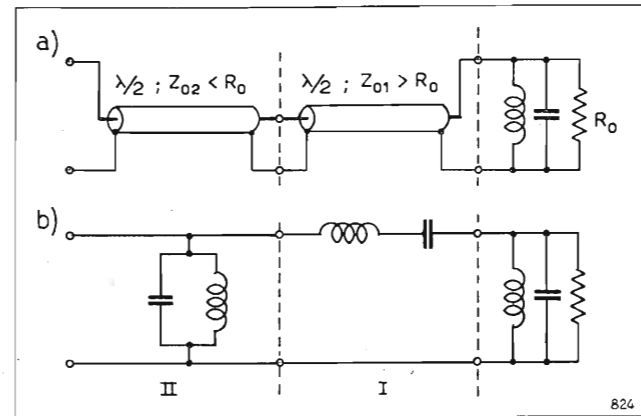


Fig. 17. — Trasformazione di impedenza ottenuta con due linee in mezz'onda.

con Z_0 minore di R_0 equivale all'aggiunta del circuito 2 di figura 17b: si compone così un filtro passa banda avente proprietà compensanti.

Queste considerazioni che si basano su sviluppi analitici approssimati trovano conferma nel procedimento grafico che conduce anche alla determinazione delle impedenze caratteristiche delle linee in questione. Allo scopo si usa la carta di Smith (possibilmente con rappresentazione delle impedenze in modulo e fase), con il vantaggio di avere una visione completa delle trasformazioni che vi intervengono.

Si consideri ad esempio (fig. 18) un circuito risonante parallelo alla frequenza f_0 , caricato con una resistenza R_0 ed avente un certo valore del numero X_0/R_0 , e si voglia calcolare l'impedenza caratteristica

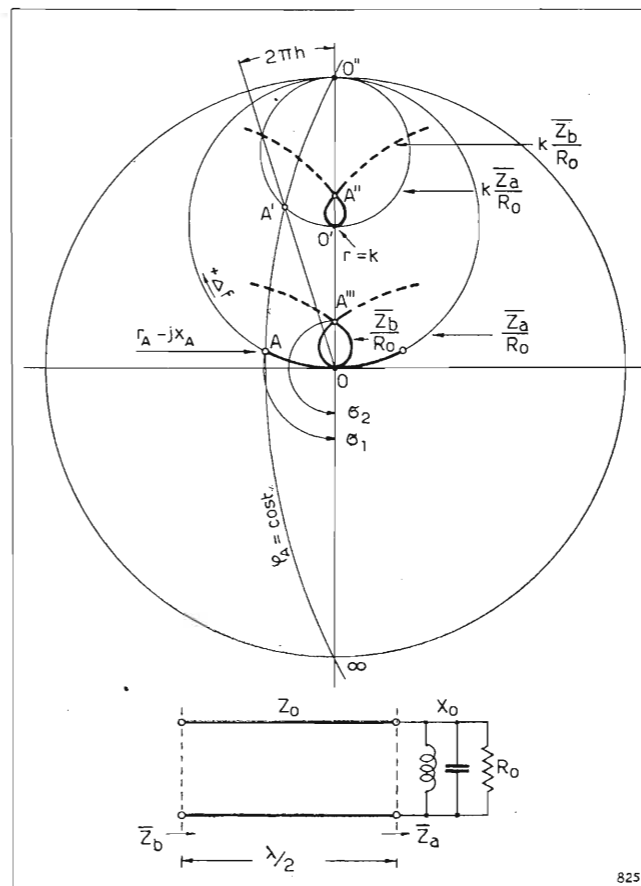


Fig. 18. — L'azione compensatrice di una linea lunga $\lambda/2$ su di un circuito risonante parallelo caricato con la resistenza R_0 .

di una linea lunga $\lambda/2$ tale da compensare la reattanza dell'impedenza relativa $\frac{R_A}{R_0} - j \frac{X_A}{R_0} = r_A - jx_A$ che il circuito presenta alla frequenza $f_0 + hf_0$.

Si consideri allora la curva $\varphi_A = \arctg \frac{x_A}{r_A} = \text{cost}$

passante per A (ved. Appendice) ed una retta passante per l'origine della carta, ruotata di $2\pi h$ in senso antiorario rispetto all'asse reale. Per il punto A' di intersezione fra la curva $\varphi_A = \text{cost}$ e la retta, passa il cerchio O'A'O' il quale interseca l'asse reale nel punto O' cui corrisponde la resistenza relativa $r = k$.

L'impedenza caratteristica della linea è allora $Z_0 = R_0/k$.

Nel caso di un circuito risonante serie, desiderando compensare la reattanza dell'impedenza $1 + jx_A$ che esso presenta alla frequenza $f_0 + hf_0$, occorre trovare l'intersezione A' tra la curva $\varphi_A = \arctg x_A = \text{cost}$ e la retta passante per l'origine della carta ruotata in senso orario di $2\pi h$ e procedere poi come per il circuito risonante parallelo. C'è da tener conto che nei due casi k risulterà rispettivamente minore di uno e maggiore di uno.

Per rendersi ragione della costruzione descritta si proceda alla trasformazione dell'arco di cerchio AO per mezzo della linea di impedenza caratteristica $Z_0 = R_0/k$ con le note regole sull'uso della carta di Smith (ved. Appendice). La curva d'impedenza del circuito risonante parallelo riferita all'impedenza caratteristica R_0/k è il cerchio O'A'O': in particolare il punto A si trasla in A'.

A causa dell'azione trasformatrice della linea $\lambda/2$ il punto O' descrive un cerchio completo con centro in O, mentre il punto A' descrive un arco di cerchio di $2\pi(1+h)$ radianti trasladandosi in A''. Si ottiene in tal modo la compensazione di reattanza del punto A'.

Ripetendo la costruzione per ogni punto del cerchio OA O'' si trova una curva con cappio e si può così notare che, anche con una sola linea lunga $\lambda/2$, si può ottenere una buona compensazione di frequenza nell'intorno del punto O.

Desiderando ottenere un miglior risultato conviene prendere in considerazione l'aggiunta di una seconda linea lunga $\lambda/2$. A questo proposito è bene richiamare una considerazione che si era fatta parlando dei circuiti di compensazione a costanti concentrate. Si era messo allora in evidenza che per ottenere una buona compensazione di impedenza (ved. fig. 8) era necessario dimensionare il primo elemento del circuito di compensazione in modo che la curva di impedenza dell'utilizzatore venisse trasformata in una curva z_b , che, per la banda delle frequenze utili, si doveva scostare il meno possibile dal cerchio luogo di z_a ed in particolare, fissato il massimo rapporto di onde stazionarie, si otteneva la massima banda passante facendo in modo che le due citate curve si incrociassero per due frequenze della banda opportunamente scelte. Se si vuole applicare questo concetto al sistema di compensazione con due linee in mezz'onda occorre innanzi tutto ridurre il più possibile l'ampiezza del cappio della curva ottenuta per mezzo della prima linea, allo scopo di ottenere un avvicinamento di A'' od O'. La riduzione del cappio si ottiene eseguendo la compensazione di reattanza per due frequenze molto prossime ad f_0 .

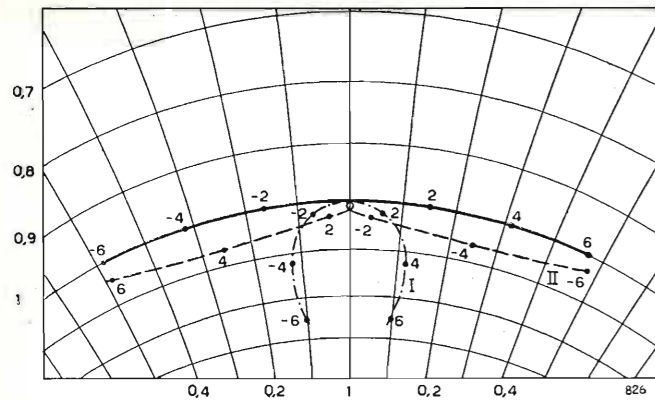


Fig. 19. — Azione compensatrice di una linea lunga $\lambda/2$ sulla caratteristica di un circuito risonante serie con $X_0/R_0 = 4$.
I) curva ottenuta con una linea avente $Z_0 = 0,5 R_0$; II) curva ottenuta con una linea avente $Z_0 = 0,25 R_0$.

In figura 19 sono rappresentate due curve di impedenze quali si trovano all'uscita di due linee lunghe $\lambda/2$ chiuse sullo stesso circuito serie con $X_0/R_0 = 4$.

Nel primo caso l'impedenza caratteristica della linea è $Z_0 = 0,5 R_0$ e la compensazione della reattanza è fatta per le frequenze $1,08 f_0$ e $0,92 f_0$ circa. Nel secondo caso l'impedenza caratteristica è $Z_0 = 0,32 R_0$ e la compensazione della resistenza avviene per le frequenze $1,01 f_0$ e $0,99 f_0$: il cappio

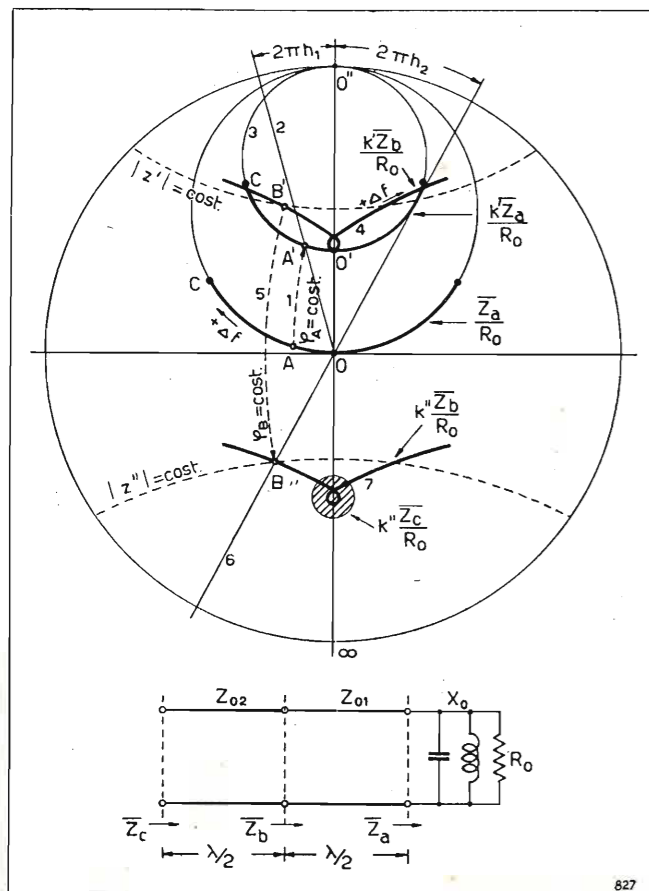


Fig. 20. — L'azione compensatrice di due linee lunghe $\lambda/2$ su un circuito risonante parallelo caricato con la resistenza R_0 .

è ora abbastanza piccolo per sperare in un buon adattamento su una più larga banda usando una seconda linea lunga $\lambda/2$ di impedenza caratteristica tale da operare una ulteriore compensazione di reattanza per due frequenze appartenenti all'estremo della banda utile. In figura 20 viene riportata la costruzione con la quale si determinano graficamente le impedenze caratteristiche delle due linee per il caso di un circuito risonante parallelo.

Con la prima linea si intende compensare la reattanza del punto A cui compete la frequenza $f_0 + h_1 f_0$. Il punto A viene scelto opportunamente in relazione al rapporto di onde stazionarie e alla larghezza di banda desiderata. Si considera la curva $\varphi_A = \text{cost}$ passante per A (curva I) e si trova la sua intersezione A' con la retta (2) che forma con l'asse reale l'angolo $2\pi h_1$. Per A' passa il cerchio O'' A O' avente centro sull'asse reale. Al punto O' corrisponde la resistenza $r = k'$ e l'impedenza della prima linea è $Z_{01} = R_0/k'$. Per effetto della trasformazione operata da questa linea si trova la curva luogo 4 con cappio in O' che rappresenta l'impedenza $z'_b = k' \cdot Z_b/R_0$.

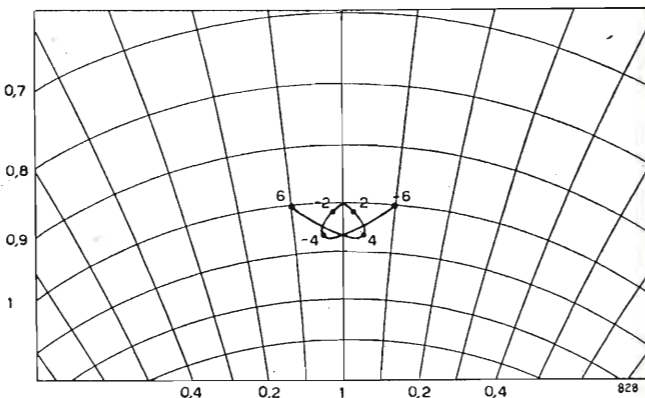


Fig. 21. — Trasformazione della curva II di figura 19 con una linea avente $Z_0 = 2,5 R_0$.

Scelto su questa curva un punto B' appartenente all'estremo della banda (frequenza $f_0 - h_2 f_0$) si considera l'intersezione della $\varphi_B = \text{cost}$ con la retta 6, ottenuta ruotando l'asse reale dell'angolo $2\pi h_2$ (punto B'') in senso orario.

Per i punti B' e B'' passano le curve $|z'| = \text{cost}$ e $|z''| = \text{cost}$ rispettivamente e l'impedenza caratteristica della seconda linea di compensazione è:

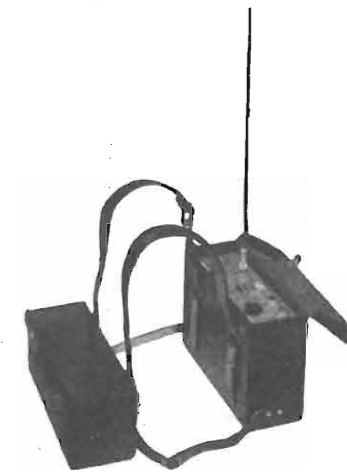
$$[22] \quad Z_{02} = \frac{R_0 |z''|}{k' |z'|} = \frac{R_0}{k''}$$

Riferendo Z_b all'impedenza Z_{02} (curva VII) ed eseguendo per punti la trasformazione operata da questa linea si trova il luogo dell'impedenza relativa $k'' Z_c/R_0$ all'ingresso del sistema. Questa curva luogo è contenuta nel cerchio tratteggiato il cui raggio dipende dalla scelta dei punti A e B'.

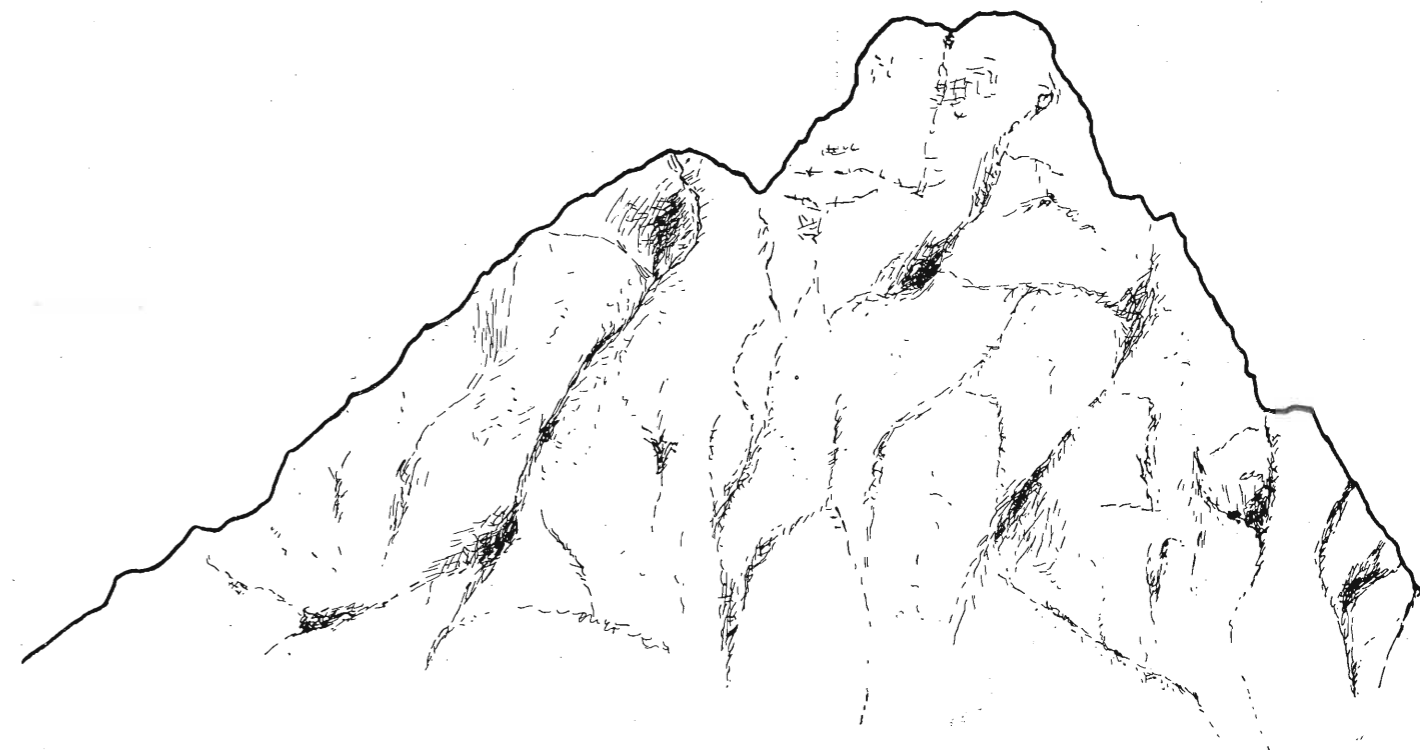
A titolo di esempio si riporta in figura 21 la curva di impedenze che si ottiene trasformando la curva II di figura 19 con una linea lunga $\lambda/2$ avente $Z_0 = 2,5 R_0$.

(continua)

I ricetrasmittitori ELIT a modulazione di frequenza sul Cervino per la RAI - Radiotelevisione Italiana



RICETRASMETTITORE MF 21



RICEVITORE RMF 31



TRASMETTITORE TMF 41

“..... un complesso super-leggero a modulazione di frequenza certo all'avanguardia nel campo dei collegamenti mobili a onde metriche. SBALORDITIVI I RISULTATI”.

(Dal « Radiocorriere » n. 33; 15-21 agosto 1954)

PER INFORMAZIONI TECNICHE E PREVENTIVI:

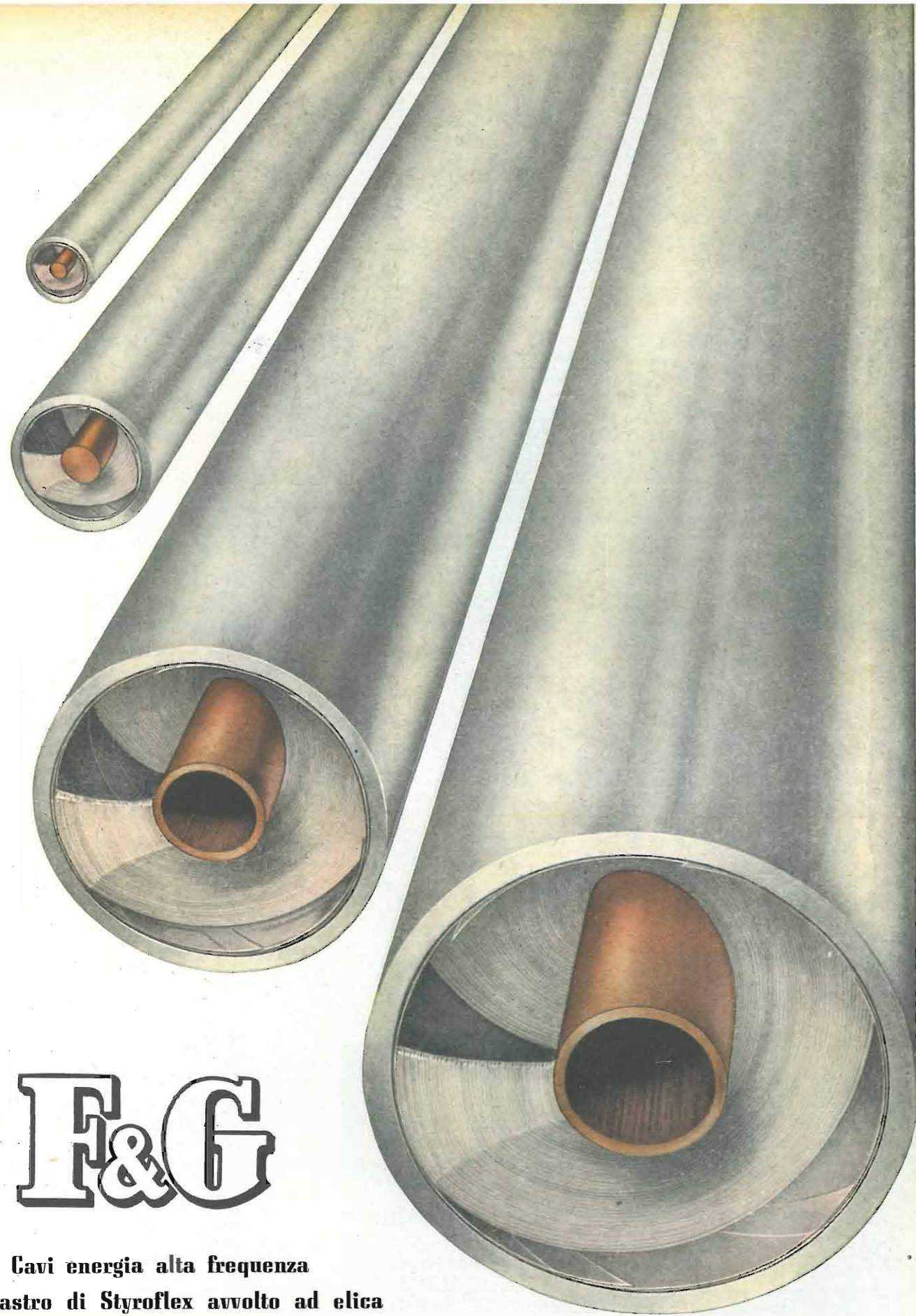
ELETRONICA ITALIANA

VIA SALVIONI, 14 - MILANO - TELEF. 91.888

È uscito il XXXVI “quaderno della Radio” dedicato a **LE VITAMINE L. 300**

Storia, problemi e applicazioni della vitaminologia nella divulgazione di scienziati italiani e stranieri.

In vendita nelle principali librerie. Per richieste dirette rivolgersi alla EDIZIONI RADIO ITALIANA - Via Arsenale, 21 - Torino



F&G

**Cavi energia alta frequenza
con nastro di Styroflex avvolto ad elica**

**Felten & Guilleaume Carlswerk AG
Köln - Mülheim**



**Rappresentante Generale
Ing. OSCAR ROJE
MILANO - Via T. Tasso 7
Tel. 42.241**

CONGRESSO SUI PROCEDIMENTI DI REGISTRAZIONE SONORA E LORO ESTENSIONE ALLA REGISTRAZIONE DELL'INFORMAZIONE

Facendo seguito a quanto pubblicato a pagina 137 del numero precedente diamo i riassunti delle comunicazioni più significative che abbiamo potuto ascoltare, dato che i lavori del Congresso procedevano contemporaneamente per le cinque Sezioni separate.

SEZIONE I - Generalità, storia, problemi comuni, misure.

AGINSKI P. CYTRIN O. KAHN A.: *Le tendenze attuali nel progetto di un canale di registrazione.*

In un canale di registrazione si devono soddisfare due requisiti fondamentali:

a) ottenere il massimo rapporto segnale-disturbo per permettere la massima dinamica possibile;

b) evitare i sovraccarichi, per non generare distorsioni.

Gli amplificatori di registrazione devono consentire un esercizio su una vasta gamma di frequenze (da 40 a 15 000 Hz), con elevate potenze di uscita: più precisamente per ogni frequenza si deve poter disporre di tensioni e correnti considerevoli a seconda del valore della frequenza stessa.

Per diminuire il rumore di fondo si ricorre a particolari schermature, contro l'induzione magnetica, all'alimentazione dei filamenti con corrente continua, a compensazione con tensione di ampiezza e fase opportuna ricavate dal disturbo e, infine, alla reazione negativa insieme ad un uso assai limitato di induttori e trasformatori.

L'autore prende in esame anche gli amplificatori limitatori ed espansori che, in un canale di registrazione, possono trovare ripiego per aumentare la dinamica consentita dal mezzo.

L'autore ricorda i sistemi di dosaggio: a) a bassa impedenza; b) ad alta impedenza.

Il dosaggio a bassa impedenza è stato il più usato fino ad oggi, ma ha l'inconveniente di richiedere molti resistori con ingombro e costi elevati e inoltre dà una grande attenuazione. Un miglioramento di questo sistema si ottiene con l'aggiunta di trasformatori per ridurre la perdita di inserzione.

Il dosaggio ad alta impedenza si può fare nei due modi seguenti: 1) tutti gli anodi dei tubi amplificatori sono in parallelo sulla stessa resistenza di carico ed il guadagno è regolabile sulla griglia di ognuno dei tubi; 2) i potenziometri di regolazione di ogni ingresso sono accoppiati per capacità agli anodi dei tubi degli ingressi corrispondenti e sono essi stessi collegati in parallelo.

Per gli attenuatori l'autore ricorda quelli a movimento lineare che danno notevoli vantaggi pratici rispetto a quelli a movimento circolare e cita alcuni esempi in cui si hanno oltre 60 dB di attenuazione.

Per i filtri di un canale di registrazione si deve tener presente che gli scopi di essi sono:

a) limitazione della banda trasmessa per migliorare il rapporto segnale-disturbo;

b) realizzazione di certi effetti sonori.

In questi ultimi tempi si è ottenuta una riduzione notevole di volume di questi elementi e se ne è migliorata la qualità utilizzando i moderni circuiti magnetici di ferrite a forma toroidale, condensatori a mica o styroflex. I tipi più utilizzati sono i seguenti:

1) passa alto per eliminare le frequenze al disotto di 40 Hz;

2) passa basso per eliminare le frequenze superiori a 6000/15 000 Hz a seconda del tipo di registrazione;

3) filtri combinati passa alto e basso per effetti sonori.

I correttori prendono varie denominazioni come:

a) correttori di parola (attenuano le frequenze basse);

b) correttori di presenza (esaltano la zona delle frequenze medio-alte);

c) correttori di registrazione (per incisione su dischi);

d) correttori che trasformano la registrazione a tensione costante in quella a corrente costante (registrazione magnetica);

e) correttori universali con regolazione indipendente delle frequenze alte e basse e limitazione di banda;

f) correttori di curva di Fletcher per migliorare l'audizione dando l'illusione di avvicinamento o allontanamento alla o dalla sorgente sonora.

CHAVASSE E VALLANCIEN: *Applicazione della registrazione allo studio dell'udito e dell'audiometria.*

L'audiometria si è basata in un primo tempo sulla percezione della voce, e in un secondo tempo sulla misura dell'intensità di soglia di suoni di frequenza pura con l'ausilio dell'audiometro. Oggi si riconosce che questo secondo metodo non è sufficiente per un esame completo, ed è opportuno ritornare ai metodi di audiometria vocale, pur non trascurando le possibilità che ci offre l'audiometria tonale.

La possibilità di registrazione di alta qualità può rendere molto più precisa l'audiometria vocale ricorrendo ad apparecchiature che consentono esami in condizioni simili a quelle della vita corrente. Questa audiometria registrata è poi particolarmente utile nella scelta di un apparecchio di protesi uditiva.

DIDIER A.: *Evoluzione della tecnica della registrazione e riproduzione dei suoni.*

L'autore espone una particolareggiata rassegna storica delle tappe scorse dalla metà del secolo passato ad oggi dei vari sistemi di registrazione sonora.

Per la registrazione meccanica: dal fonografo di Scott (iscrizione di tipo oscillografico su carta affumicata) si passa nel 1878 al noto fonografo a cilindro rivestito di stagnola di Thomas Edison, nel 1889 Edison stesso procedeva alla registrazione su cera. Nel 1890 Berliner introduce la registrazione laterale su disco e i perfezionamenti di questo tipo di registrazione sono stati portati ad alto livello prima dall'incisione elettrica e poi dai sistemi a micro-solco.

La registrazione magnetica ha inizio col Telegraphone di M. Poulsen (1898) per registrazioni su filo. Allo stesso Poulsen si devono vari perfezionamenti del suo sistema: nel 1903 applica la polarizzazione a corrente continua, nel 1908 esegue registrazioni su nastro di acciaio e su foglio cilindrico di acciaio. Questo sistema non ha avuto applicazioni pratiche fino al 1930 quando la compagnia Marconi con i brevetti Stille costruì la prima macchina industriale con nastro di acciaio largo 3 mm che scorreva alla velocità di metri 1,50 al secondo.

Nel 1927 Pfeumr brevetta il nastro di carta o di materia plastica rivestito di polvere magnetica, e su questi principi nel 1931 l'AEG tedesca costruisce il « Magnetophone ».

Durante la seconda guerra mondiale questi sistemi hanno avuto grande sviluppo per scopi bellici.

Nel 1927 Carlson e Carpentier brevettano il sistema a premagnetizzazione ad alta frequenza.

Numerosissime sono le applicazioni dei sistemi di registrazione magnetica e gli avviati studi per correnti ad altissima frequenza ne fanno prevedere nuovi e importanti impieghi.

La nascita del cinematografo avviene nel 1895, il primo cinema parlante si ha nel 1910, e da allora si sono iniziati gli studi che hanno portato alla registrazione fotografica dei suoni che presenta il grande vantaggio di una sincronizzazione automatica con l'immagine e la possibilità di una riproduzione in più copie.

Altri sistemi di registrazione, quali il sistema di Miller, possono presentare alcuni aspetti assai interessanti.

Tra le osservazioni con le quali l'autore conchiude la sua esposizione è interessante ricordare come il disco ha ad esempio stabilizzato la durata della canzone popolare moderna a tre minuti di fronte alla variabilità di durata che avevano le canzoni dei tempi andati.

Tutti i sistemi ricordati hanno in comune lo scopo di registrare e diffondere il suono creando così una forma di espressione che viene ad avere un riflesso sulle arti sonore in generale e che nei secoli a venire potrà forse essere

giudicata d'una portata sociale paragonabile a quella prodotta dall'invenzione della stampa. Radio, cinema e televisione sono i regolatori attuali della nostra vita sociale e noi siamo gli spettatori di una nuova civilizzazione audio-visiva.

GARRET J. W.: *Evoluzione dei metodi di ricostruzione dello spazio uditivo.*

In una diffusa comunicazione l'autore tratta dapprima dei parametri fisici e psicologici che consentono di apprezzare la distanza e la direzione di provenienza del suono. Gli elementi che consentono di apprezzare la distanza sono essenzialmente lo spettro sonoro per il fatto che la ricchezza dei trasmissori e delle componenti acute aumenta col diminuire della distanza; il rapporto suono diretto, suono riverberato che tende a zero con l'aumentare della distanza ed infine l'intensità del suono, parametro che non ha valore che nella misura nella quale ci si può ricordare di un'intensità di riferimento, quindi elemento molto utile nel caso di sorgenti sonore mobili.

Gli elementi che invece permettono di apprezzare la direzione del suono sono: gli effetti di diffrazione delle onde acustiche intorno al capo per i suoni acuti e lo sfasamento del suono che giunge alle due orecchie nel caso di suoni gravi.

L'autore si occupa, stabiliti questi principi generali, di ricostruire con mezzi elettroacustici lo spazio sonoro. I metodi pratici per ristabilire lo spazio sonoro si basano sulla possibilità di prese multiple microfoniche e di trasmissioni su più altoparlanti, sia mediante incisioni diverse per ciascun altoparlante, sia con opportune regolazioni di intensità. Si possono avere effetti stereofonici reali come pure effetti stereofonici artificiali.

L'autore parla di diverse realizzazioni attuate in questo campo, fra le quali particolarmente interessante quella dei grandiosi spettacoli « Sons et Lumières » attuati nei castelli storici francesi nei quali, unitamente ad una fastosa illuminazione notturna, si univa un'animazione sonora rievocante episodi storici avvenuti nel castello: passaggi di truppe, scene di battaglie, cori di popolani che si spostano e via dicendo. L'interesse spettacolare di queste realizzazioni è notevole anche dal punto di vista pratico, e le recenti applicazioni di cinematografia su grande schermo lo rendono di particolare attualità.

GRUTZMACHER M. E. KALLENBACH W.: *La registrazione delle fluttuazioni di velocità dei registratori mediante un analizzatore di frequenze musicali.*

Gli autori espongono due metodi di misura delle variazioni di velocità di un nastro magnetico, sul quale è incisa una frequenza pura costante.

Il primo metodo si basa su un ponte di fase, il secondo fa ricorso ad un metodo, usato in ricerche fonetiche, privo di inerzia, che registra separatamente la durata di ciascun periodo.

Secondo gli autori le fluttuazioni di velocità in una registrazione di qualità non devono superare il 2%.

KORN T.: *Contatore elettronico per la determinazione della probabilità di livello del segnale registrato.*

Ricorrendo ad un contatore elettronico e ad opportuni circuiti limitatori, si misura la percentuale di tempo durante la quale il livello di una registrazione è compreso entro due limiti prefissati. Si ha così la possibilità di tracciare una curva statistica la quale consente di esaminare la distribuzione dei livelli di una data registrazione.

Secondo l'autore dall'esame di queste curve statistiche si possono trarre elementi utili al giudizio della bontà e della qualità della registrazione.

ROUGET G.: *Registrazione sonora ed etnologia.*

Mediante la registrazione sonora si possono costruire archivi musicali o linguistici che possono darci documenti di primaria importanza soprattutto sui popoli primitivi che non conoscono la scrittura. Lo studio delle musiche primitive ed esotiche, quello fonetico e fonologico delle lingue, sono molto agevolati dai moderni metodi di registrazione.

Le apparecchiature che debbono essere trasportate anche in paesi tropicali debbono avere particolari qualità anche per quanto riguarda il peso e l'ingombro; come pure gli apparecchi che accompagnano queste spedizioni scientifiche devono essere alimentati con energia prodotta anche meccanicamente, o elettricamente con accumulatori, pile, generatori e commutatrici.

Tutto il materiale registrato dovrà poi essere sottoposto ad analisi di carattere fisico, come rilievo di spettrogrammi, analisi armoniche e via dicendo. Un problema particolarmente importante è quello di risalire dal documento registrato alla struttura delle gamme musicali usate dai popoli primitivi ed esotici.

SEZIONE II - Registrazione magnetica.

ARNAUD P.: *Magnetofoni, edizione e normalizzazione.*

Nello stesso tempo che la registrazione su nastro magnetico diventava il sistema prevalentemente adottato dagli editori di dischi, dal cinema e dalla radiodiffusione, una società francese — la prima nel mondo — propose registrazioni musicali su nastro da utilizzare in affitto con magnetofoni privati e semiprofessionali.

È stata creata una rete di distribuzione, con un centinaio di agenzie alle quali ogni settimana sono distribuiti nastri per molte ore di musica: ogni nastro ritorna all'origine per la riregistrazione di nuovi programmi. Alcuni stabilimenti industriali ricevono in affitto programmi intitolati « Lavoratori in musica »; bar, ristoranti, ecc. ricevono musiche indicate alla trasmissione nei locali stessi. Questo tipo di distribuzione ha già superato lo stadio sperimentale e solleva numerosi problemi di normalizzazione quali: senso di marcia, tipo di riproduttore magnetico, velocità di scorrimento, curva di risposta, ecc.

GALLET F.: *Origine e particolarità del rumore di fondo nella registrazione magnetica.*

Un registratore magnetico di elevata qualità, deve possedere oggi le seguenti caratteristiche:

- distorsione lineare fra 30 e 12 000 Hz \pm 1 dB;
- distorsione armonica al livello massimo 2%;
- rapporto segnale massimo disturbo 50 dB;
- fluttuazione di velocità 0,25%.

Questi risultati sono normalmente raggiunti con dei buoni registratori: l'autore si occupa in modo particolare della questione del rumore di fondo che classifica in dodici tipi diversi di rumore possibile; però soltanto alcuni tipi, presentano un interesse pratico e precisamente:

- rumore di modulazione;
- rumore di fondo di nastro cancellato;
- ronzio del dispositivo di riproduzione;
- ronzio del dispositivo di registrazione;
- soffio dell'amplificatore di riproduzione;
- soffio dell'amplificatore di registrazione.

L'autore considera questi vari tipi di disturbo e studia in modo particolarmente dettagliato i rumori dovuti alle variazioni di carattere periodico della velocità del nastro. Si dimostra in tal caso l'esistenza di bande laterali di modulazione che l'autore ha messo in evidenza ricorrendo ad un analizzatore di grande selettività.

Vengono riportati numerosi esempi di misure eseguite con questo metodo; secondo l'autore questo tipo di rumore, indipendente dal segnale stesso, è oggi fra i difetti maggiori degli apparecchi di alta qualità ed ha dato finora luogo a limitate ricerche.

GALLET F.: *Controllo della qualità dei nastri magnetici.*

Per ottenere risultati soddisfacenti nella registrazione ad alta fedeltà, occorrono tolleranze di fabbricazione assai severe sulle grandezze che caratterizzano la qualità del nastro magnetico.

Per un esercizio che si proponga un certo rendimento industriale e risultati accettabili, è indispensabile un controllo minuzioso dei nastri utilizzati.

Questi problemi si pongono particolarmente agli organismi di radiodiffusione, forti consumatori di nastro magnetico e che esigono un'alta qualità costante nelle registrazioni.

A questo scopo la Radio Francese (R.T.F.) ha studiato, realizzato e messo in servizio da qualche mese due tipi interamente nuovi di apparecchi di controllo:

- macchine di misura rapidissime che controllano esclusivamente alcune caratteristiche sulla totalità dei nastri impiegati;
- macchine di misura più complesse a funzionamento lento ma automatico che rilevano le più importanti caratteristiche del nastro.

KLEIS D.: *Dinamica della registrazione magnetica.*

L'autore studia la possibilità di migliorare la dinamica della registrazione magnetica ricorrendo ad appositi correttori; se si suppongono note le proprietà statistiche del segnale si potrebbe incorporare nell'amplificatore di registrazione un filtro tale che la probabilità di saturare il nastro magnetico sia la stessa per tutte le frequenze. Nel caso della musica questo filtro rialzerà le note alte e le note basse, poiché l'intensità delle componenti al di sopra di 3 000 Hz e al di sotto di 300 Hz diminuisce. In tal modo la dinamica del nastro magnetico aumenta, poiché le componenti del rumore di fondo di alta e bassa frequenza sono attenuate per l'equalizzazione compensatrice nei circuiti di riproduzione.

LOVICH A.-DERIAUD J. P.: *Gli ossidi di ferro utilizzati nella fabbricazione degli strati magnetici.*

Soltanto le due forme di ossidi di ferro Fe_3O_4 e Fe_2O_3 (quest'ultimo in fase gamma) presentano proprietà magnetiche. Ambedue questi tipi d'ossido possono dunque essere utilizzati per la fabbricazione degli strati magnetici; ma si utilizza più correntemente l'ossido Fe_2O_3 in fase gamma. Si hanno due metodi differenti di preparazione: nel primo si precipita direttamente in soluzione acquosa l'ossido Fe_3O_4 che per ossidazione controllata dà in seguito Fe_2O_3 in fase gamma; nel secondo si precipita in soluzione acquosa una varietà di ossido di ferro non magnetico $Fe_2O_3 + H_2O$ che successivamente permette di ottenere, prima per disidratazione Fe_2O_3 fase gamma, poi per riduzione in fase secca Fe_3O_4 ed infine per ossidazione controllata Fe_2O_3 fase gamma.

I due ossidi Fe_2O_3 fase gamma così ottenuti con i due metodi, seppure di natura chimica identica e di identica struttura cristallina differiscono per la forma dei loro cristalli elementari: questa differenza provoca numerose variazioni nelle proprietà fisiche delle polveri d'ossido ed in particolare nelle proprietà magneto-statiche di esse.

Questi due tipi di ossido utilizzati

da differenti fabbricanti, permettono di ottenere due tipi di strato magnetico aventi proprietà elettroacustiche assai diverse fra loro.

SCHIESSER H.: *I nuovi magnetofoni delle società di radiodiffusione della Repubblica Federale Tedesca.*

L'autore descrive i seguenti apparecchi:

- apparecchio di registrazione magnetica per registrazioni di alta qualità alla velocità di 38,1 cm/sec e 76,2 cm/sec;
- apparecchio di registrazione magnetica a due velocità con alimentazione a batterie per vetture attrezzate;
- apparecchio di registrazione magnetica portatile con alimentazione a batterie e velocità di 19 cm/sec;
- apparecchio di registrazione magnetica per i segnali d'intervallo comandabile a distanza;
- apparecchio di riverberazione artificiale per le trasmissioni di prosa e per televisione, per mezzo del quale si può far variare il tempo di riverberazione, il volume apparente dell'ambiente e la distanza apparente tra la sorgente sonora e l'ascoltatore.

Circa il punto a) l'autore si intrattiene sui particolari tecnici di realizzazione, come per esempio sul motore principale di trascinamento del nastro, motore con doppio avvolgimento commutabile per ottenere 1500 e 750 giri al minuto e sui motori di avvolgimento e riavvolgimento del nastro.

Entro l'anno 1955 la Radio Tedesca adatterà tutti i magnetofoni per utilizzare il nuovo nastro magnetico ad alta coercività per basse velocità e verranno utilizzati su larga scala i nuovi materiali di ferrite, per la costruzione dei nuclei delle testine magnetiche a limitato consumo per attrito col nastro.

Per il punto b) il magnetofono a due velocità è alimentato da una batteria di accumulatori a 12 V ed è dotato di un regolatore centrifugo ad azione elettrica; l'impiego di testine di cancellazione di ferrite permette una economia nella costruzione dell'oscillatore ad alta frequenza. Questo apparecchio può essere utilizzato in sincronismo con una macchina da presa

16 mm per gli usi della televisione. Si può conseguire il sincronismo mediante due sistemi, nel primo una frequenza pilota di 50 Hz è registrata sullo stesso nastro, contemporaneamente alla modulazione, con un'apposita testina orientata a 90° rispetto a quella di modulazione; la diafonia tra le due registrazioni si mantiene al di sotto di 60 dB. Nel secondo sistema una tensione di alta frequenza è modulata dalla nota pilota. Durante la riproduzione questa tensione di alta frequenza è amplificata, limitata e demodulata: la tensione pilota così ricostruita può essere direttamente amplificata e utilizzata per il proiettore oppure comparata per mezzo di un ponte di fase con la frequenza fondamentale del sistema di televisione.

Dato che con questo secondo metodo si deve registrare una frequenza molto elevata sul nastro; con velocità di 76,2 cm si ottengono buoni risultati: più difficile è utilizzare la velocità di 38 cm.

Il magnetofono portatile (c) pesa 10 chilogrammi ed ha un motore a batteria con una autonomia di 4 ore.

L'apparecchio di riverberazione artificiale (e) è un'interessante applicazione che risolve il problema delle camere riverberanti; è costituito da un cilindro di lega leggera del diametro di 33 cm sul quale è stato depositato uno strato sottile di ossidi di ferro magnetici. Le testine di riproduzione sono nove e non toccano lo strato magnetico dal quale distano circa 20 micron. Una testina di cancellazione e una di registrazione completano l'apparecchio: le velocità di scorrimento possono essere di 1, 2, 4 metri al secondo: le nove testine di riproduzione sono collegate fra loro per dare un segnale di uscita già riverberato in funzione della loro reciproca distanza (circa 100 millisecondi). Inoltre il segnale di tre di esse la 3ª, la 6ª e la 9ª, con opportuni amplificatori ed attenuatori è rinviato all'amplificatore di registrazione: si possono così avere effetti sonori di riverberazione variabile da 0,5 a 4 secondi. L'apparecchio è progettato per il comando a distanza.

B. C. S.
(continua)

(194)

CORSO DI PERFEZIONAMENTO IN ELETTROTECNICA DEL POLITECNICO DI TORINO

il 15 dicembre, dopo che il candidato abbia svolto un lavoro di carattere teorico-sperimentale.

Gli iscritti al Corso possono chiedere di essere ammessi a seguirlo come allievi interni. Gli allievi interni frequentano l'Istituto con orario normale dal 10 gennaio alla fine di dicembre esclusi due mesi di ferie; essi seguono l'attività normale del Reparto dell'Istituto cui vengono assegnati.

Agli allievi interni più meritevoli possono essere assegnate borse di studio costituite coi mezzi forniti dalla Fondazione Politecnica Piemontese, dall'Istituto Elettrotecnico Nazionale e da altri Enti. Possono altresì essere concessi agli allievi speciali premi. L'esito del Corso può essere considerato come titolo di preferenza per un'eventuale assunzione nel personale dell'Istituto.

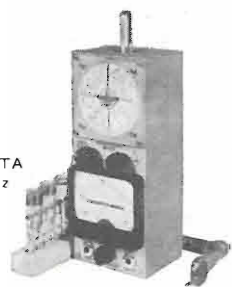
Le lezioni avranno inizio il 10 gennaio 1955 e termineranno il 30 giugno 1955.

Per le norme relative alle iscrizioni e alle borse di studio che i candidati possono godere e per ogni altra informazione, rivolgersi alla Segreteria del Politecnico (Castello del Valentino), Torino.

(195)

MEGACICLIMETRO
MOD. 32/S

IL GRID DIP
CHE COPRE LA VASTA
GAMMA: 2,5 - 350 M²
ED È GENERATORE
DI BARRE



Taratura di frequenza: $\pm 2\%$

Per determinare frequenze di risonanze di circuiti accordati, antenne, linee di trasmissione, condensatori di fuga, bobine di arresto ecc. Per misure di induttanze e capacità. Può essere usato come generatore di segnali, marker, generatore per TV. Modulato al 100% con barre ecc.

Richiedete: Bollettini di Informazioni MECRONIC

**MISURATORE
DI CAMPO**
MOD. 105/S

L'APPARECCHIO
ADOTTATO DALLE
GRANDI INDUSTRIE
ITALIANE E DAI PIÙ
QUOTATI COSTRUT-
TORI ED INSTALLA-
TORI DI ANTENNE



Sensibilità da **5 μ V** a **50.000 μ V**

Per la determinazione dell'antenna più adatta in ogni luogo, anche dove il campo è debolissimo. Per la determinazione dell'altezza e dell'orientamento delle antenne. Per la ricerca di riflessioni. Controllo dell'attenuazione delle discese, del funzionamento dei Booster di impianti multipli ecc.

Richiedete: Bollettini di Informazioni MECRONIC

**ANALIZZATORE
ELETTRONICO**
MOD. 130/S

L'ANALIZZATORE
CHE MISURA
ANCHE CAPACITÀ
DA 10 pF A 4000 pF
ED HA LA TESTINA
R.F. CON TUBO
ELETTRONICO



Sonda per A.T. fino a **50.000 VOLT**

Per la misura del valore fra picco e picco di tensioni di forma qualsiasi da 0,2 a 4200 V; del valore efficace di tensioni sinusoidali da 0,1 a 1500 V; di tensioni c.c. positive e negative da 0,1 a 1500 V; di resistenze da 0,2 Ω a 1000 M Ω , di capacità da 10 pF a 4000 pF. Con la Testina R.F. le misure di valore efficace si estendono fino a 250 MHz.

Richiedete: Bollettini di Informazioni MECRONIC

FABBRICA
APPARECCHI
DI MISURA E



ITALIANA
ELETTRONICI
CONTROLLO

Via Giorgio Jan 5 MILANO Telef. 221.617

FABBRICA
APPARECCHI
DI MISURA E



ITALIANA
ELETTRONICI
CONTROLLO

Via Giorgio Jan 5 MILANO Telef. 221.617

FABBRICA
APPARECCHI
DI MISURA E



ITALIANA
ELETTRONICI
CONTROLLO

Via Giorgio Jan 5 MILANO Telef. 221.617

Una meravigliosa innovazione

NEL CAMPO DELLA

TV

ANTENNA INTERNA

A: DIPOLO CHIUSO

Da poggiare su qualsiasi mobile di
apparecchio televisivo (Brev. N. 22.875)

- ★ MAGGIOR POTENZA DI RICEZIONE
- ★ UTILE - COMODO - PRATICO
- ★ ELEGANTE E DI MINIMO INGOMBRO

“È l'antenna necessaria
per tutti i televisori,,

Laboratorio Radiotecnico
LUCIO PIANA
SOPRANA (VERCELLI)

dappertutto...
ANTENNE PER TELEVISIONE



LIONELLO NAPOLI

VIALE UMBRIA, 80 - MILANO - TELEF. 573.049



AGENTE DI VENDITA PER L'ITALIA:

S.R.L. CARLO ERBA
MILANO

VIA CLERICETTI, 40 - TELEF. 292-867



CAVI PER ALTA FREQUENZA E TELEVISIONE

CAVI PER RADAR

CAVI PER PONTI RADIO

CAVI PER RAGGI X

CAVI PER A.T. IN POLITENE

CAVI PER MACCHINE ELETTRONICHE E APPARECCHI
DI MISURA

FILI DI RAME CON SMALTO TIPO SALDABILE SOLVIT

FILI SMALTATI AUTOIMPREGNANTI

FILI PER CABLAGGI E CONNESSIONE M. 49 Dätwyler
(Brevettati)

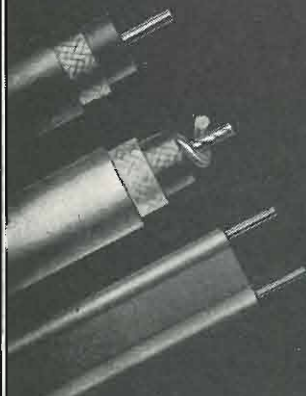
CORDONCINI LITZ SALDABILI

GIUNTI E TERMINALI PER CAVI T.V. E A.F.

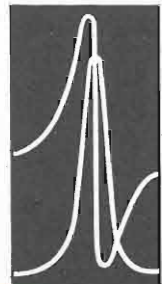
DEPOSITI A:

MILANO - ROMA - FIRENZE - BOLOGNA - TORINO - PADOVA

CAVI ALTA FREQUENZA
E TELEVISIONE



Dätwyler S.A.



Tutti i tipi RG
secondo prescrizioni
Army-Navy e tipi
speciali su richiesta

MANIFATTURA SVIZZERA
DI FILI, CAVI E CAUCCI
ALTDORF - URI

"VORAX RADIO"

MILANO

Viale Piave N. 14 - Telef. 793.505



**STRUMENTI DI MISURA,
SCATOLE DI MONTAGGIO,
MINUTERIE, VITERIE
E PEZZI STACCATI PER
LA RADIO E TELEVISIONE**



Avvertiamo la ns. Spett. Clientela che la ns. ditta
NON ESPORRÀ quest'anno alla MOSTRA DELLA
RADIO E TELEVISIONE. Sarà gradita una visita
alla ns. sede dove sarà esposta la nuova produzione
1954-1955 e verrà praticato uno sconto extra dall'11
al 20 settembre 1954.



Regolatore di tensione
a voltmetro - tipi da
30-60-100-150-300-400 Watt

Alla

MOSTRA DELLA RADIO TV

Posteggio N. 28

**Abbiamo esposto
i campioni
dei nostri prodotti:**

- * TELEVISORI «TELEMARK» 17" e 21"
- * RADIORICEVITORI
- * SCATOLE MONTAGGIO RADIO E TV
- * ANTENNE RADIO TV E ACCESSORI
- * TUTTE LE PARTI STACCATI RADIO E TV
- * REGOLATORI DI TENSIONE A VOLTMETRO
- * REGOLATORI DI TENSIONE AUTOMATICI
- * ATTREZZI PER RADIOTECNICI E TV
- * MACCHINE BOBINATRICI

* VISITATECI *

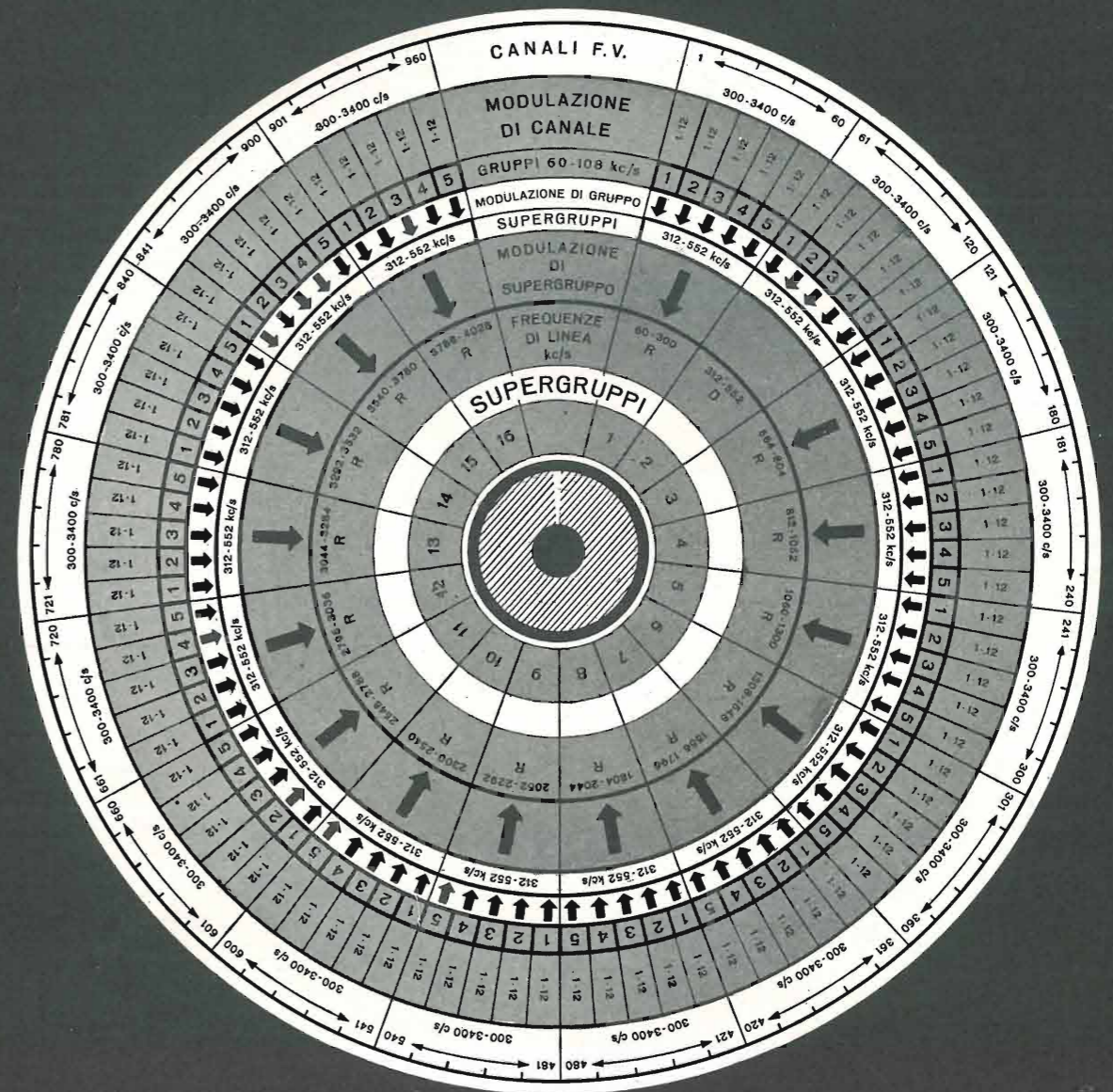
CHIEDETECI PROSPETTI

M. MARCUCCI & C. - MILANO

FABBRICA RADIO TELEVISORI E ACCESSORI

Via F.lli Bronzetti, 37 - Telef. 52.775 - 72.33.54

SISTEMA COASSIALE A 960 CANALI



SIRTI

COLLEGAMENTI A LUNGA DISTANZA

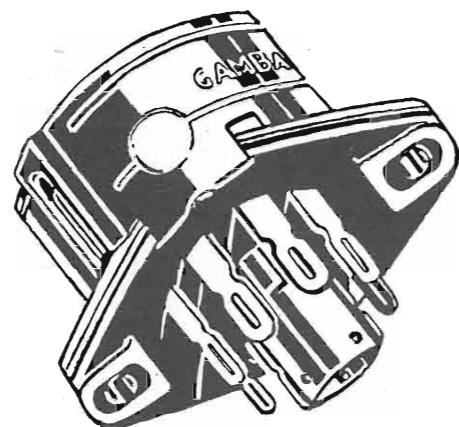
PER

TELEFONIA · TELEGRAFIA · TELEVISIONE

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA SUPPORTI PER VALVOLE

SUVAL

di G. Gamba



Sede:

MILANO - Via G. Dezza N. 47
Telef. 44.330 - 44.321 - 48.77.27

Stabilimenti:

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

ESPORTAZIONE

Soc. per Az. **ZUST**
AMBROSETTI
TRASPORTI
INTERNAZIONALI

TORINO - Via Cellini, 2 - Tel. 693-435 - 690-603/607

MILANO-GENOVA-SAVONA
COMO - FIRENZE - ROMA - NAPOLI

Casa Alleata
ZUST & BACHMEIER Soc. An.

con Filiali ad
AMBURGO - BARMEN - BERLINO
BREMA - DUESSELDORF - FRANCOFORTE
LIPSIA - NORIMBERGA - STOCCARDA

NON PERDETE TEMPO!

RITAGLIATE IL TALLONCINO IN
CALCE E SPEDITELO ALLA DITTA

Gian Bruno Castelfranchi

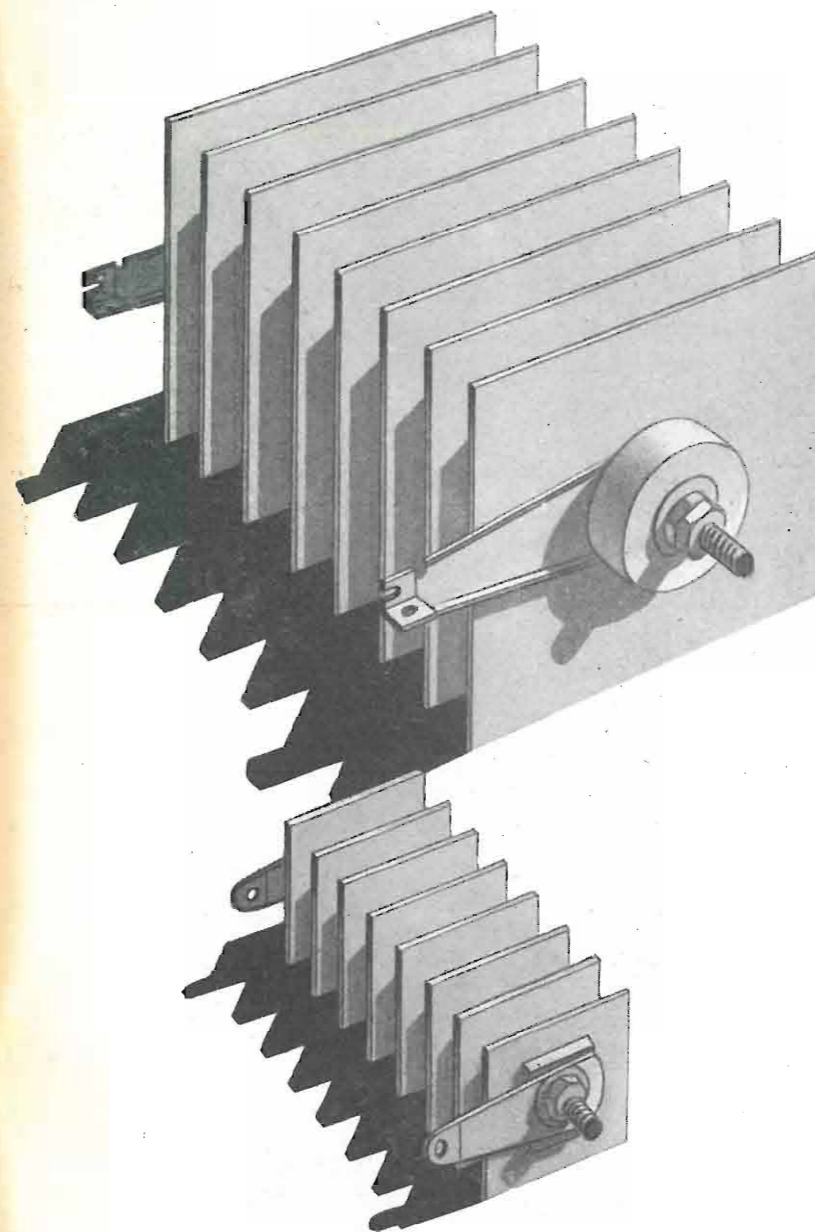
Vi saranno inviate le ultime pubblicazioni e
i famosissimi "PACCHI STANDARD"

Ditta G. B. CASTELFRANCHI
MILANO - Via Petrella, 6

NOME
COGNOME
VIA
CITTÀ

FACE - UFFICIO PUBBLICITÀ

Raddrizzatori al Selenio



La F.A.C.E. costruisce colonne di raddrizzatori montate per qualsiasi impiego.

Le loro principali caratteristiche sono:

- Impiego di piastre raddrizzanti di altissima qualità aventi minima corrente inversa e con perdite quindi trascurabili.
- Durata massima dell'elemento e possibilità di assorbire senza danno temporanei sovraccarichi.
- Semplicità di montaggio dovuto all'impiego di piastre raddrizzanti del tipo brevettato « centro carta » che consente l'allestimento con ranella distanziatrice rigida anziché con disco di contatto elastico.
- Assoluta sicurezza del contatto elettrico tra le piastre e resistenza minima al passaggio della corrente di erogazione.
- Possibilità di verniciatura dell'elemento per immersione.
- Possibilità di protezione dell'elemento con vernici del tipo tropicale per garantire il funzionamento dell'elemento stesso in qualsiasi ambiente.
- Gamma vastissima di tipi realizzati tale da consentire per ogni impiego la scelta più opportuna.

Le F.A.C.E. è in grado di dare una completa assistenza tecnica.

Dettagliati prospetti illustrativi saranno inviati a richiesta.

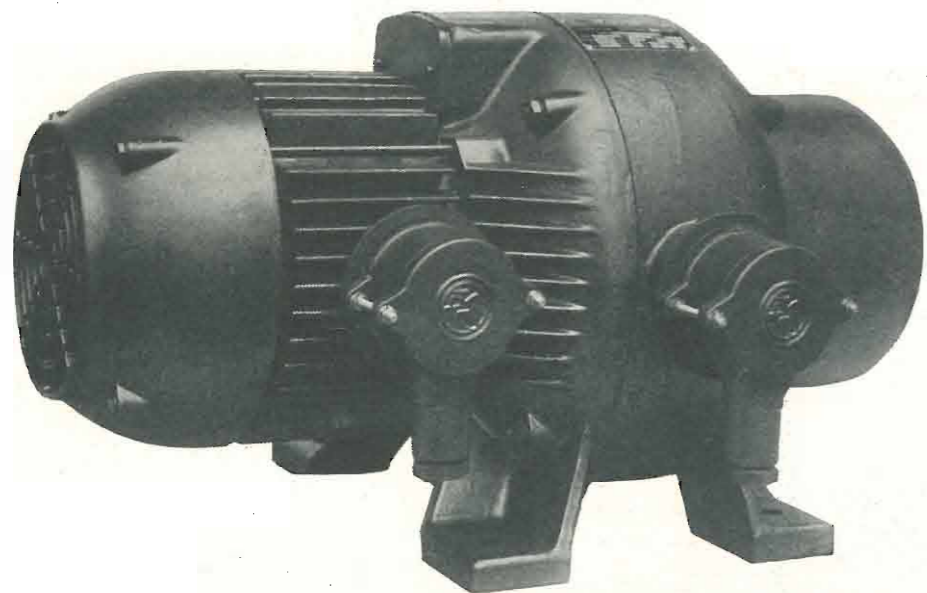


**F.A.C.E. FABBRICA APPARECCHIATURE PER
COMUNICAZIONI ELETTRICHE S. p. A.**

MILANO - VIA L. BODIO 33-39 - TELEF. 973.241-2-3-4-5 - 970.991-2-3-4 * ROMA - VIA EMILIA 86 - TELEF. 481.200 - 45.119

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

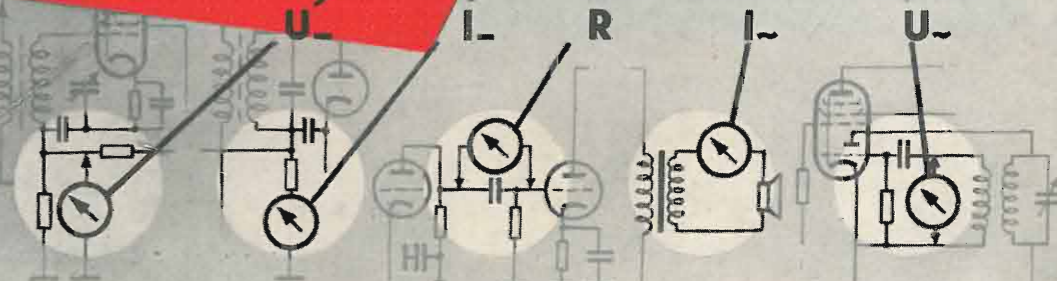
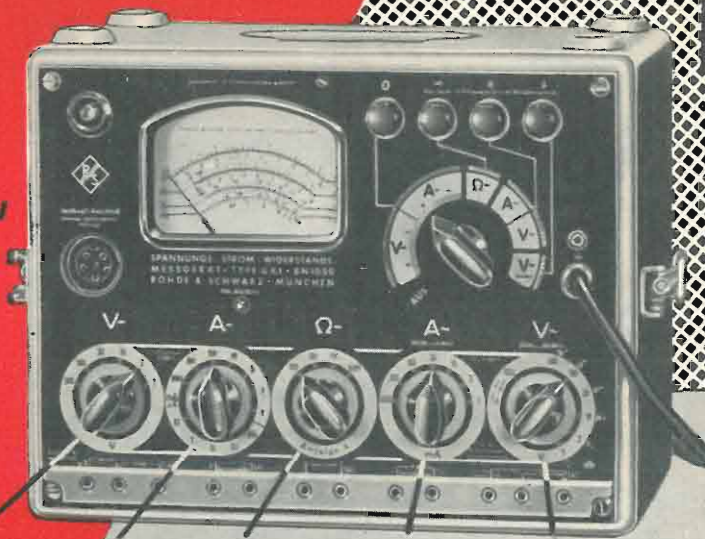
ERCOLE MARELLI & C. S.P.A. - MILANO

FILIALE DI TORINO: CORSO MATTEOTTI, 13

TELEF. 43.679 - 520.734

5=1 URI
 Compiti di misura

U Tensione continua 20 mV .. 30 kV
R Tensione alternata (30 Hz .. 250 MHz) 100 mV .. 1000 V
I Resistenza 10 Ω .. 1000 MΩ
 Corrente continua 0,002 μA .. 1 A
 Corrente alternata (30 Hz .. 2 MHz) 100 μA .. 1 A



5 canali di misura consentono il collegamento contemporaneo senza influenza reciproca. Misura tramite commutatore di selezione, campi regolabili separatamente per ogni grandezza di misura.

48 campi di misura su 7 scale a lettura diretta; evidente relazione fra il campo di misura e la scala.

Indipendenza dalla terra per tutti i compiti di misura con il miglior disaccoppiamento del circuito rispetto massa e rete. Misura di tensione simmetrica sino nel campo dell'alta frequenza.

Tensioni d'impulso, misura importante per la tecnica degli impulsi e della televisione.

Alti valori ohmici delle resistenze d'entrata per misura di tensione continua ed alternata.

Minima capacità d'ingresso con misure tensione alternata tramite testina AF e partitore.

Alta precisione e costanza indipendenti dalla tensione rete, temperatura e invecchiamento valvole.

Alta sicurezza di sovraccarico tramite la misura elettronica anche per la misura di corrente.

Misura AT oltre 1 kV con la testina 30 kV.

Misura di tensione continua in circuito AF con la testina a matita, senza alcuna disintonia.



ROHDE & SCHWARZ-MÜNCHEN 9
 ING. OSCAR ROJE - MILANO - VIA T. TASSO 7

Pregasi richiedere la ns. illustrazione BN 1050

OM AM OC MF OCC TV OUC



1919 | 35 ANNI DI ESPERIENZA
1954 | E SPECIALIZZAZIONE

**CONDENSATORI A DIELETTRICO CERAMICO DI ALTA QUALITÀ
ED A COEFFICIENTE DI TEMPERATURA PRECISO**

- Per RICEZIONE, APPARECCHIATURE DI PRECISIONE, TRASMISSIONE di piccola, media e grande potenza ad uso CIVILE, MILITARE, PROFESSIONALE e TROPICALE su posti fissi, mobili e portatili ultracompati
- Caratterizzati da eccezionali doti di ROBUSTEZZA, MINIMO INGOMBRO, STABILITÀ
- COEFFICIENTI di TEMPERATURA prestabiliti di alta precisione ($\pm 10 \cdot 10^{-4}$): -2200 -750 -470 -330 -220 -150 -100 -80 -55 -47 -30 0 +100 +120
- COSTANTI DIELETTRICHE: 7 - 7000
- In forma di TUBETTO, PASTIGLIA, PIATRINA, SUBMINIATURA, ULTRAMINIATURA, REGOLABILE, PASSANTE, PIATTO, BICCHIERE, si adattano a tutte le esigenze tecniche di montaggio
- Rispondenti alle Norme JAN - MIL - RCS e CCTU
- Costruiti su licenza L.C.C. - Cie Gén.le de T.S.F., da:
MICROFARAD in Italia;
AEROVOX Co. in U.S.A.;
A. H. HUNTS LTD. in Gran Bretagna;
LELAND INSTRUMENTS in Gran Bretagna;
FERROPERM in Danimarca;
DUCON in Australia.

FABBRICA ITALIANA CONDENSATORI S.p.A.
Via Derganino N. 18-20 **MILANO** Tel. 97.00.77 - 97.01.14