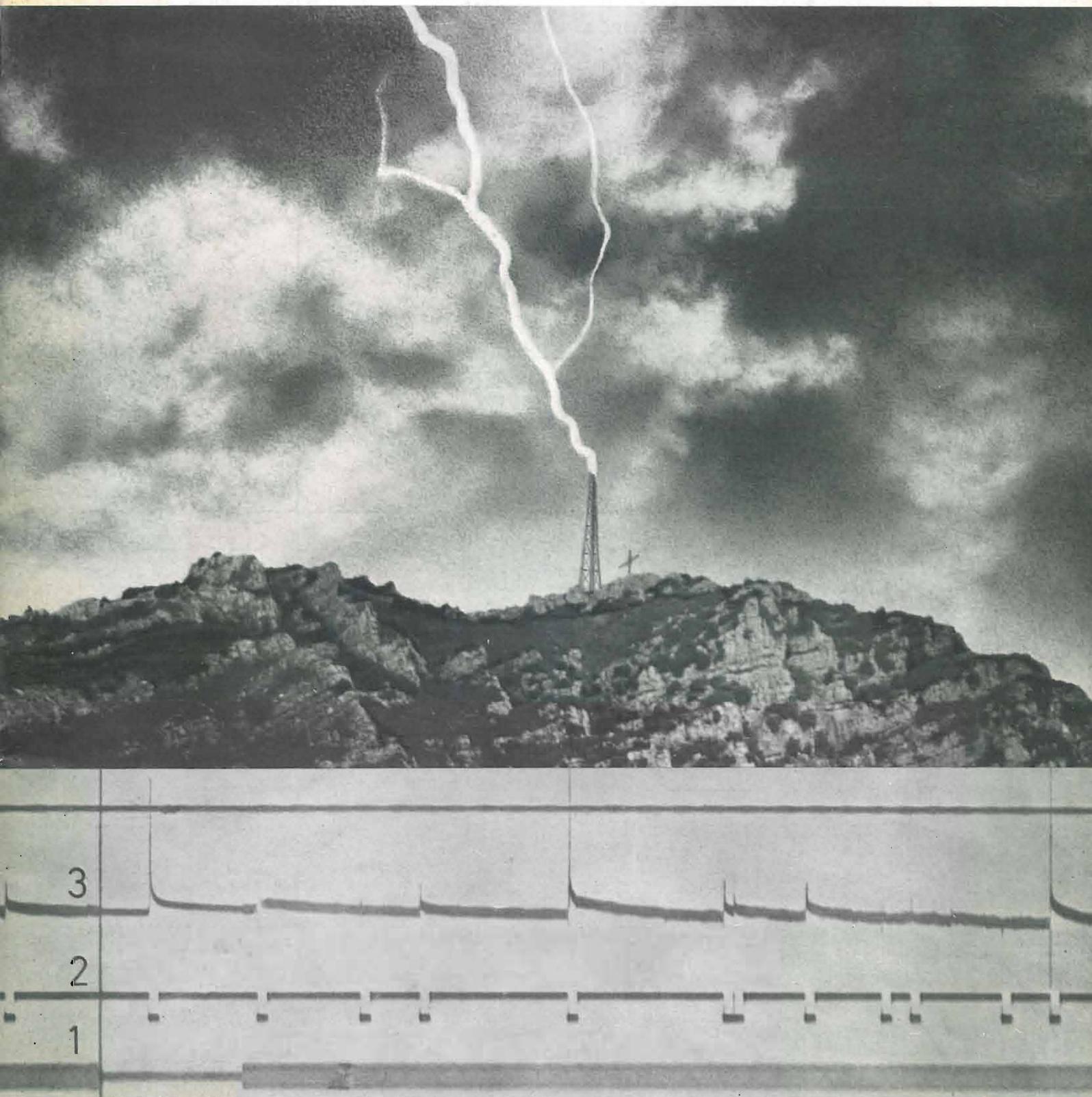


ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

A CURA DELLA RAI E DELLA STET - EDIZIONI ERI - ANNO XIX - NUMERO 4 - 1970 - L. 400

31 AGO. 1970



Registrazione di fulmini sul ripetitore RAI di Foligno (vedi pag. 122).



Supertester 680 R / **ATTENZIONE !!** R come Record !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE !!
4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano
RESISTENZE A STRATO METALLICO di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**
IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!



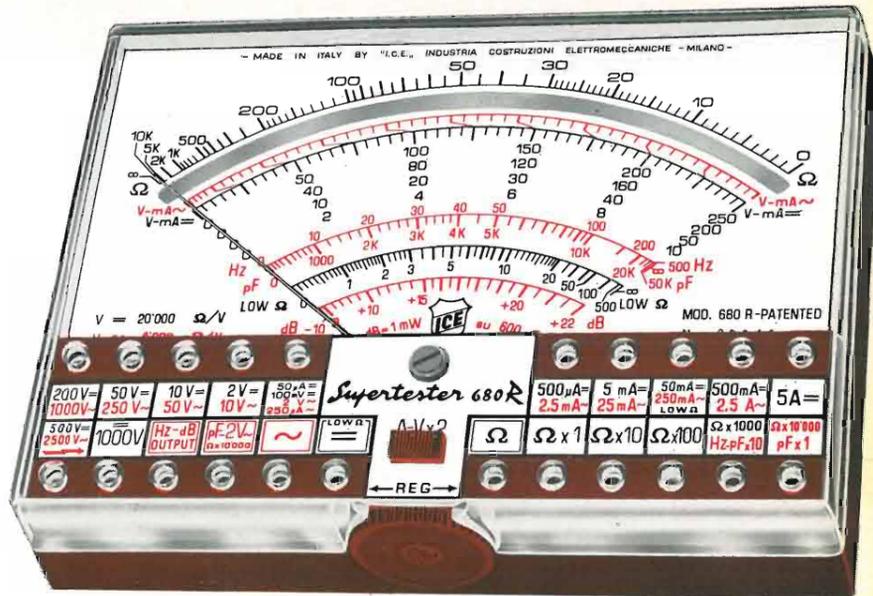
- Record** di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
- Record** di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.)
- Record** di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
- Record** di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
- Record** di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
- Record** di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

- VOLTS C.A.:** 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
- VOLTS C.C.:** 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
- AMP. C.C.:** 12 portate: da 50 µA a 10 Amp.
- AMP. C.A.:** 10 portate: da 200 µA a 5 Amp.
- OHMS:** 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
- Rivelatore di REATTANZA:** 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
- CAPACITA':** 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 µF e da 0 a 50.000 µF in quattro scale.
- FREQUENZA:** 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
- V. USCITA:** 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
- DECIBELS:** 10 portate: da -24 a +70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate. Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali ed erronei anche mille volte superiori alla portata scelta!!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetro. Il marchio «I.C.E.» è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti. **PREZZO SPECIALE** propagandistico L. 14.850 franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R**: **amaranto**; a richiesta: grigio.



IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"



PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI
Transtest

MOD. 662 I.C.E.
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 8.200** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.



LUXMETRO MOD. 24 I.C.E.
a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!
Prezzo netto L. 4.800



TRASFORMATORE I.C.E. A TENAGLIA
MOD. 616
Amperclamp

per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare eseguibili:
7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 9.400** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI
MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)
Prezzo netto: L. 3.600



SONDA PROVA TEMPERATURA
istantanea a due scale:
da -50 a +40 °C
e da +30 a +200 °C
Prezzo netto: L. 8.200



SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.)
MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.
Prezzo netto: L. 2.900 cad.



OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO. RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

UNA TECNICA RIVOLUZIONARIA DI CONVERSIONE ANALOGICO-DIGITALE R² = RECIRCULATING REMAINDER



RIDUCE DEL 50%

IL PREZZO DEI VOLTMETRI DIGITALI

MULTIMETRO

- Precisione 0,02%
 - 4 cifre + 1 (fuori scala del 20%)
 - Reiezione di modo comune maggiore di 100 dB
 - Misura di tensione AC e DC fino a 1200 V e resistenze fino a 12 Mohm
 - In opzione - alimentazione a batteria ricaricabile
- shunts per misure di corrente in AC e DC
sonda per alta frequenza
sonde per alta tensione

Mod. 8100A
L. 695.000
IGE inclusa



VOLTMETRO

- Precisione 0,005%
- 5 cifre + 1 (fuori scala del 20%)
- Selezione automatica del fondo scala e della polarità

Mod. 8300A
L. 1.295.000
IGE inclusa

- Reiezione di modo comune: 140 dB con schermo di guardia
- Misura tensioni continue fino a 1200 V
- In opzione - misure in AC
misure di rapporto
misure di mV/ohms
uscita BCD
controllo a distanza



Vi ricordiamo la produzione dei **VOLTMETRI DIFFERENZIALI**, degli **ALIMENTATORI STABILIZZATI DI ALTA TENSIONE**, dei **CALIBRATORI** e dei **SISTEMI DI CALIBRAZIONE FLUKE** che da anni, in continuo progresso, soddisfano le esigenze della clientela italiana.

Richiedete cataloghi, offerte e dimostrazioni a:

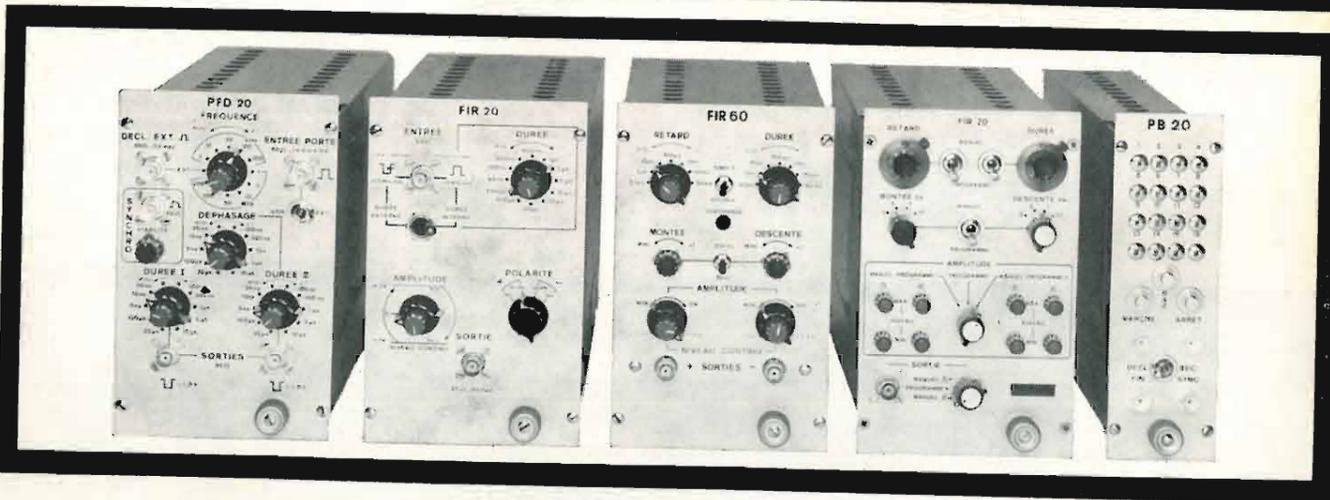
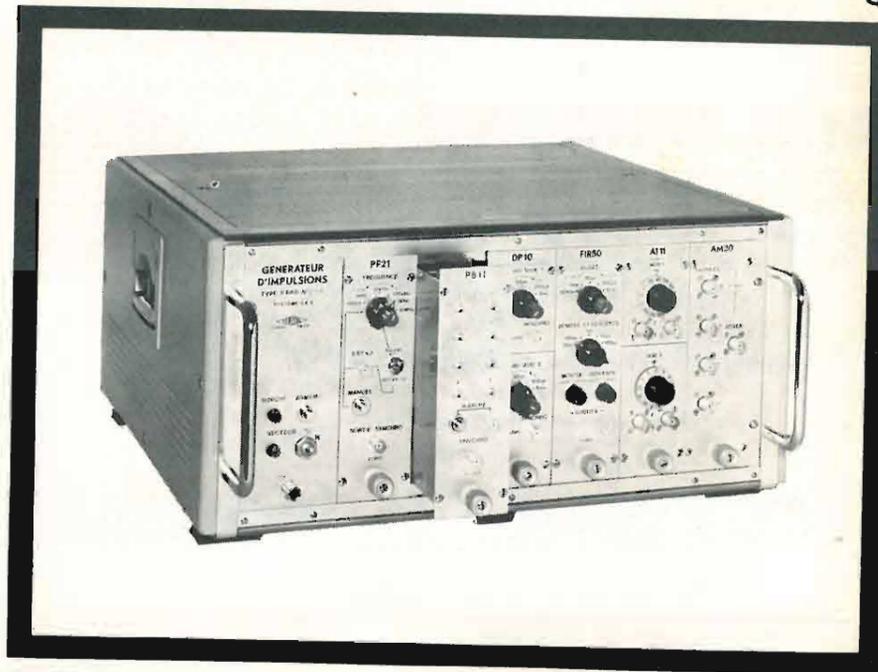
elettronucleonica s.p.a.

Settore Elettronico
20146 MILANO - Piazza De Angeli, 7
Tel. 463.286 / 463.520

FERISOL
 APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA
 ...dalla Francia
 con precisione

**Generatore d'impulsi
 a moduli
 intercambiabili
 Mod. P 640**

Alta versatilità d'impiego, derivata dalle numerosissime combinazioni dei 12 moduli finora prodotti. Possibilità di costruire impulsi fino a 200 MHz, con tempi di salita di 1,2 ns, di programmare, mescolare, sfasare, variare l'ampiezza, la frequenza, il tempo di salita, ed ogni altro parametro dell'impulso.



Una semplicissima operazione Vi permette di inserire questi (o altri) moduli nel corpo del generatore P 640. I risultati? In uscita impulsi rettangolari, trapezoidali, triangolari, treni d'impulsi programmati. Frequenze di ripetizione fino a 200 MHz. Volete un impulso con altre caratteristiche? Vi basta cambiare un cassetto o un collegamento.

ferri pubblicità

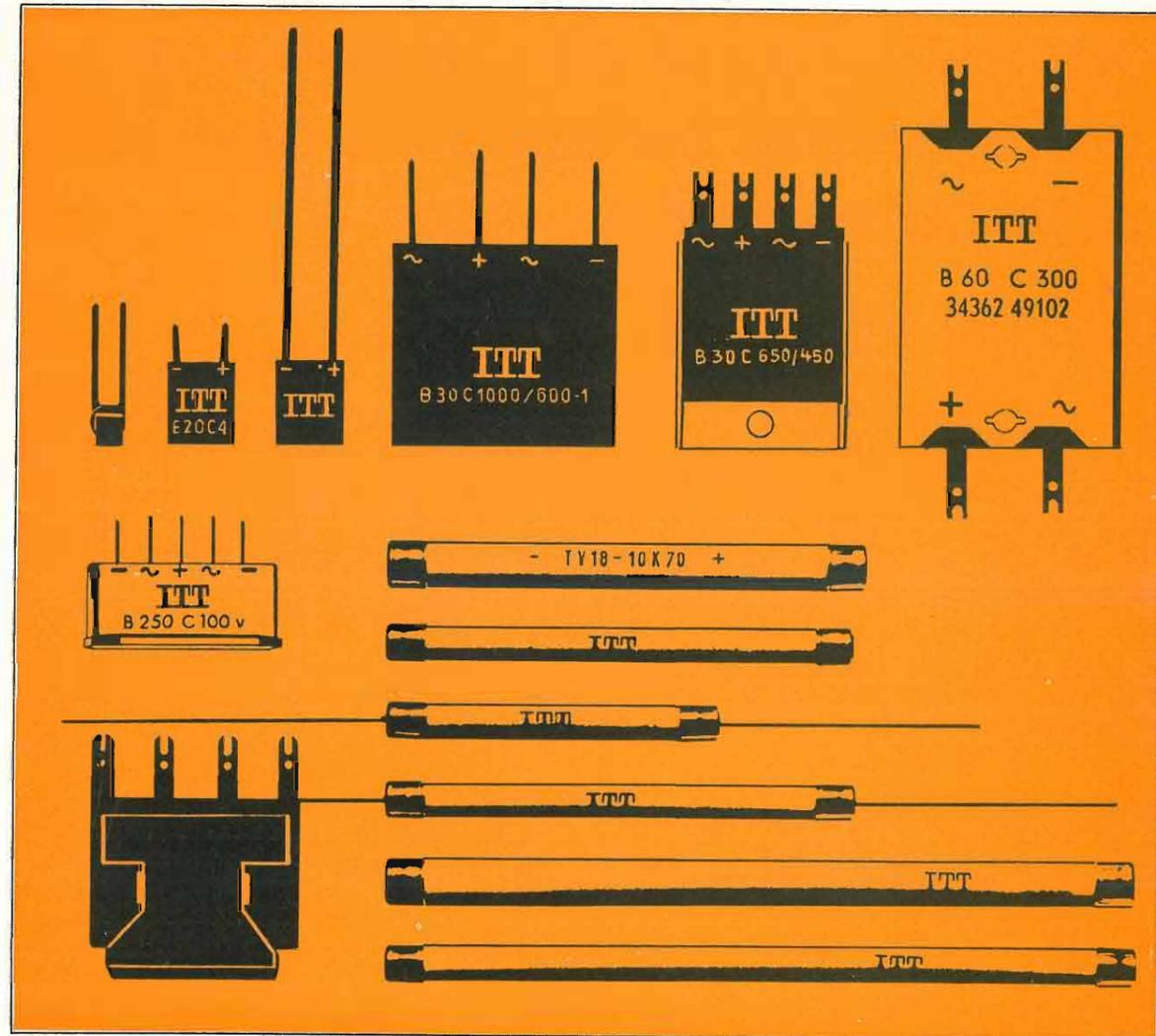
il successo **FERISOL** nel mondo è garanzia di precisione e qualità

Per ulteriori informazioni compilare e spedire l'unito tagliando a:
FERISOL
 UFFICIO TECNICO ITALIANO
 20133 Milano
 via F.lli Sangallo 51 - Tel. (02)7386538

Vi prego di spedirmi una documentazione più particolareggiata del Mod. P 640

nome _____ cognome _____
 ditta _____ telefono _____
 indirizzo _____ cap. _____ città _____

ET/7/70



61005 1

**Raddrizzatori al selenio miniaturizzati
 Grandi prestazioni.**

I raddrizzatori al selenio miniaturizzati della ITT rispondono a tutte le esigenze che oggi vengono poste ai componenti elettronici: dimensioni estremamente piccole, alta capacità di carico, lunga durata, funzionamento ad alta temperatura ambiente, inserimento senza difficoltà nei circuiti stampati e nei montaggi a chassis. Come si ottiene tutto ciò? Con una ricerca intensiva, controlli di qualità continui e meticolosi e molti anni di esperienza. I nostri nuovi raddrizzatori ad alta tensione per

l'alimentazione della tensione anodica dei cinescopi, per tensione di sbarramento di 18 KV hanno una dimensione in lunghezza di soli 70 mm. Ecco un esempio del continuo sviluppo tecnologico.

ITT Standard
 Piazza De Angeli, 7
 Milano
 Tel.: 4696.202/198/183
 Telex: Militts 32351

Componenti di alta qualità



Abbiamo tutto per contare, dal sistema più semplice a quello computerizzato.

Quale volete?



E naturalmente i nostri apparecchi sono precisi. Perché noi calibriamo ogni contatore che produciamo con un campione di frequenza al cesio (ossia un orologio atomico), che è anch'esso prodotto da noi. Potete quindi fidarvi completamente della nostra calibrazione.

I nostri contatori, dal meno costoso al più sofisticato, fanno anche pieno uso di circuiti integrati avanzatissimi, che noi stessi abbiamo sviluppato e prodotto. Eccovi dei brevi dati:

Contatori industriali - piccoli e compatti

In questo gruppo la risoluzione tipica è da 4 a 6 cifre. Massima frequenza di conteggio 10 MHz e base dei tempi derivata o dalla rete o da oscillatori al quarzo.

Contatore universale

Frequenza massima di conteggio 50 MHz, misura di periodo e periodo medio, intervallo di tempo medio, scale e rapporto. Può essere ordinato anche con voltmetro digitale incorporato, precisione 0,05%.

Contatori a cassette intercambiabili

Tra questi contatori, il 5248A è oggi lo «standard» accolto dall'industria. Cassetti convertitori a etero-

dina od oscillatori di trasferimento estendono il campo di frequenze da 150 MHz fino a 18 GHz.

Sono anche disponibili cassette di voltmetri digitali, amplificatori video, intervallo di tempo, «pre-scaler».

Contatore automatico 5323A

Misura periodo o periodo medio, ma calcola e rappresenta la frequenza, fornendo una risoluzione costante per un dato periodo di misura indipendentemente dalla frequenza d'ingresso.

Il nuovo Contatore-computer

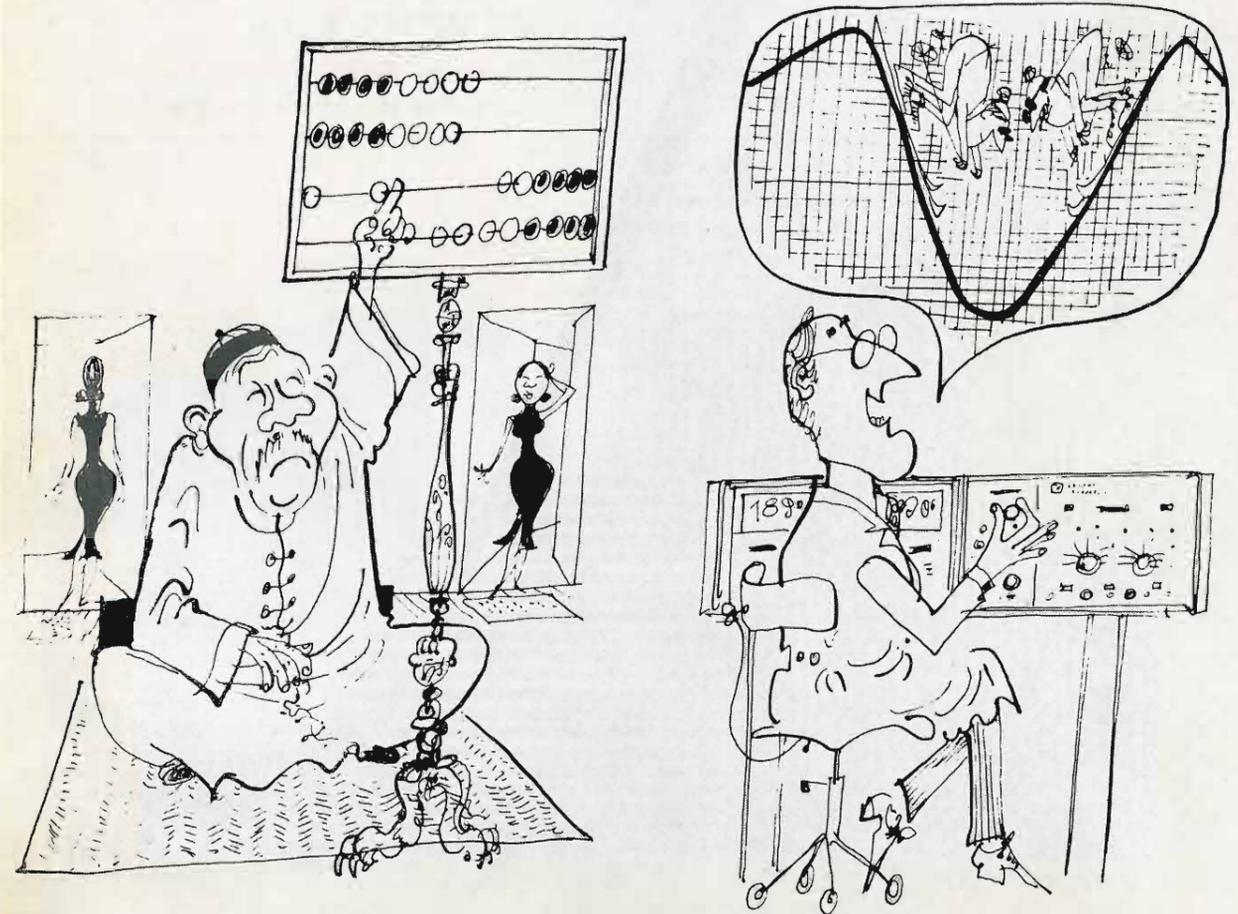
Il modello 5360A a tastiera forma un sistema di misura digitale. Le sue applicazioni sono praticamente illimitate.

In sintesi: quali che siano le vostre necessità, noi abbiamo il contatore che fa per voi.

Per assistenza nella scelta, documentazione tecnica o per una dimostrazione, scriveteci o telefonateci.

Italia: Hewlett-Packard Italiana S.p.A.
20124 Milano, Via Amerigo Vespucci 2, tel. 62 51
00144 Roma-Eur, Piazza Marconi 25, tel. 591 25 44
Svizzera: Hewlett-Packard (Schweiz) AG
Rue du Bois-du-Lan 7, 1217 Meyrin 2 Genève, tel. (022) 41 54 00

HEWLETT **hp** PACKARD



elettroacustica

impianti di diffusione sonora di qualsiasi tipo e potenza - impianti stereofonici ad alta fedeltà - impianti ed apparecchiature per filodiffusione - impianti di traduzione simultanea, via filo e via radio - impianti interfonici per ufficio ed industriali - sussidi audiovisivi - microfoni - preamplificatori normali e di linea con miscelatori - amplificatori di potenza - altoparlanti normali e ad alta fedeltà - diffusori acustici a linea di suono.



**SOCIETA' ITALIANA
TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS s.p.a.**

Sede, direzione generale e uffici:
20149 Milano - piazzale Zavattari, 12



ELETRONICA E TELECOMUNICAZIONI

NUMERO **4** LUGLIO
AGOSTO 1970
ANNO XIX DA PAGINA 121
A PAGINA 156

RIVISTA BIMESTRALE
A CURA DELLA RAI E DELLA STET

DIRETTORE RESPONSABILE
GIUSEPPE DILDA

COMITATO DIRETTIVO
G. CASTELNUOVO, E. CRISTOFARO,
D. FARO, A. SARTORIO

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE
10121 TORINO
VIA ARSENALE, 41 - TELEF. 57-101

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE
PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA PISONI, 2 - TEL. 652-814/15/16
TORINO, VIA BERTOLA, 34 - TELEFONO 57-53

Sommario:

Ricerche sulla fulminazione di torri metalliche 122

Dispositivi per il rilievo dell'attività ceraunica
(E. Garbagnati, G. B. Lo Piparo) 122

Teoria e realizzazione di un dispositivo atto a segnalare, entro un raggio scelto a piacere, l'attività ceraunica ed a rilevare il numero e l'intensità dei fulmini che colpiscono una torre metallica.

Protezione degli impianti di telecomunicazione
contro le scariche atmosferiche (E. Garbagnati, G. B. Lo Piparo) 128

Misure, mediante prove ad impulso, delle sovratensioni che si manifestano nei trasmettitori, dovute a fulminazione delle torre porta antenne o provenienti dalla linea di alimentazione; rimedi da adottare.

Progetto di equalizzatori di ritardo di gruppo
col calcolatore elettronico (L. Bovo, P. D'Amato, I. Guarguagli) 134

La compensazione della distorsione di fase nei circuiti TV richiede l'inserzione di equalizzatori. Un programma di successive approssimazioni ad una curva proposta ad un calcolatore, consente un progetto più rapido, preciso e conveniente di tali equalizzatori.

Amplificatori audio con regolazione automatica
di guadagno (R. Bufano, F. Busiol, D. Sabatino) 141

Ha la caratteristica di mantenere automaticamente costante il livello di uscita al variare di quello di entrata. In esso sono tipici un memorizzatore della tensione che regola il guadagno e il circuito per attuare lo stadio a C.A.G.

Notiziario:

«Planox»: nuovo processo di produzione dei circuiti integrati • Amplificatore isolante a guadagno unitario 149

Nuovo calcolatore elettronico per l'industria • Oscillatori per microonde 150

Nuclii a mantello di siferrite con regolazione rotante • Nuovo microscopio a scansione con fascio laser • Commutatore allo stato solido a tensione nulla per circuiti a tiristori 151

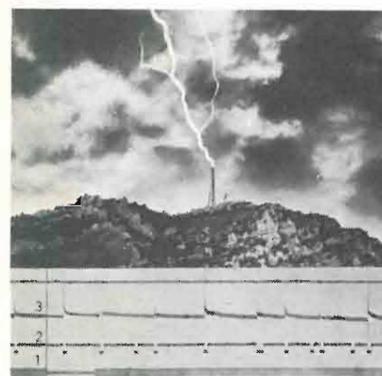
Oscilloscopio per servizio TVC • Raddrizzatori al silicio per alta tensione • Manipolatore di campioni per microscopio elettronico • Prove dell'Intelsat 4 152

Libri e pubblicazioni:

Treves, S.R.: Tecnica numerica delle comunicazioni elettriche

• Perotto P.G.: Sistemi di automazione - Vol. I: I servosistemi • 1970 World Radio-TV Handbook 155

Henry J.: Les interconnexions en électronique • Foster K., Anderson R.: Electromagnetic theory: problems and solutions • Hennequin J.: Électromagnétisme et relativité restreinte • Numerosi autori: Exercices et problèmes 156



Nella stazione sperimentale per le ricerche sulle fulminazioni, installata a Foligno presso il ripetitore TV-MF della RAI, vengono collaudati e tarati dispositivi per il rilievo dell'attività temporalesca. È riportata anche la registrazione (riga 2) del numero di fulmini conteggiati dal segnalatore di attività temporalesca qui descritto (p. 122), unitamente alla registrazione (riga 1) della tensione della linea di alimentazione del ripetitore e a quella (riga 3) della corrente di effluvio dalla sommità del traliccio porta-antenne.

UNA COPIA L. 400 (ESTERO L. 500)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 2000 (ESTERO L. 3000)
VERSAMENTI ALLA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C. C. POSTALE N. 2/37800
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-II-1951
TUTTI I DIRITTI RISERVATI
LA RESPONSABILITÀ DEGLI SCRITTI FIRMATI SPETTA AI SINGOLI AUTORI
© 1970 BY ERI EDIZIONI RAI RADIOTELEVISIONE ITALIANA

INSERZIONI: ALFACAVI - APPEL - DUCATI - ELEDRA - ELETTRONUCLEONICA - FACE STANDARD - FERISOL - GTE - HEWLETT PACKARD - ICE - IREM - LARIR - PHILIPS - ROJE OSCAR - SIEMENS - TECHSNABEXPORT - ZETTLER.

RICERCHE SULLA FULMINAZIONE DI TORRI METALLICHE

Già da qualche anno l'ENEL, la RAI e il gruppo STET stanno conducendo un programma di ricerche sulla fulminazione diretta di torri metalliche tipo di sostegni per elettrodotti e per antenne dei ripetitori radio e TV.

Il programma generale delle ricerche è articolato nei seguenti punti:

- Ricerche sulla natura dei fulmini che possono colpire le strutture;
- Messa a punto di metodi analitici e di tecniche di misura in scala reale e su modelli in scala ridotta per la determinazione della risposta al fulmine delle strutture, e cioè delle sovratensioni che si determinano ai capi di isolamenti vitali per l'impianto quando l'opera è colpita da un fulmine di caratteristiche note.

Obiettivo della ricerca è la definizione di criteri di progetto e di protezione delle strutture e delle appa-

recchiature connesse, atti a minimizzare i danni derivanti dalle fulminazioni.

Le ricerche di cui al tema a) si sono concretate nella progettazione, costruzione ed installazione di una Stazione Sperimentale di Misura presso il ripetitore RAI di Foligno; per le ricerche di cui al punto b), invece, sono stati finora messi a punto metodi analitici e modelli sperimentali in scala ridotta; sono state inoltre eseguite prove ad impulso presso alcuni impianti ripetitori della RAI.

I principali risultati delle ricerche finora condotte costituiscono l'oggetto di alcuni lavori in via di pubblicazione su Riviste specializzate.

Per l'attualità del tema trattato e per il contributo che arrecano alla soluzione dei problemi connessi alla fulminazione degli impianti di trasmissione e di telecomunicazione, particolare interesse rivestono per gli specialisti in materia i lavori che verranno presentati su questa Rivista.

DISPOSITIVI PER IL RILIEVO DELL'ATTIVITÀ CERAUNICA

E. GARBAGNATI - G.B. LO PIRARO

SOMMARIO — Vengono discussi i principi teorici e mostrata una pratica realizzazione di un dispositivo in grado di segnalare la presenza di attività cerauniche entro un raggio variabile a piacere e di dare indicazioni sul numero dei fulmini e sul numero e la durata dei temporali nella zona. Inoltre è illustrato un contatore in grado di rilevare sia il numero sia l'intensità dei fulmini che colpiscono una struttura metallica.

1. Introduzione.

Uno dei parametri basilari per la determinazione del comportamento al fulmine di un impianto è la frequenza con cui esso viene interessato da fenomeni temporaleschi; mentre nel caso di impianti « distribuiti » come ad esempio lunghe linee di trasmissione — di energia o di telecomunicazione — viene comunemente assunto come parametro il livello ceraunico ⁽¹⁾ delle zone attraversate, nel caso di impianti « concentrati » — ponti radio, trasmettitori e ripetitori radio e TV, ecc. — risulta di maggiore utilità pratica la determinazione immediata del numero di fulmini che colpiscono direttamente l'impianto.

In quanto segue sono descritti due interessanti dispositivi — il segnalatore di attività ceraunica e il contatore di fulminazioni dirette — che permettono la determinazione del parametro « frequenza di fulminazione » rispettivamente per impianti « distribuiti » e per impianti « concentrati ».

(*) p.i. Emilio Garbagnati - Centro di Ricerca Elettrica - ENEL - Milano; dott. ing. Giovanni B. Lo Piraro - Direzione Impianti Ausiliari - RAI - Roma.

Dattiloscritto pervenuto il 19 febbraio 1970.

Lavoro svolto nell'ambito di un programma di ricerche condotto in collaborazione dall'ENEL, la RAI e il Gruppo STET sulla fulminazione diretta di torri metalliche.

⁽¹⁾ Il « livello ceraunico » è individuato dal numero di giornate temporalesche in un anno.

2. Segnalatore di attività ceraunica.

Il livello ceraunico di una data zona è stato fino a qualche tempo fa determinato empiricamente con poco sicuri metodi auditivi basandosi (bibl. 1) sulla definizione di giornata temporalesca (giorno in cui si è udito almeno un tuono).

Recentemente, nell'intento di utilizzare strumenti di misura più obiettivi dell'orecchio umano, sono stati messi a punto nell'ambito della sottocommissione CIGRE (Conferenza Internazionale Grandi Reti Elettriche), n. 8 « Working Group on Lightning Flash Counters » contatori di scariche atmosferiche, dispositivi, cioè, sensibili alle rapide variazioni di campo elettrico associate ad una scarica di fulmine sia essa al suolo o fra nubi; purtroppo numerose difficoltà sono sorte allorché si è tentato di stabilire una correlazione fra i dati ottenuti dai contatori di fulmini e il numero e la durata dei temporali nella zona.

Il segnalatore di attività ceraunica (fig. 1) è in grado di segnalare la presenza di attività cerauniche entro un raggio variabile entro vasti limiti e di dare indicazioni obiettive sul numero e la durata dei temporali nella zona nonché sul numero di fulmini nelle vicinanze effettuando automaticamente una correlazione fra tutte queste grandezze.



Fig. 1. — Segnalatore di attività cerauniche. Vista esterna.

2.1. PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO.

La presenza di nubi cariche di elettricità crea nello spazio compreso fra esse ed il suolo un campo elettrico E avente una componente verticale E_v che indurrà su una antenna isolata posta a h metri dal suolo una tensione pari a $E_v \cdot h$. Se l'antenna viene connessa a terra francamente o tramite una resistenza R il suo potenziale rispetto al suolo deve essere zero. Perché ciò si verifichi, sull'antenna si deve dislocare un sistema di cariche, drenate dal suolo, tale da creare su di questa un campo elettrico $-E_v$.

Questa carica è legata alla tensione $E_v \cdot h$, a cui si sarebbe portata l'antenna se fosse stata isolata, dalla relazione $Q = C \cdot E_v \cdot h$ essendo C la capacità dell'antenna verso terra, supposta isolata.

Qualunque variazione di campo elettrico atmosferico provocato da scariche di fulmine darà luogo ad una variazione della carica sull'antenna e quindi al passaggio di una corrente $i = dQ/dt$ attraverso il collegamento a terra. Se quest'ultimo è realizzato con una resistenza R , ai suoi capi si manifesterà una tensione pari a $h \cdot E_v \cdot e^{-t/RC}$ nel caso in cui il campo elettrico passi bruscamente dal valore iniziale E_{v0} al valore zero. Per variazioni più lente del campo il valore massimo della tensione ai capi di R sarà minore e ricavabile dallo schema equivalente di figura 2, dove $E_v(t)$ è il valore della componente verticale del campo elettrico all'istante t .

Dalle esperienze sinora condotte si sono rilevate ai capi del dispositivo elettronico tensioni variabili da una decina a qualche centinaio di volt.

2.1.1. Campo elettrico a terra durante fenomeni di scarica. Durante l'evolversi dei fenomeni temporaleschi, la componente verticale E_v del campo elettrico a terra è data (bibl. 2), con approssimazione generalmente ritenuta soddisfacente, dalla relazione:

$$[1] \quad E_v = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \left(\frac{1}{r^3} \int_0^t m \, dt + \frac{m}{r^2c} + \frac{1}{rc} \frac{dm}{dt} \right),$$

dove:

$\epsilon_0 = 1/36\pi \cdot 10^{-9}$ F/m è la costante dielettrica dell'aria,

r = è la distanza della scarica in metri,

$c = 3 \cdot 10^8$ m/s è la velocità della luce,

$m = 2i_t h$ è il valore all'istante t del momento di corrente, prodotto dal valore istantaneo della corrente di fulmine i_t per l'altezza h raggiunta dalla scarica di ritorno.

I tre termini della [1] sono rispettivamente:

— il termine elettrostatico

$$E_e = 9 \cdot 10^9 \frac{1}{r^3} \int m \, dt$$

— il termine di induzione

$$E_i = 9 \cdot 10^9 \frac{1}{r^2c} m$$

che è proporzionale alla corrente, rappresenta l'energia reattiva immagazzinata ed essendo inversamente proporzionale a r^2 , mantiene ancora valori significativi a distanze r maggiori di quanto non faccia il termine E_e ;

— il termine di radiazione

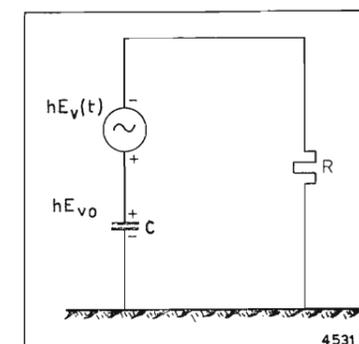


Fig. 2. — Schema equivalente dell'antenna sensibile.

$$E_r = 9 \cdot 10^9 \frac{1}{rc^2} \frac{dm}{dt}$$

che rappresenta l'energia irradiata dalla scarica di fulmine alla velocità della luce ed è proporzionale alla derivata rispetto al tempo della corrente; assume inoltre valori significativi a distanze r a cui i termini E_e ed E_i possono essere trascurati.

In figura 3 è mostrata una rappresentazione di massima (bibl. 3) dei campi di frequenza interessanti i tre termini E_e , E_i , E_r e i corrispondenti campi di frequenza relativi ai diversi tipi di scarica di fulmine; risulta chiaro che, affinché siano conteggiati prevalentemente i fulmini a terra, il dispositivo deve presentare la massima sensibilità in un campo di frequenza da 100 a 1000 Hz (bibl. 4) dove, per distanze inferiori a 50 chilometri, è predominante l'effetto elettrostatico (bibl. 5, 6).

2.1.2. *Raggio d'azione e raggio equivalente.* In prima approssimazione, si ammetterà perciò che il contatore sia sensibile alla variazione globale ΔE_e della componente elettrostatica E_e

$$[2] \quad \Delta E_e = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{1}{r^3} \int_0^\infty m dt$$

La [2] può essere scritta nella forma:

$$[3] \quad \Delta E_e = K \frac{I_t}{r^3}$$

dove I_t è il valore di cresta della corrente di fulmine.

Il valore della costante K dipende, sia dalla forma d'onda della corrente di fulmine, sia dalla legge di neutralizzazione delle cariche distribuite lungo il condotto di fulmine. Ad esempio, posto (bibl. 7):

$$i_t = A (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \quad e \quad t_m = \frac{\ln(\beta/\alpha)}{\beta - \alpha}$$

risulta $I_t = A (e^{-\alpha t_m} - e^{-\beta t_m})$ per cui si ha:

$$[4] \quad i_t = I_t \frac{e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}}{e^{-\alpha t_m} - e^{-\beta t_m}}$$

Se si assume che la velocità di propagazione della scarica di ritorno decresca con la legge esponenziale (bibl. 7):

$$[5] \quad v = V_0 e^{-\gamma t}$$

si ottiene:

$$[6] \quad h = \int_0^t v dt = \frac{V_0}{\gamma} (1 - e^{-\gamma t})$$

Dalle [4] e [6] risulta:

$$[7] \quad m = 2i_t h = \frac{2V_0 I_t / \gamma}{e^{-\alpha t_m} - e^{-\beta t_m}} (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) (1 - e^{-\gamma t})$$

Per ottenere la variazione ΔE_e di E_e occorre integrare la [7]; si ha:

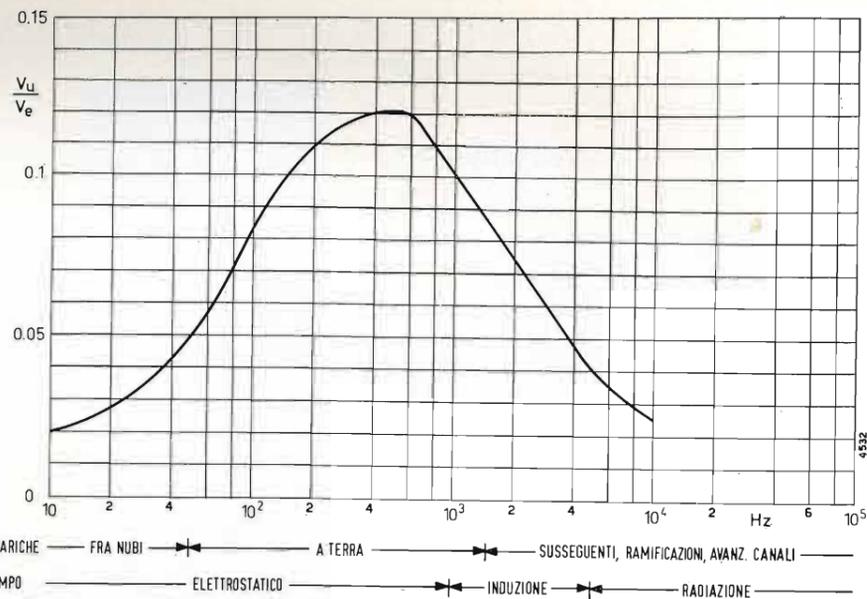


Fig. 3. — Campi di frequenza caratteristici del fulmine e curva di risposta del filtro d'entrata al segnalatore.

$$[8] \quad \int_0^\infty m dt = \frac{2V_0 I_t / \gamma}{e^{-\alpha t_m} - e^{-\beta t_m}} \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\beta} - \frac{1}{\alpha + \gamma} + \frac{1}{\beta + \gamma} \right)$$

Dalle [2], [3], [8] risulta:

$$[9] \quad K = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{2V_0 / \gamma}{e^{-\alpha t_m} - e^{-\beta t_m}} \left[\left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha + \gamma} \right) - \left(\frac{1}{\beta} - \frac{1}{\beta + \gamma} \right) \right]$$

Se ΔE_e è la sensibilità del contatore, questo segnerà tutti e solo i fulmini per cui sia:

$$[10] \quad \frac{I_t}{r^3} \geq \frac{\Delta E_e}{K} = a$$

Il raggio d'azione r è ricavabile dalla [10].

Il raggio equivalente del contatore, definito come

$$[11] \quad r_{eq} = \sqrt{\frac{N}{\pi D}}$$

dove N è il numero di conteggi annui e D è la densità di fulminazione, cioè il numero di fulmini annui/km² si può invece ricavare pensando che, detta P (I_t) la probabilità che il valore di cresta della corrente di fulmine sia non inferiore a I_t , dei $2\pi r \cdot D \cdot dr$ fulmini che cadono in un anno nella corona circolare di larghezza elementare dr alla distanza r del contatore, questi ne segnerà

$$[12] \quad 2\pi r D P(a r^3) dr$$

Il numero totale dei conteggi N sarà quindi:

$$[13] \quad N = 2\pi D \int_0^\infty r P(a r^3) dr$$

Dalle [11], [13] risulta:

$$[14] \quad r_{eq} = \sqrt{\frac{N}{\pi D}} = \sqrt{\int_0^\infty 2r P(a r^3) dr}$$

Quindi per ricavare il valore di r_{eq} occorre conoscere:

- la sensibilità del contatore ΔE_e
- la curva di distribuzione delle intensità di corrente di fulmine
- il valore del parametro K .

2.2. DESCRIZIONE DEL DISPOSITIVO.

In considerazione delle particolari condizioni di esercizio (ubicazione, condizioni atmosferiche, ecc.) è necessario che il dispositivo presenti caratteristiche costruttive ed operative di sicuro affidamento: la costanza dei parametri operativi e l'assenza assoluta di operazioni di taratura in esercizio sono le caratteristiche che esso deve possedere.

Il segnalatore (fig. 4) è essenzialmente costituito da:

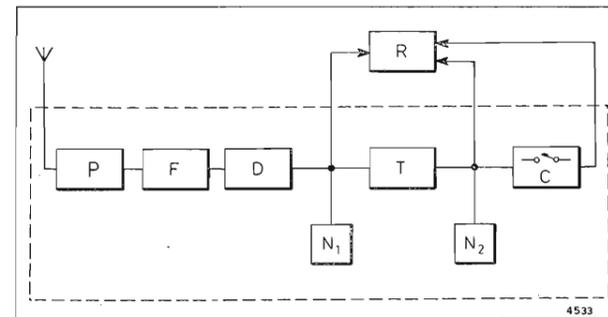


Fig. 4. — Schema a blocchi del segnalatore.

a) Un elemento P sensibile al campo elettrico, costituito da una antenna unifilare o multifilare tesa parallelamente al suolo e collegata a terra ad una estremità tramite l'impedenza di entrata del dispositivo elettronico destinato a discriminare le tensioni che si localizzano sui suoi morsetti al verificarsi di rapide variazioni di campo elettrico.

b) Un circuito discriminatore D, atto a comandare, per valori di tensioni superiori ad un livello prefissato, l'intervento di un numeratore N_1 di tipo elettromeccanico e ad eccitare un circuito temporizzatore T. Il numeratore segnerà tutte le volte che le rapide variazioni del campo elettrico associato ad una scarica atmosferica daranno sull'antenna tensioni di ampiezza sufficiente a far intervenire il discriminatore D; è così possibile il conteggio dei fulmini, sia a terra che fra nubi, entro una superficie la cui area dipende dalla sensibilità del discriminatore e dalla attenuazione introdotta dai circuiti di entrata.

L'accoppiamento tra antenna e circuito discriminatore è realizzato tramite un filtro F passa-banda accordato a 500 Hz (fig. 3) e un divisore di tensione P a rapporto variabile a gradini: una ulteriore regolazione della sensibilità del sistema è ottenuta variando la tensione di polarizzazione del circuito di soglia; è perciò possibile la scelta del raggio d'azione in un'ampia gamma di valori. La pratica realizzazione di queste due parti è stata ottenuta operando opportune modifiche ad un contatore di scariche atmosferiche del tipo adottato in Italia.

c) Un temporizzatore T ad integrazione, atto a chiudere un contatto C e a mantenerlo chiuso per tutto il tempo in cui si manifesta attività ceraunica nella

zona. Infatti ogni qualvolta si manifestano sulla antenna tensioni superiori al livello prestabilito, il circuito discriminatore eccita il temporizzatore il quale a sua volta comanda la chiusura del contatto C; esso ritornerà nelle condizioni iniziali soltanto dopo un intervallo di tempo prefissato (30' - 60' - 90' e 120') a partire dall'istante della fulminazione. Naturalmente tutte le variazioni di campo elettrico che in questo intervallo di tempo provocano successivi interventi del discriminatore eccitano nuovamente il temporizzatore: il ritorno alle condizioni di riposo avverrà perciò soltanto una volta trascorso il tempo voluto dall'ultima fulminazione nella zona.

Un numeratore N_2 di tipo elettromeccanico provvede al conteggio degli interventi del circuito temporizzatore e quindi in definitiva del numero di temporali, mentre l'inserzione di un contatore comandato dal contatto C permette la misura della durata del temporale.

Più comodamente, quando si voglia conoscere anche la distribuzione temporale delle varie grandezze, si può far uso di un registratore di eventi R.

d) L'alimentazione. In relazione alle particolari condizioni di installazione del dispositivo l'alimentazione dei circuiti elettronici, realizzati allo stato solido con particolare attenzione per quanto riguarda i consumi, può essere effettuata tramite batterie o tramite una sorgente esterna a 220 V ca. In quest'ultimo caso un alimentatore stabilizzato incorporato provvede alla carica di un accumulatore al Ni Cd che è in grado di assicurare una autonomia di circa 25 ore nel caso di assenza di rete.

Per evitare che pericolose sovratensioni indotte sulla rete di alimentazione possano danneggiare il dispositivo, un interruttore ad alto isolamento (> 10 kV cresta tra i contatti) provvede a sezionare automaticamente la linea di alimentazione dal dispositivo per tutta la durata del temporale.

2.3. ESPERIENZA DI ESERCIZIO.

Un segnalatore del tipo descritto è in servizio da oltre un anno presso il ripetitore RAI di Foligno; la curva di attenuazione del filtro di entrata (fig. 3) indica che saranno conteggiati prevalentemente i fulmini a terra ma, in una certa misura, dipendente dalla sensibilità del contatore, anche i fulmini fra nubi: la necessità di avere una sensibilità sufficiente a conteggiare i fulmini a terra al limite dell'area di conteggio implica infatti che anche le scariche più intense e vicine fra le nubi faranno scattare il numeratore; naturalmente l'entità dell'errore dipende dal rapporto scariche fra nubi e scariche a terra (bibl. 6, 8, 9, 10).

La sensibilità dell'apparecchio installato è stata scelta, mediante controlli ottici, in modo da non rilevare i temporali che si svolgono a circa 11 chilometri di distanza.

I risultati relativi ad un anno d'esercizio sono mostrati in figura 5 dove sono messi a confronto sia con le medie stagionali di giornate temporalesche nella stessa zona desunte dalle osservazioni disponibili fino a tutto il 1948 (bibl. 1), sia con la media decennale, riportata allo stesso raggio d'azione, del numero di fulmini registrati da analoghi contatori installati dall'ENEL nella stessa zona.

2.4. APPLICAZIONI PARTICOLARI.

Oltre che come segnalatore di attività cerauniche questo dispositivo può essere utilmente impiegato come unità di comando in tutti quei casi in cui, per

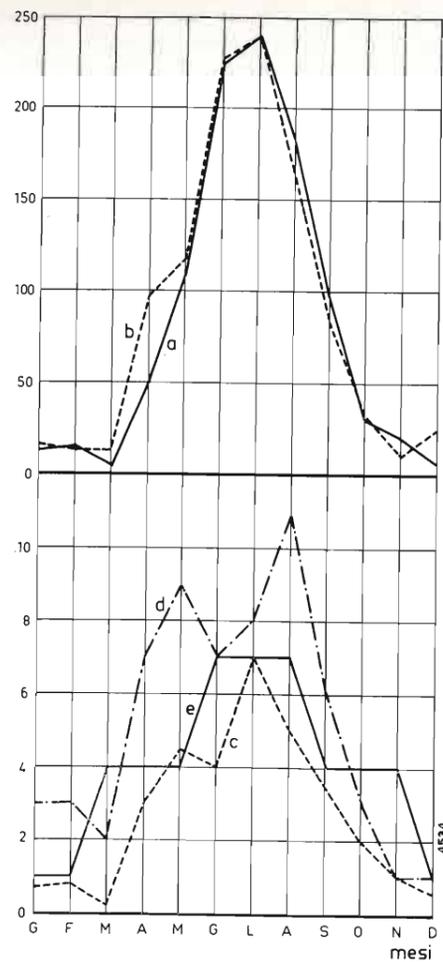


Fig. 5. — Attività ceraunica nella zona di Foligno: a) numero di fulmini rilevati dal segnalatore; b) numero di fulmini rilevati dai contatori Enel; c) ore di temporale; d) numero di temporali; e) Numero di giornate temporalesche (bibl. 1).

motivi di sicurezza o di funzionamento, si desidera sezionare dalla rete o mettere in funzione apparecchiature durante il manifestarsi di attività cerauniche nella zona.

In particolare, esso è attualmente impiegato come unità di comando della Stazione Sperimentale per il rilievo delle caratteristiche dei fulmini installata presso il ripetitore RAI di Foligno. Applicazioni future sono inoltre previste presso tutti i ripetitori o centri trasmettenti della RAI dotati di alimentazione indipendente d'emergenza e particolarmente esposti ai pericoli della fulminazione; ciò permetterà, all'avvicinarsi di un temporale, di sezionare le normali linee di alimentazione evitando così il manifestarsi di pericolose sovratensioni fra il sistema di alimentazione in arrivo e la rete di messa a terra dell'impianto trasmettente; le normali linee di alimentazione saranno riallacciate automaticamente — o manualmente nei centri presidiati — una volta cessato il temporale.

3. Contatore di fulminazioni dirette su una torre metallica.

I requisiti richiesti ad un tale contatore sono:

- insensibilità alle correnti di fulmine che non colpiscono la torre in esame;
- discriminazione delle ampiezze delle correnti di fulmine;
- facilità di installazione, minima manutenzione, resistenza agli agenti atmosferici nonché assenza

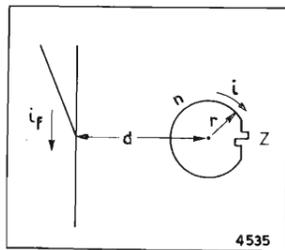


Fig. 6. — Schema del contatore di fulminazioni dirette.

assoluta di operazioni di taratura del dispositivo una volta installato.

Esso è costituito da un elemento sensibile ai campi elettromagnetici associati alla corrente di fulmine fluente lungo la torre accoppiato a circuiti di conteggio che ne elaborano i segnali.

Praticamente ciò è stato realizzato mediante una bobina (elemento sensibile) chiusa su una resistenza, ai capi della quale è prelevata, tramite partitore, la tensione necessaria a provocare l'intervento dei circuiti elettronici di conteggio: ciascuno di questi è costituito da un circuito di soglia seguito da un circuito atto a comandare un numeratore di tipo elettromeccanico. Lo schema realizzato permette di evitare qualsiasi consumo in fase di attesa e garantisce un'ottima costanza della tensione di intervento al variare della tensione di batteria e della temperatura.

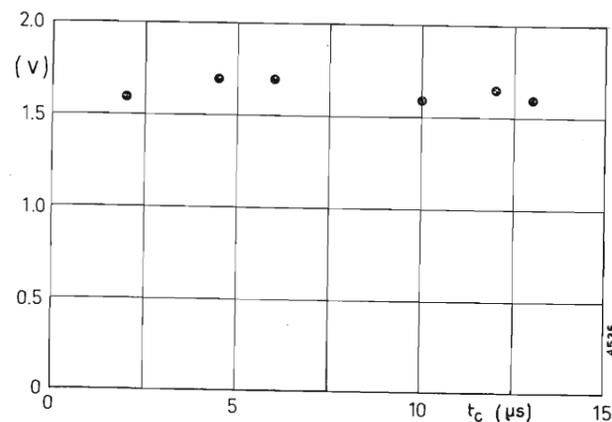


Fig. 7. — Tensione di entrata al contatore per diverse forme d'onda della corrente di fulmine.

Per meglio comprenderne il principio di funzionamento si consideri una bobina di n spire di raggio r chiusa su una impedenza Z , posta a una distanza d da un filo indefinito percorso dalla corrente di fulmine (fig. 6). Se r è molto minore di d il campo all'interno della bobina può supporre praticamente uniforme; non si commette quindi apprezzabile errore assumendo per

$$1 - e^{-t_c/\tau} \approx t_c/\tau$$

e quindi dalla [16] il valore di cresta v_c della tensione su Z è:

$$v_c = Zi_c = v_0 \frac{t_c}{\tau} = \frac{\mu_0 r^2 n}{2d} \cdot \frac{di_f}{dt} \cdot \frac{t_c}{\tau} = \frac{r^2 n}{2d} \frac{I_f}{\tau}$$

cioè tale valore massimo è direttamente proporzionale al valore I_f di cresta della corrente di fulmine.

La scelta di τ impone, in sostanza, un legame tra r , n e Z che permette il dimensionamento dell'elemento sensibile del contatore. La scelta di d , invece, è condizionata dalla necessità che il contatore segni solo le correnti fluente del sostegno.

In figura 7 è riportato l'andamento (come da misure di laboratorio) della tensione ai capi di Z per diversi tempi t_c in cui si manifesta la cresta della corrente I_f mantenuta ad un valore di cresta costante; l'indipendenza della tensione fornita dalla bobina dal tempo alla cresta delle correnti inducenti, può considerarsi soddisfacente.

La discriminazione delle ampiezze delle correnti di fulmine viene effettuata connettendo ad una stessa bobina due o più circuiti di soglia, regolati a livello di intervento crescenti. Dal numero di questi circuiti dipende il potere di discriminazione delle correnti di fulmine.

Il contatore realizzato (fig. 8), del tipo a due livelli di intervento, utilizza, come elemento sensibile, una bobina di 135 spire, del diametro di 120 mm, chiusa su una resistenza di 20 ohm, il che dà luogo ad un τ di circa 100 μ s, tale cioè da permettere l'esatta misura delle ampiezze delle correnti di fulmine anche per elevati tempi alla cresta ($t_c = 20 \div 30 \mu$ s).

Da notare che in figura 8 non compare lo schermo elettrostatico, che è invece necessario in dispositivi di questo tipo per sottrarre la bobina all'azione del campo elettrico. La costruzione di tale schermo non presenta però, visti gli scopi dell'apparecchio, particolari difficoltà.

1170

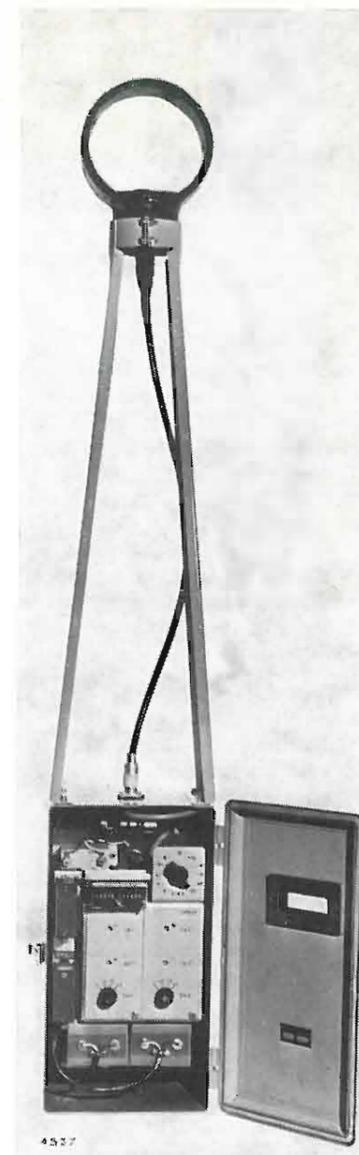


Fig. 8. — Vista esterna del contatore di fulminazioni dirette.

esso un valore costante pari a quello nel centro della bobina.

In queste condizioni la corrente i fluente nella impedenza Z può essere facilmente ricavata dall'equazione:

$$[15] \quad L \frac{di}{dt} + Z \cdot i = v_0$$

dove: $L = \mu_0 \pi r^2 n^2 / 2$ è l'induttanza della bobina e

$$v_0 = \frac{\mu_0 r^2 n}{2d} \cdot \frac{di_f}{dt}$$

è la tensione indotta nella bobina, supposta chiusa su una impedenza infinita, dalla corrente di fulmine i_f .

La soluzione dell'equazione [15] è perciò espressa, nel caso di una corrente di fulmine a rampa, da:

$$[16] \quad i = \frac{v_0}{Z} (1 - e^{-t/\tau})$$

dove:

$$\tau = L/Z$$

è la costante di tempo del circuito.

Se si sceglie per τ un valore tale che sia $t_c \ll \tau$, essendo t_c il tempo alla cresta della corrente di fulmine, si ha

PROTEZIONE DEGLI IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONE CONTRO LE SCARICHE ATMOSFERICHE

STUDIO DEI SISTEMI DI PROTEZIONE MEDIANTE PROVE AD IMPULSO(*)

E. GARBAGNATI - G.B. LO PIPARO (**)

SOMMARIO — È messa in luce l'opportunità di determinare, mediante prove ad impulso, l'entità delle sovratensioni che si manifestano sugli apparati di impianti trasmittenti, sia nel caso di sovratensioni di tipo impulsivo provenienti dalla linea di alimentazione, sia nel caso di sovratensioni dovute a fulminazione diretta della torre porta-antenne. I risultati delle misure, eseguiti su alcuni impianti, indicano quali siano i punti più sollecitati, permettendo di valutare l'ampiezza e la forma d'onda delle sovratensioni sollecitanti e forniscono indicazioni di massima sui rimedi da adottare per riportare le sovratensioni entro limiti non pericolosi. Sono descritte le modalità di prova e le apparecchiature necessarie per la loro esecuzione e vengono infine illustrate le prove effettuate presso il ripetitore RAI di Foligno.

1. Introduzione.

Come è noto, le scariche atmosferiche sono una delle principali cause dei disservizi finora verificatisi sugli impianti di telecomunicazione e di trasmissione radio e TV.

Il problema si presenta in termini economici particolarmente gravi ove si pensi sia all'elevato numero di impianti (1), sia al fatto che essi sorgono quasi tutti in zone montuose, non facilmente accessibili e di elevato livello ceramico. Inoltre, l'importanza che in genere riveste per questo tipo di impianti la continuità del servizio, impone l'impiego di ogni mezzo atto a sopprimere o a ridurre ogni causa di disservizio.

Purtroppo le caratteristiche di una scarica di fulmine (bibl. 1, 2) sono in genere tali da creare, per la protezione di questi impianti, problemi di non agevole soluzione specie se si tien conto che, a causa di una sempre maggiore diffusione di apparecchiature transistorizzate, bisogna mantenere le sovratensioni indotte a livelli estremamente bassi.

Si comprende facilmente quale importanza abbia la conoscenza dell'ampiezza e della forma d'onda delle sovratensioni e dei punti in cui esse si verificano, nonché la possibilità di effettuare indagini comparative su eventuali rimedi da adottare per contenerle entro limiti non pericolosi per l'impianto.

La grande varietà di schemi adottati nei vari impianti e la notevole complessità degli stessi, rendono però difficoltosa ed incerta una valutazione teorica dei parametri delle sovratensioni sollecitanti; al contrario una valutazione sperimentale degli stessi mediante prove ad impulso presenta i pregi della rapidità e della precisione uniti ad un costo del tutto ragionevole.

In quanto segue vengono descritte le prove tipiche da eseguire allo scopo, illustrando con un esempio i principali risultati che si ottengono.

(*) Lavoro svolto nell'ambito di un programma di ricerche, condotto in collaborazione dall'ENEL, la RAI e il Gruppo STET, sulla fulminazione di torri metalliche.

(**) p.i. Emilio Garbagnati - Centro di Ricerca Elettrica - Enel - Milano; dott. ing. Giovanni B. Lo Piparo - Direzione Impianti Ausiliari - Rai - Roma. Dattiloscritto pervenuto il 19 febbraio 1970.

(1) La sola Rai esercisce più di 1.000 impianti del genere.

2. Prove previste.

Le sovratensioni che si manifestano su un impianto trasmittente o di telecomunicazione a causa di scariche atmosferiche possono essere dovute sia a fulminazione diretta del traliccio porta-antenne, sia a fulminazione diretta o indiretta del sistema di alimentazione.

Nel primo caso la corrente di fulmine che percorre la struttura, pur non arrecando danni diretti in quanto non attraversa organi vitali per l'impianto trasmittente, tuttavia crea campi magnetici rapidamente variabili e quindi elevate tensioni indotte in spire adiacenti; il suo smaltimento attraverso i dispersori di terra crea inoltre notevoli differenze di potenziale (fra i diversi dispersori e tra punti diversi di uno stesso dispersore) che si riversano sulle apparecchiature che ad essi sono connesse (bibl. 3, 4).

Nel secondo caso, invece, sono le sovratensioni indotte dal fulmine sul sistema di alimentazione (bibl. 5, 6, 7) che, trasferendosi attraverso le apparecchiature di trasformazione e regolazione della tensione, vanno a sollecitare pericolosamente gli apparati trasmittenti (bibl. 8, 6).

In entrambi i casi le prove da eseguire devono riprodurre con buona approssimazione le sollecitazioni cui sono sottoposte le apparecchiature dell'impianto. A tal uopo vengono eseguiti due diversi tipi di prove:

A) PROVE PER IL RILIEVO DELLE SOVRATENSIONI DOVUTE A FULMINAZIONE DEL TRALICCIO.

La fulminazione del traliccio viene simulata iniettando elevate correnti ad impulso nel traliccio stesso e rilevando le sovratensioni da esse provocate sulle varie parti dell'impianto. In particolare si rende possibile il rilievo delle sovratensioni fra due diversi punti dell'impianto dovute alla non perfetta equipotenzialità del sistema di messa a terra, nonché il rilievo della tensione effettiva di terra che sollecita gli isolamenti all'arrivo del sistema di alimentazione.

Al fine di garantire una sufficientemente corretta simulazione dello smaltimento delle correnti nel suolo è opportuno che l'elettrodo di terra ausiliario sia posto ad una distanza non inferiore a cinque volte la mas-

sima dimensione del dispersore di terra dell'impianto in esame. Per l'esecuzione delle prove è necessario disporre di un generatore di impulsi di energia e tensione sufficienti a far circolare attraverso il dispersore di terra dell'impianto in prova correnti aventi valori di cresta di qualche chiloampère.

La misura della corrente impressa e delle sovratensioni può essere effettuata per mezzo di un oscilloscopio avente adeguata banda passante e, rispettivamente, di uno shunt a basso tempo di risposta e di sonde ad alta impedenza d'entrata.

B) PROVE PER IL RILIEVO DELLE SOVRATENSIONI TRASFERITE.

Queste prove vengono eseguite applicando impulsi a bassa tensione nei punti voluti dell'impianto e rilevando l'entità delle tensioni trasferite in altri punti dell'impianto stesso (2). La determinazione dell'ampiezza e della forma d'onda delle sovratensioni che sollecitano le apparecchiature dell'impianto al variare delle condizioni d'esercizio, nonché dell'entità del loro trasferimento attraverso i vari apparati, permette di dare una risposta al problema della scelta qualitativa e del dimensionamento quantitativo degli organi di protezione da usare.

Per l'esecuzione delle prove è sufficiente disporre di un generatore di impulsi ricorrenti a bassa tensione ($V_M < 1000V$) le cui caratteristiche consentono di ottenere, nelle diverse condizioni di prova una forma d'onda pressoché costante e quanto più vicina a quella a gradino, e di un oscilloscopio ad una traccia, avente la possibilità di effettuare la differenza tra due segnali di entrata; ciò per consentire una corretta ed immediata registrazione non solo di tensioni verso terra, ma anche fra punti a diverso potenziale fra loro.

Le prove è opportuno siano eseguite con apparecchiature in tensione e nelle normali condizioni di esercizio, sovrapponendo l'impulso applicato alla tensione di rete; nei casi in cui ciò risulti impossibile (ad esempio impulsi applicati al primario di un trasformatore Media Tensione/Bassa Tensione ossia MT/BT) è sufficiente effettuare le misure con le apparecchiature collegate ma non in tensione.

Circa la validità delle prove e la possibilità di estrapolare i risultati per le effettive grandezze caratteristiche del fulmine, è da rilevare che con i valori di corrente e di tensione praticamente realizzabili in sede di prova, non è possibile tener conto di fenomeni non lineari quali effetto corona, saturazione dei trasformatori, dispersione al suolo della corrente (bibl. 9, 10), ecc.; i valori di sovratensione misurati sono quindi da ritenersi generalmente in eccesso, e i risultati ottenuti cautelativi.

3. Descrizione di una serie di prove tipo.

Una serie di prove tipo è stata effettuata presso il ripetitore TV-MF di Foligno che numerose volte in passato era stato danneggiato da scariche atmosferiche.

L'impianto è ubicato a quota 900 metri s.l.m. sulla cima di un monte in posizione molto esposta. Misure di resistività di terra eseguite col «metodo dei

(2) È sottinteso che la conoscenza dei valori assoluti di tali grandezze è subordinata alla conoscenza delle sovratensioni nei punti in cui esse sono generate (dispersore non perfettamente equipotenziale, sistema di alimentazione, ecc.).

quattro picchetti» in due punti distinti sufficientemente lontani dal dispersore di terra del ripetitore e per ogni punto secondo due direzioni fra loro perpendicolari (fig. 1), hanno indicato l'esistenza di uno

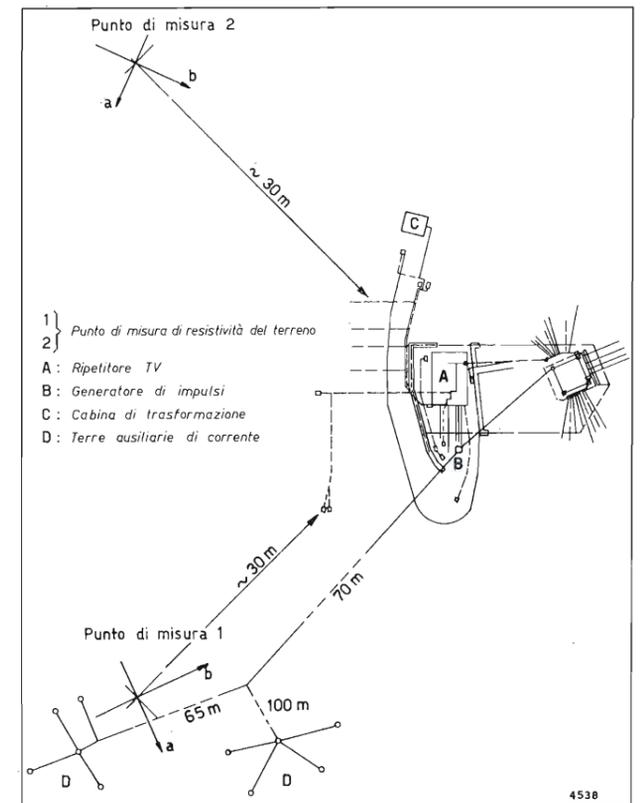


Fig. 1. — Planimetria e punti di misura della resistività del suolo del ripetitore Rai di Foligno.

strato superficiale a bassa resistività e di un sottostante strato a resistività piuttosto elevata (fig. 2).

La resistenza di terra del dispersore dell'impianto è risultata di 7ohm (misura effettuata a 50 Hz).

3.1. CARATTERISTICHE DELL'IMPIANTO.

Le caratteristiche generali dell'impianto sono quelle mostrate in figura 3 e in tabella I; per il sistema

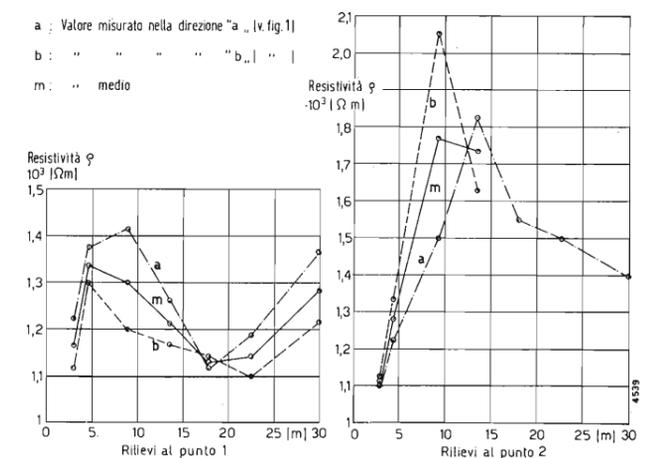


Fig. 2. — Resistività del suolo in funzione della profondità (ripetitore Rai di Foligno).

TABELLA I

Ripetitore Rai di Foligno. Caratteristiche degli apparati.

Simbolo	Caratteristiche	
T ₁	Potenza	50 kVA
	Tensioni nominali	10.000/380 V
T ₂	Potenza	15 kVA
	Tensioni nominali	220/220 V
	Tensione di tenuta ad impulso (1/50µs)	28 kV
SC ₁	Tensione nominale	10 kV
	Tensione di adescamento sul fronte VDE	44 kV
	Corrente nominale di scarica (10/20µs)	10 kA
SC ₂	Tensione nominale	500 V
	Tensione di adescamento sul fronte (10kV/µs)	2.500 V
	Corrente nominale di scarica	5 kA

di stabilizzazione della tensione erano possibili tre diverse alternative:

- a) *Regolatore automatico di tensione* costituito da un autotrasformatore a rapporto variabile con continuità mediante spazzole striscianti mosse da un motore asservito ad una bilancia elettronica di tensione;

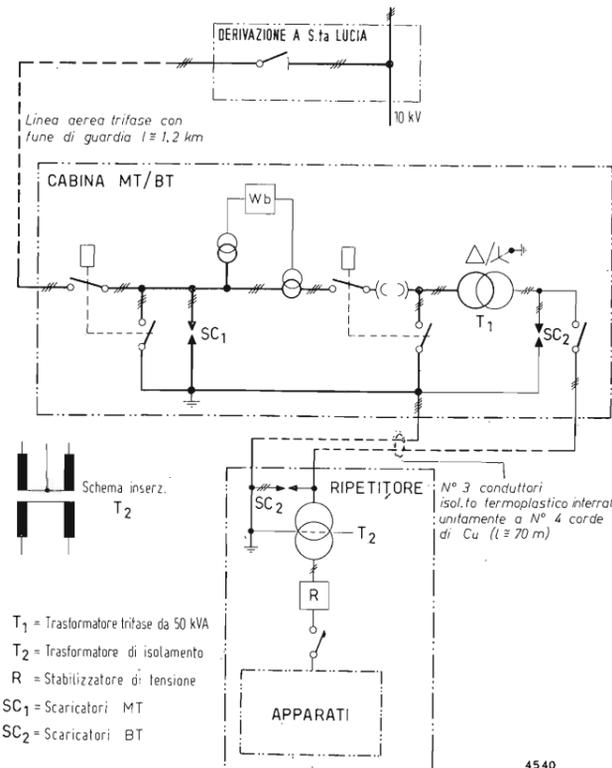


Fig. 3. — Schema del sistema di alimentazione del ripetitore Rai di Foligno.

- b) *Stabilizzatore statico di tensione* del tipo ad amplificatori magnetici;
- c) *Soccorritore* (bibl. 11) costituito da un invertitore con tensione di uscita stabilizzata e da un rettificatore per la carica controllata di una batteria di accumulatori (1.500 Ah - 24 V); in questo caso naturalmente è possibile il funzionamento del ripetitore anche in assenza di tensione di rete.

3.2. PROVE ESEGUITE, RISULTATI.

Le prove sono state eseguite impiegando un generatore di impulsi mobile (75 kJ - 6 stadi - 600 kVmax) e un generatore di impulsi ricorrenti in grado di fornire impulsi (25 al secondo) di forma $1 \div 5/500 \mu s^{(3)}$, con ampiezza massima di 700 volt di cresta, su impedenze dell'ordine di poche decine di ohm.

Le misure sono state effettuate utilizzando un oscilloscopio a larga banda passante (15 MHz) con alimentazione autonoma corredato di sonde ad alta impedenza d'entrata (10 ÷ 100 Mohm) adatto per tensioni fino a 40 kV_M e di un derivatore a basso tempo di risposta ⁽⁴⁾ (bibl. 12).

A) *Rilievo delle sovratensioni dovute a fulminazione del traliccio.*

Le prove sono state eseguite con una corrente impressa nella rete di terra del ripetitore (in funzione) di 2,1 kA_M.

Sono stati effettuati rilievi presso:

- cabina di trasformazione MT/BT, registrando le sovratensioni tra i terminali degli avvolgimenti di MT e di BT, e terra;
- ripetitore, registrando le sovratensioni presenti tra uno dei morsetti dell'avvolgimento primario del trasformatore d'isolamento e terra, e tra lo stesso morsetto primario ed uno dell'avvolgimento secondario;

I risultati ottenuti sono riportati in figura 4.

Presso il ripetitore sono state effettuate misure anche tra i morsetti dell'avvolgimento secondario del trasformatore di isolamento, senza che, tuttavia, venissero rilevate sovratensioni di ampiezza apprezzabile (> 10 V).

B) *Rilievo delle sovratensioni trasferite.*

1) Gli impulsi, di polarità positiva e forma 0,5/600 microsecondi, sono stati applicati tra il terminale C (fig. 5) dell'avvolgimento di MT del trasformatore MT/BT sezionato dalla linea, e terra; i terminali A e B sono stati connessi a terra attraverso 500 ohm. La scelta del terminale a cui collegare il generatore di impulsi è stata effettuata in modo da ottenere la condizione di prova più significativa: tensioni trasferite al secondario del trasformatore di isolamento del ripetitore più elevate (a pari valore di cresta degli impulsi applicati).

In queste condizioni sono state registrate le tensioni trasferite ai:

- morsetti dell'avvolgimento secondario del trasfor-

⁽³⁾ Le forme d'onda impulsive si individuano in generale indicando i tempi in cui si manifestano rispettivamente il valore di cresta e il valore metà della cresta.

⁽⁴⁾ $T = \int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt = 8 \text{ ns.}$

matore MT/BT a vuoto e chiuso sul carico di esercizio;

- morsetti secondari del trasformatore di isolamento del ripetitore; le misure sono state eseguite con varie impedenze di carico.

2) Le prove sono state in parte ripetute con tutti gli apparati del ripetitore in funzione nelle normali condizioni di esercizio (trasformatore MT/BT alimentato dalla linea MT), connettendo il generatore di impulsi ricorrenti tra i terminali «a» e «c» dell'avvolgimento primario del trasformatore di isolamento del ripetitore (condizione più gravosa).

La forma degli impulsi, di polarità positiva e sovrainpressi alla tensione di alimentazione in corrispondenza del massimo negativo, è risultata essere 0,5/50 microsecondi circa. Le prove sono state condotte con diversi valori del carico d'esercizio.

3) Sono state infine effettuate prove applicando gli impulsi fra i tre terminali di MT collegati fra loro del trasformatore MT/BT, sezionato dalla linea, e terra (trasferimento per via omopolare); le tensioni trasferite ai morsetti dell'avvolgimento secondario sono risultate minori dell'1% del valore di cresta degli impulsi applicati.

I risultati delle prove descritte sono mostrati in figura 5 ed in Tabella II.

3.3. Considerazioni sui risultati ottenuti.

Dall'esame dei risultati ottenuti e prevedendo l'adescamento degli scaricatori posti all'arrivo della linea MT per tensioni fase-terra superiori a 44 kV di cresta, si può dedurre quanto segue:

- A) Nel caso di *fulminazione del traliccio*, la tensione che sollecita l'avvolgimento primario del trasformatore MT/BT sia verso terra, sia verso l'avvolgimento secondario è pari alla somma della caduta di tensione che si localizza sulla «impedenza» del

sistema di messa a terra, e della tensione indotta sui conduttori della linea di alimentazione.

La risultante di queste tensioni sarà chiamata tensione effettiva di terra ⁽⁵⁾.

Il valore che questa grandezza assume (3,35 kV_M/kA_M) provocherà l'intervento degli scaricatori posti ai terminali MT del trasformatore per correnti di fulmine maggiori di 13 ÷ 15 kA_M e cioè per il 50% circa delle fulminazioni del traliccio.

Le tre fasi dell'avvolgimento di BT del trasformatore MT/BT, sono, pur avendo il centro stella connesso alla rete di terra, interessate da tensioni di tipo omopolare, indotte sui conduttori di connessione al ripetitore, da quella parte di corrente di fulmine che fluisce lungo i collegamenti di terra ad essi adiacenti. Tali tensioni che risultano di circa 100 V_M/kA_M al trasformatore MT/BT, diventano circa 500 V_M/kA_M al primario del trasformatore di isolamento del ripetitore. È pertanto auspicabile l'adozione di scaricatori per BT ai terminali dell'avvolgimento primario del trasformatore di isolamento.

Le sovratensioni di questo tipo (omopolari) che comunque si trasferiscono al secondario del trasformatore e quindi all'entrata del soccorritore sono trascurabili grazie alla presenza dello schermo elettrostatico.

- B) Nel caso di *sovratensioni provenienti dalla linea di alimentazione* è conveniente distinguere i due tipi di trasferimento:

1) *Trasferimento per via omopolare.*

Per questa via possono essere trasferite, attraverso il trasformatore MT/BT, solo sovratensioni fase-

⁽⁵⁾ La tensione effettiva di terra misurata con le modalità di cui al punto 3.2 non è la tensione totale che sollecita l'impianto; non è stato infatti possibile tener conto di quella parte di tensione (parecchie decine di chilovolt) direttamente indotta sulla linea aerea dal condotto di fulmine. I valori misurati devono perciò intendersi in difetto di tale quantità.

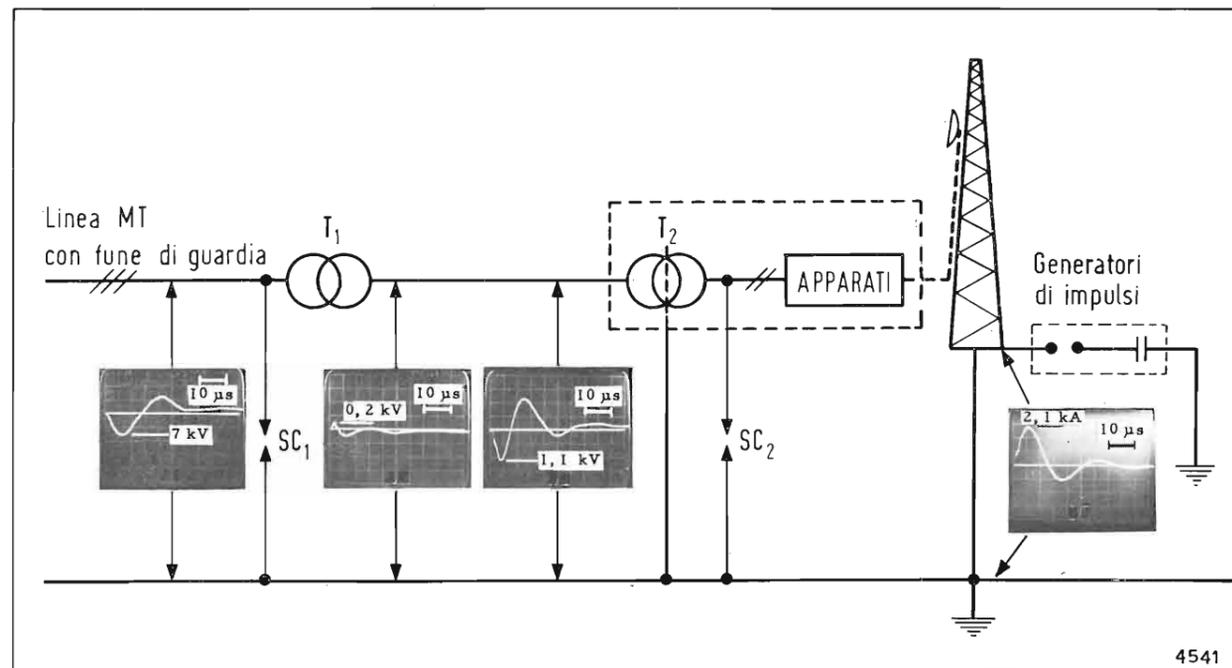


Fig. 4. — Esempio di rilievo delle sovratensioni dovute a fulminazione del traliccio.

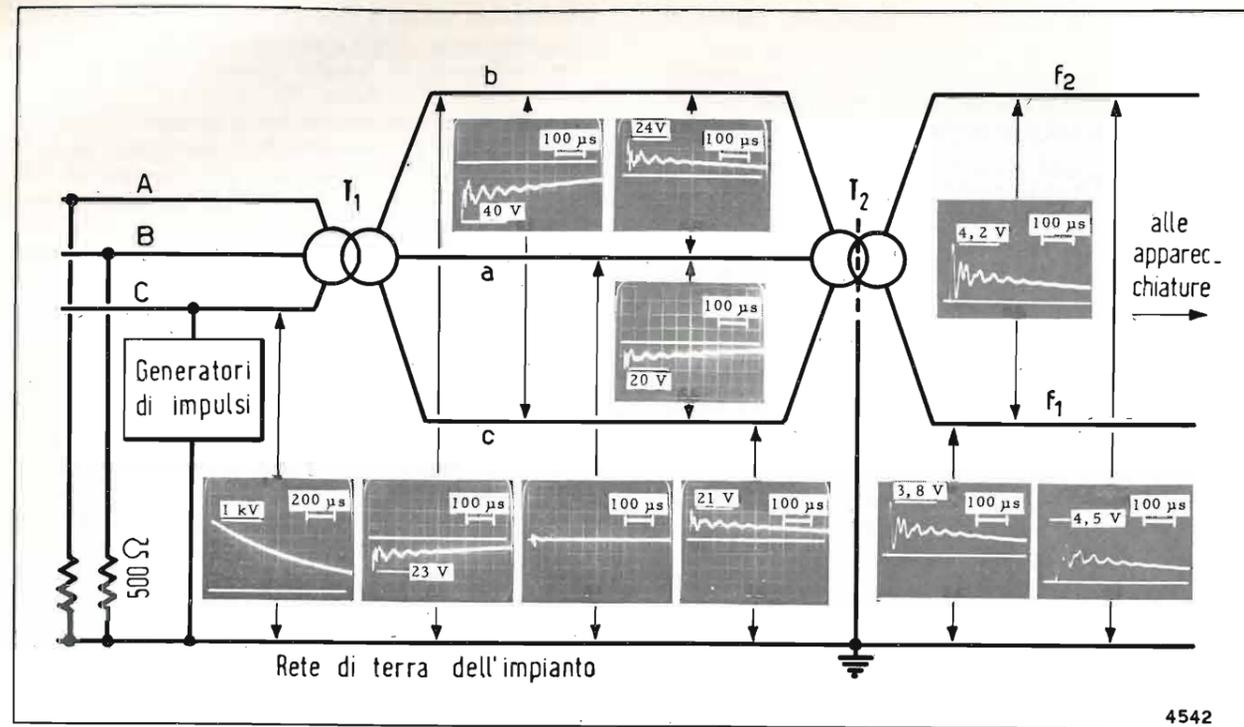


Fig. 5. — Esempio di rilievo delle sovratensioni trasferite.

terra di modesta entità ($1 \div 1,5 \text{ kV}_M$); esse non costituiscono quindi alcun pericolo per gli isolamenti interessati. Visto inoltre il loro carattere omopolare nessuna sovratensione si localizza fra le fasi BT; in più, le eventuali componenti residue che non venissero attenuate dalle capacità del tratto di linea compreso fra il trasformatore MT/BT e il trasformatore di isolamento, verrebbero bloccate dallo schermo elettrostatico di quest'ultimo.

2) *Trasferimento per impulsi applicati tra le fasi.*

Nelle normali condizioni di esercizio le massime ampiezze delle sovratensioni che si manifestano sull'avvolgimento secondario del trasformatore MT/BT e che sono essenzialmente trasferite per via elettromagnetica sono di circa 1 kV_M fra fase e terra e di circa 2 kV_M fra le fasi; tali valori raddoppiano durante il funzionamento a vuoto del trasformatore stesso.

Le sovratensioni anzidette non subiscono alcuna apprezzabile riduzione durante il loro trasferimento attraverso il trasformatore di isolamento del ripetitore; in queste condizioni perciò sovratensioni di circa 2 kV_M si riverserebbero sugli apparati direttamente connessi ai morsetti secondari di quest'ultimo.

Riduzioni di una qualche entità si possono ottenere o aumentando il carico, e in questo caso si passerebbe da 2 kV_M con i soli apparati in funzione, a 600 V_M inserendo i circuiti di illuminazione (135 ohm) e a 300 V_M inserendo anche i circuiti di condizionamento (10 ohm), o inserendo dei condensatori fra i morsetti dell'avvolgimento secondario e terra (450 V_M con $8 \mu\text{F}$).

Circa il sistema di stabilizzazione della tensione si può osservare che:

- il regolatore di tensione alternativa a) di paragrafo 3.1 non attenua l'entità delle sovratensioni; esse si presentano perciò in tutta la loro ampiezza

ai primari dei trasformatori di alimentazione delle singole apparecchiature;

- lo stabilizzatore statico di tensione alternativa b) elimina del tutto le sovratensioni sugli apparati da esso alimentati;

- il soccorritore alternativa c) costituisce un efficace blocco contro il trasferimento delle sovratensioni; in nessun caso infatti si sono registrate a valle di esso sovratensioni di ampiezza superiore al $1 \div 2\%$ della tensione di esercizio. Viste però le caratteristiche delle sollecitazioni presenti al secondario del trasformatore di isolamento, non è da escludere che il soccorritore stesso possa essere danneggiato da scariche disruptive.

Vista l'importanza che per l'impianto riveste la continuità di esercizio è stato necessario adottare la soluzione c); in più si è aumentata la sicurezza di funzionamento inserendo fra trasformatore di isolamento e soccorritore lo stabilizzatore di tensione di cui al punto b).

4. **Conclusioni.**

Una campagna di misure condotta su alcuni ripetitori RAI tipici per gli schemi di impianto adottati, ha permesso l'individuazione delle principali caratteristiche delle sovratensioni di origine atmosferica che sollecitano l'impianto e dei punti in cui esse assumono valori pericolosi; in conseguenza, è stato possibile stabilire quali siano, in linea di massima, i provvedimenti più opportuni da prendere su impianti dello stesso tipo, per la riduzione delle sovratensioni a valori tollerabili.

L'esecuzione delle prove, caso per caso, si rende tuttavia ancora necessaria per quegli impianti particolarmente colpiti dai fulmini, che presentino carat-

TABELLA II

Ripetitore Rai di Foligno. Sovratensioni trasferite espresse in % della sovratensione proveniente dalla linea di alimentazione.

Prova N.	Condizionatori di prova			PUNTI DI MISURA									Note		
	Sezionatore linea MT	Secondario trasform. MT/BT	Secondario trasform. di isolamento	Trasformatore MT/BT						Trasform. di isolamento					
				a/T	b/T	c/T	a/b	a/c	b/c	f1/T	f2/T	f1/f2			
1	aperto	a vuoto			5	4									1) circuiti di illuminazione sezionati
		Chiuso sul carico di esercizio e su	1)	2,3	2	2,3	2	4	2	2,5	4				
2	chiuso	Chiuso sul carico di esercizio	2)								0,5	0,5	1	2) circuiti di illuminazione inseriti	
			1)												3) carico resistivo di 4 kW (condizionamento locale)
			2)											1,3	
			3)												0,7
3	aperto		4)										1	4) capacità da $8 \mu\text{F}$ fra ciascuna fase e terra.	
				1	1	1									Trascurabili

N.B. a b c - Terminali BT trasformatore MT/BT; f1 f2 - Fasi secondario trasformatore di isolamento; T - Rete di terra dell'impianto.

teristiche eccezionali per l'importanza del servizio e per la complessità degli schemi circuitali adottati.

D'altra parte, l'estensione agli impianti in via di attivazione delle prove ad impulso — eseguite magari con apparecchiature semplificate di tipo portatile — è prevista sia per il controllo dell'efficacia dei provvedimenti adottati per ridurre le sovratensioni, sia per il collaudo della perfetta esecuzione dell'impianto stesso.

(1171)

BIBLIOGRAFIA

1. BERGER K., VOGELSANGER E.: *Messungen und Resultate der Blitzforschung der Jahre 1955-63 auf dem Monte San Salvatore.* « Bulletin des S.E.V. », 1965.
2. GRESELIN G., LO PIPARO G.: *Il fenomeno della fulminazione.* « Supplemento a l'Elettrotecnica », Giugno 1967.
3. ROLLET E.: *Alcune considerazioni sul comportamento ad impulso di estesi sistemi di messa a terra.* « E. und M », Vol. 60 1952.
4. VAINER A.L.: *Impulse characteristics of complex earth grids.* « Electrical Technology URSS », Vol. I 1966.

5. RUSCK S.: *Induced lightning overvoltages on power transmission lines with special reference of the overvoltages protection of low-voltages networks.* « Transaction of the Royal Institute Technology », Stockholm 1958.
6. BEWLEY L.V.: *Traveling Waves on Transmission Systems.* « Dover Publications », N.Y. 1951.
7. GOLDE R.H.: *Lightning surges on overhead distribution lines.* « AIEE Trans. », parte III, 1954.
8. STENKVIST E.: *Surge voltage transmission through transformer windings with special reference to protection of equipment connected to power transformer secondaries.* CIGRE 1946, n. 122.
9. BERGER K.: *Le comportement des prises de terre sous courants de choc de grande intensité.* Rapporto 215 - CIGRE 1946.
10. BELLASCHI L.: *Impulse and 60 - cycle characteristics of driven grounds.* « Trans. AIEE », vol. 60, 1941. « Trans. AIEE », vol. 61, 1942.
11. RICCIO T., CANTAMERLI C.: *Alimentazione elettrica ed elementi statici nei ripetitori della Rai.* « Revue de l'U.E.R. », Cahier A - Technique n. 10, Agosto 1968.
12. GARBAGNATI E., LO PIPARO G.: *Shunts per la misura delle correnti di fulmine.* « L'Energia Elettrica », Aprile 1970.

PROGETTO DI EQUALIZZATORI DI RITARDO DI GRUPPO COL CALCOLATORE ELETTRONICO

L. BOVO - P. D'AMATO - I. GUARGUAGLI (*)

SOMMARIO — Un segnale televisivo, attraversando una catena di circuiti, subisce uno sfasamento non lineare. Il ritardo di gruppo non è più costante per le varie frequenze componenti il segnale: ciò si traduce in una distorsione visibile sull'immagine. La compensazione di tale distorsione viene ottenuta mediante un certo numero di celle passatutto, collegate in cascata, che introducono un ritardo complementare tendente a riportare costante, entro una fascia di tolleranza, il ritardo di gruppo nella intera banda video. I sistemi di progetto usuale coinvolgono una serie di operazioni per tentativi che, oltre ad essere estremamente laboriosi, non sempre conducono al risultato migliore a parità di elementi impiegati. Mediante un programma basato su un ciclo iterativo di successive approssimazioni ad una curva di equalizzazione proposta al calcolatore, esso fornisce i parametri circuitali corrispondenti alla soluzione ottima relativa ad un numero minimo stabilito di celle. Allo scopo è stato usato un terminale a divisione di tempo (Time - Sharing) della General Electric.

1. Introduzione.

Come è noto, il ritardo di gruppo prodotto da un quadripolo lineare si definisce come la derivata, cambiata di segno, dello sfasamento generato dal quadripolo stesso, rispetto alla frequenza, cioè:

$$\tau = - \frac{d\varphi}{d\omega}$$

Una trasmissione ideale esige che τ sia costante in tutta la banda di frequenze del segnale. Per questo, ove è necessario, si inseriscono opportuni equalizzatori, il cui scopo è quello di ridurre le variazioni di τ con la frequenza entro una maschera di tolleranza, che può variare a seconda del tipo di segnale e di apparecchiatura. In tal modo si cerca di contenere entro limiti accettabili la distorsione di fase.

Nei sistemi di trasmissione televisiva, può nascere distorsione di fase, sia nella parte video del sistema, sia nella parte a radiofrequenza. Poiché in televisione si usa una modulazione di ampiezza a banda laterale parzialmente soppressa, il ritardo di gruppo introdotto dalla parte a radiofrequenza (principalmente dal filtro vestigiale) ha un andamento notevolmente diverso per le due bande laterali; per cui un'esatta correzione della distorsione di fase sarebbe possibile solo con equalizzatori in radiofrequenza. Tuttavia questi equalizzatori risultano di dimensioni e peso notevoli, per cui si preferisce effettuare l'equalizzazione in videofrequenza, con risultati molto soddisfacenti, anche perché nella catena trasmissione-ricezione la banda laterale inferiore viene progressivamente attenuata in prossimità della portante video.

2. Proprietà degli equalizzatori di ritardo di gruppo in banda video.

Gli equalizzatori di ritardo di gruppo in banda video sono normalmente costituiti da quadripoli lineari passivi simmetrici, aventi un'impedenza caratteristica puramente resistiva ed indipendente dalla frequenza.

(*) Dott. ing. Lino Bovo, dott. ing. Paolo D'Amato, dott. Italo Guarguagli, della Rai. Dattiloscritto pervenuto il 20 febbraio 1970.

Questo tipo di quadripoli viene sinteticamente definito «a resistenza costante» e viene di solito caricato con la sua resistenza caratteristica R_0 . In questa condizione la risposta in ampiezza deve assolutamente essere piatta, mentre la fase deve ruotare in modo non proporzionale alla frequenza.

Queste condizioni sono soddisfatte se gli zeri della funzione di trasferimento sono tutti e soli uguali ed opposti ai poli. L'espressione analitica di una funzione di trasferimento di questo tipo, nel caso più generale, è la seguente (bibl. 1):

$$F(p) = \prod_{h=1}^N \frac{p - b_h}{p + b_h}$$

$$\prod_{i=1}^K \frac{(p - c_i - j\omega_{oi})(p - c_i + j\omega_{oi})}{(p + c_i + j\omega_{oi})(p + c_i - j\omega_{oi})}$$

ove $-b_h$ sono gli N poli reali negativi, e $-c_i \pm j\omega_{oi}$ sono le K coppie di poli complessi coniugati, anch'essi ovviamente a parte reale negativa.

Per realizzare l'equalizzatore, si dispongono in serie N celle elementari, aventi una funzione di trasferimento:

$$F_h(p) = \frac{p - b_h}{p + b_h}$$

(celle che saranno chiamate del 1° tipo), e K celle con una funzione di trasferimento:

$$F_i(p) = \frac{(p - c_i - j\omega_{oi})(p - c_i + j\omega_{oi})}{(p + c_i + j\omega_{oi})(p + c_i - j\omega_{oi})}$$

(celle che saranno chiamate del 2° tipo).

Entrambi i tipi di celle sono realizzabili in modi diversi, su cui non ci si sofferma, poiché esiste un'ampia letteratura al riguardo (bibl. 1, 2, 3). Si riporta soltanto una tabella riassuntiva, con gli schemi elettrici delle varie celle ed i valori dei componenti. Per circuiti bilanciati si adoperano le celle a traliccio (tipi a e c della tabella 1). Nel caso, di gran lunga più comune, dei circuiti sbilanciati, si cerca di scegliere celle che non contengono mutue induttanze (tipi d, e, f). Quando tali celle non sono fisicamente realizzabili, poiché dovrebbero contenere un'induttanza o una capacità negativa, si è ovviamente costretti a

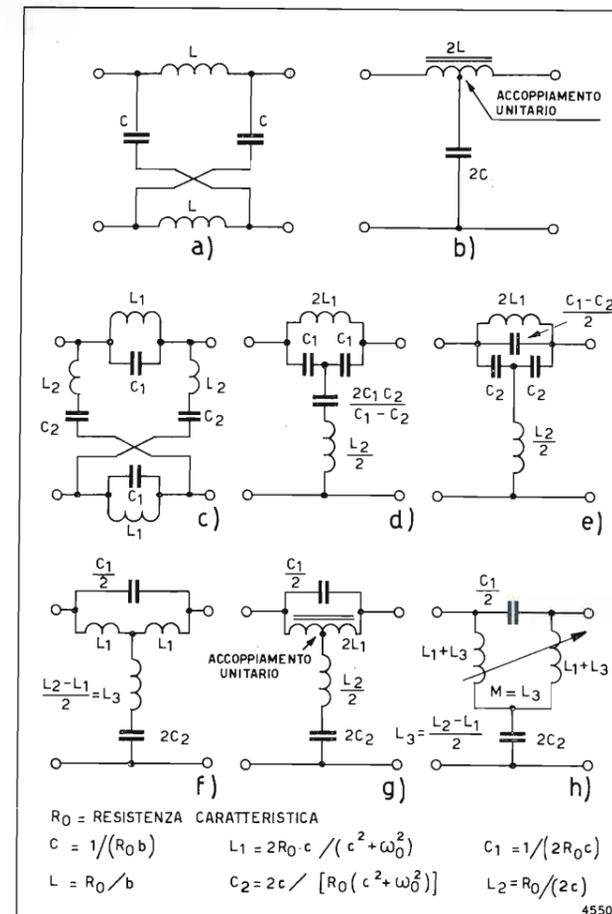


Tabella 1. — Vari tipi di celle equalizzatrici di ritardo di gruppo: a) cella bilanciata del I tipo; b) cella sbilanciata del I tipo; c) cella bilanciata del II tipo; d, e, f, g, h) celle sbilanciate del II tipo.

ricorrere ad uno dei tipi con mutue induttanze (tipi b, g, h).

Il progetto degli equalizzatori di ritardo di gruppo consiste nella scelta del numero e del tipo di celle da disporre in serie. Occorre pertanto conoscere l'andamento del ritardo introdotto dalle celle elementari, in funzione dei parametri che influiscono su di esso, e cioè b per le celle del 1° tipo, c ed ω_0 per quelle del 2° tipo.

Nelle formule che seguono verranno però utilizzate le grandezze:

$$b_0 = \frac{b}{2\pi}, \quad c_0 = \frac{c}{2\pi}, \quad f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

che sono omogenee con la frequenza, in luogo di b, c ed ω_0 che sono omogenee con la pulsazione.

2.1. CELLE DEL I TIPO.

Queste celle introducono uno sfasamento:

$$\varphi = \pi - 2 \operatorname{arctg} \frac{f}{b_0}$$

e quindi un ritardo:

$$\tau = - \frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{1}{\pi} \frac{b_0}{b_0^2 + f^2}$$

Qualunque sia il valore di b_0 , il massimo ritardo si ha per la frequenza nulla. Tale ritardo massimo vale:

$$\tau_{\max} = \frac{1}{\pi b_0}$$

L'area sottesa dalle curve di ritardo è pure indipendente da b_0 e vale $1 \text{ Hz} \cdot \text{sec}$. se si considera anche il campo delle frequenze negative. Nel solo semipiano di destra (frequenze positive) l'area è la metà, cioè $0,5 \text{ Hz} \cdot \text{sec}$. Nella figura 1 sono riportate varie curve di ritardo per equalizzatori di questo tipo.

2.2. CELLE DEL II TIPO.

Queste celle introducono uno sfasamento:

$$\varphi = -2 \operatorname{arctg} \frac{f - f_0}{c_0} - 2 \operatorname{arctg} \frac{f + f_0}{c_0}$$

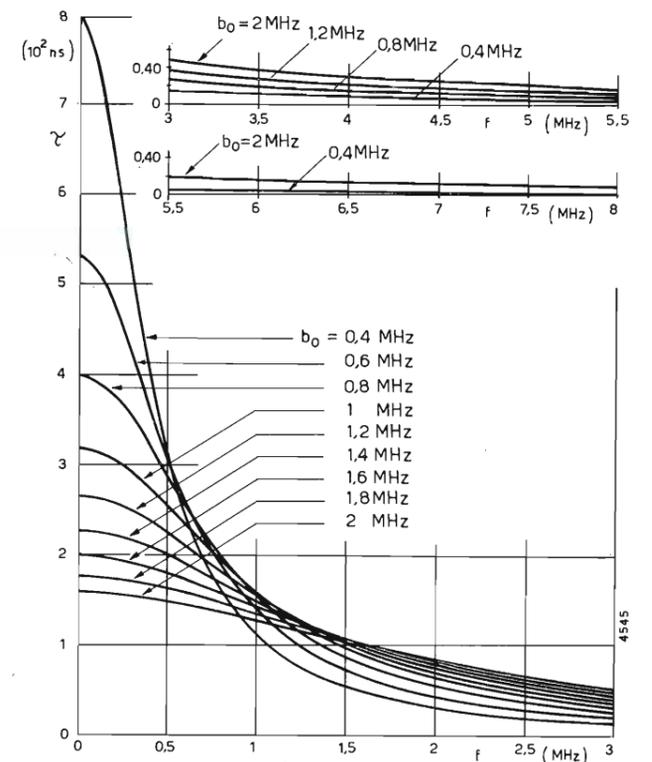


Fig. 1. — Campionario di curve di ritardo di gruppo per le celle del I tipo.

e quindi un ritardo:

$$[1] \tau = - \frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{1}{\pi} \left[\frac{c_0}{c_0^2 + (f - f_0)^2} + \frac{c_0}{c_0^2 + (f + f_0)^2} \right]$$

I due termini dell'espressione [1] rappresentano due curve a campana identiche fra di loro, simmetriche e centrate l'una sulla frequenza f_0 , l'altra sulla frequenza $-f_0$ (fig. 2). Ovviamente di queste curve inte-

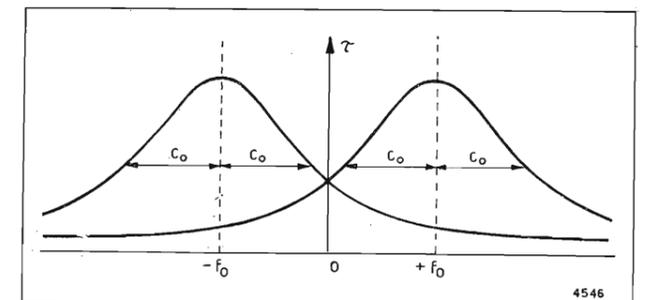


Fig. 2. — Curve simmetriche, la cui somma costituisce l'andamento del ritardo di gruppo per le celle del II tipo.

ressa solo la parte corrispondente a frequenze positive.

Dette curve godono di queste tre interessanti proprietà:

1) il valore massimo del ritardo, che si verifica alla frequenza $\pm f_0$, vale:

$$\tau_{max} = \frac{1}{\pi c_0}$$

2) le frequenze per le quali il ritardo è la metà del massimo distano da f_0 di c_0 Hz.

3) l'area sottesa dalle curve è indipendente da c_0 ed f_0 e vale $1 \text{ Hz} \cdot \text{sec}$.

Si noti la parziale analogia esistente fra queste curve e le curve di risonanza, e in particolare fra il paramentro c_0 ed il Q di un circuito risonante serie o parallelo.

Una volta note le proprietà delle curve a campana che rappresentano separatamente i due termini della [1] è possibile ricavare facilmente le proprietà della curva complessiva. Innanzitutto questa curva ha un'area indipendente dai valori di c_0 ed f_0 e pari a $2 \text{ Hz} \cdot \text{sec}$. La parte contenuta nel semipiano di destra (frequenze positive) ha un'area metà e cioè $1 \text{ Hz} \cdot \text{sec}$. Per quanto riguarda la sua forma è intuitivo che, se f_0 è molto maggiore di c_0 , essa non differisce molto da quella di una delle due campane, e precisamente da quella di destra. Pertanto la curva complessiva è quasi simmetrica, ha un'acutezza che dipende da c_0 e il massimo ritardo si trova circa alla frequenza f_0 , e vale:

$$\tau_{max} \cong \frac{1}{\pi c_0}$$

Se invece non è soddisfatta la condizione precedente, la curva è fortemente dissimmetrica ed il massimo ritardo si trova ad una frequenza alquanto diversa da f_0 .

Per calcolare τ_{max} ed f_{max} occorre annullare la derivata della [1] rispetto alla frequenza. Eseguendo i calcoli si giunge alla conclusione che occorre distinguere tre casi, a seconda che sia:

$$f_0 \leq c_0/\sqrt{3}$$

1°) Se risulta $f_0 > c_0/\sqrt{3}$, la frequenza per la quale il ritardo è massimo vale:

$$f_{max} = \sqrt{2f_0 \sqrt{c_0^2 + f_0^2} - (c_0^2 + f_0^2)}$$

ed inoltre si ha:

$$\tau_{max} = \frac{c_0}{2\pi f_0} \frac{1}{\sqrt{c_0^2 + f_0^2} - f_0}$$

Nell'origine il ritardo presenta un minimo, che vale:

$$\tau_{min} = \frac{2c_0}{\pi} \frac{1}{c_0^2 + f_0^2}$$

2°) Se risulta $f_0 < c_0/\sqrt{3}$ il massimo ritardo si verifica nell'origine e vale:

$$\tau_{max} = \frac{2c_0}{\pi} \frac{1}{c_0^2 + f_0^2}$$

3°) Se risulta $f_0 = c_0/\sqrt{3}$, ci si trova al limite dei due casi precedenti. Vale ancora quanto è stato detto per il caso 2); in più la curva gode della proprietà di essere la più piatta possibile in prossimità dell'origine, ove il ritardo vale: $\tau_{max} = 3/(2\pi c_0)$. Per

questa proprietà le celle con $f_0 = c_0/\sqrt{3}$ tornano particolarmente utili quando si deve equalizzare un sistema che presenta un ritardo pressoché costante alle basse frequenze. Inoltre tali celle possono essere impiegate anche come linee di ritardo.

Nella figura 3 viene fornito un buon campionario di curve di ritardo, particolarmente utile per chi desidera progettare graficamente gli equalizzatori, secondo il metodo che ora si descrive.

3. Metodo grafico di equalizzazione.

Generalmente la curva del ritardo del sistema da equalizzare non è nota analiticamente, ed è quindi necessario rilevare sperimentalmente un certo numero di punti di essa. Riportati in grafico i dati sperimentali, si sommano alla curva del sistema le curve di alcune celle elementari, fino ad ottenere un ritardo complessivo pressoché costante con la frequenza.

In pratica si procede nel modo seguente. Si valuta per prima cosa l'area A contenuta tra la curva a del sistema e la retta orizzontale h ad essa tangente nel punto di massimo, nei limiti della banda passante B (fig. 4). Il ritardo delle celle equalizzatrici deve almeno ricoprire quest'area, e questo permette di valutare il numero minimo di celle necessarie. In pratica il ritardo complessivo sarà superiore al massimo ritardo del sistema da equalizzare, per cui il numero di celle necessarie potrà essere anche notevolmente superiore al minimo trovato.

Ottenuta quest'indicazione sommaria circa il numero di celle, si cerca di ricoprire per porzioni l'area A . In altri termini, tra le curve delle figure 1 e 3, si cerca quella che, sommata alla curva del sistema, è più adatta a correggere il ritardo in un determinato campo di frequenze. Si ottiene così una nuova curva sulla quale si opera come prima, cercando però di compensare un altro campo di frequenze, e così via, fino ad ottenere un andamento pressoché costante del ritardo complessivo.

In genere, dopo un solo ciclo di tentativi non si ottiene una correzione soddisfacente. È necessario perciò ripetere più volte il procedimento, variando il numero ed il tipo di celle.

L'inconveniente principale del metodo consiste nel gran numero di curve che occorre avere a disposizione. Per quante curve si abbiano, può sempre capitare di dover ricorrere a curve interpolate, e ciò rende il procedimento piuttosto laborioso. Inoltre il metodo, essendo basato su tentativi empirici, presenta tutti gli inconvenienti comuni ai metodi di questo tipo, e dà risultati poco soddisfacenti quando la curva da equalizzare è piuttosto accidentata. In questi casi è opportuno ricorrere ad altri procedimenti, che richiedono l'impiego del calcolatore elettronico.

4. Illustrazione del programma di calcolo con l'elaboratore elettronico.

Si descrive un programma, sviluppato presso il Laboratorio Ricerche della RAI, per l'equalizzazione del ritardo di gruppo, mediante una o più celle in cascata, del secondo tipo. Il programma conduce alla determinazione dei parametri c_{oi} ed f_{oi} delle varie celle.

Il fatto di non utilizzare anche le celle del primo tipo non costituisce un inconveniente apprezzabile, in

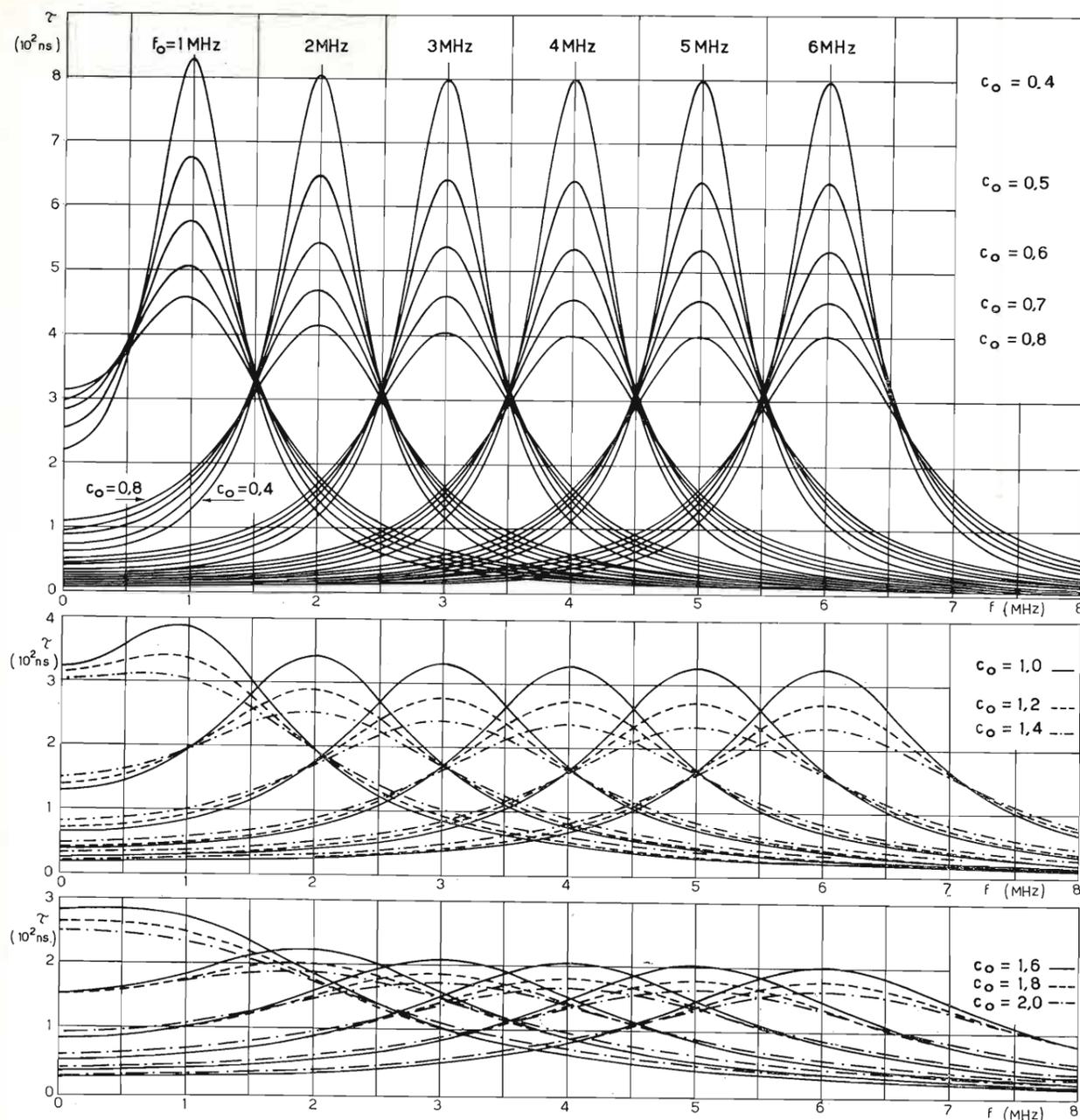


Fig. 3. — Campionario di curve di ritardo di gruppo per le celle del II tipo. Il parametro c_0 è espresso in MHz.

quanto per $f_{oi} < c_{oi}/\sqrt{3}$ la curva del ritardo delle celle del secondo tipo ha andamento simile a quello delle celle del primo.

L'espressione analitica del ritardo di gruppo, introdotto da K celle in cascata, del tipo usato, è la seguente:

$$[2] \quad \tau = \frac{1000}{\pi} \sum_{i=1}^K \left[\frac{c_{oi}}{c_{oi}^2 + (f - f_{oi})^2} + \frac{c_{oi}}{c_{oi}^2 + (f + f_{oi})^2} \right]$$

dove τ risulta espresso in nsec, se f, f_{oi} e c_{oi} sono espresse in MHz.

Generalmente non è nota l'espressione analitica del ritardo della rete da equalizzare, per cui è necessario rilevare sperimentalmente il ritardo T_j in corrispondenza delle frequenze f_j che si vogliono prendere in esame.

Il ritardo complessivo delle due reti dovrebbe

risultare uguale ad una costante T_0 a tutte le frequenze f_j . In realtà si otterranno sempre degli scarti dal valore T_0 .

Il programma segue il criterio dei minimi quadrati, in quanto tende a minimizzare la somma dei quadrati di tali scarti.

Poiché vi possono essere frequenze f_j per le quali le tolleranze sono più strette, gli scarti vengono pesati, cioè vengono moltiplicati per un coefficiente di pesatura W_j .

In definitiva, se si prendono in considerazione N frequenze e K celle equalizzatrici, la funzione da minimizzare è la seguente:

$$S = \sum_{j=1}^N W_j [T_0 - (T_j + \tau_j)]^2$$

dove τ_j ha l'espressione [2] per $f = f_j$.

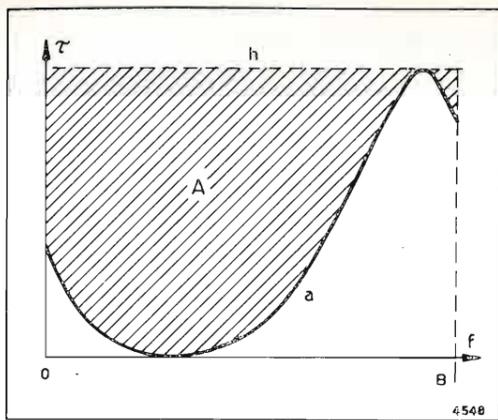


Fig. 4. — Determinazione del numero minimo di celle necessarie per equalizzare la curva a.

La minimizzazione viene ottenuta con un processo iterativo. Per iniziare il processo è necessario fissare il numero *K* di celle equalizzatrici ed assegnare ai valori di partenza ai parametri relativi *f_{oi}*, *c_{oi}*. In teoria la scelta di detti valori può essere del tutto arbitraria.

Anche a *T_o* si potrebbe assegnare un valore arbitrario di partenza, tuttavia si è ritenuto più conveniente iniziare col valore di *T_o* che rende minima la *S*, a parità degli altri parametri. Il calcolatore ricava il valore opportuno di *T_o* annullando la derivata della *S* rispetto a *T_o*:

$$\frac{dS}{dT_o} = 2 \sum_{j=1}^N [T_o - (T_j + \tau_j)]$$

Si ottiene per *T_o* il seguente valore:

$$[3] \quad T_o = \frac{1}{\sum_{j=1}^N W_j} \sum_{j=1}^N W_j (T_j + \tau_j)$$

in cui ricordiamo che τ_j è dato dalla [2] per $f = f_j$. *T_o* è la media aritmetica pesata dei ritardi complessivi.

Il processo iterativo viene effettuato col metodo del controgradiente.

Sia $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ la funzione da minimizzare col metodo del controgradiente; l'operazione fondamentale che si compie nel passo d'iterazione *K^{mo}* consiste nell'attribuire ad ogni variabile x_r ($r = 1, \dots, n$) un incremento proporzionale alla derivata parziale della funzione, rispetto a tale variabile, cambiato di segno. Ciò corrisponde a muoversi, nello spazio delle variabili x_r , nel verso contrario a quello del gradiente della funzione *y*. Cioè, se con $(x_r)_k$ indichiamo i valori delle variabili indipendenti assunti alla *K^{ma}* iterazione e con y_k il corrispondente valore assunto dalla *y*, i valori $(x_r)_{k+1}$ della x_r alla *K + 1^{ma}* iterazione si calcolano con la relazione:

$$[x_r]_{k+1} = [x_r]_k - A \left[\frac{\partial y}{\partial x_r} \right]_k$$

dove il simbolo $[\partial y / \partial x_r]_k$ sta a significare che le $\partial y / \partial x_r$ sono calcolate per $x_r = (x_r)_k$.

La costante *A* deve essere sufficientemente piccola, in modo che si abbia: $y_{k+1} \leq y_k$. Per la determinazione pratica di *A* si procede nel seguente modo: inizialmente *A* viene posta uguale ad un valore arbitrario introdotto come dato di entrata. Se risulta $y_{k+1} \geq y_k$, *A* viene dimezzata, tante volte quante necessitano fino a che si ottiene $y_{k+1} < y_k$.

Nel nostro caso la funzione da minimizzare *S* dipende dalle variabili *T_o*, *c_{oi}* ed *f_{oi}*. Dato il particolare significato della variabile *T_o* conviene però riservare alla stessa un trattamento particolare. Precisamente conviene considerare *T_o* non come variabile indipendente, ma come funzione delle *c_{oi}* ed *f_{oi}*, secondo la formula [3]. In questo modo *S* diviene funzione delle sole *c_{oi}* ed *f_{oi}*. Queste vengono incrementate come le x_r del caso generale. Con questa leggera modifica la convergenza del metodo diviene più rapida.

Un secondo accorgimento che rende più rapida la convergenza è il seguente. Le derivate, nei problemi di ottimizzazione, di solito vengono sostituite dal rapporto incrementale, valutato per piccoli incrementi della variabile, e ciò perché di solito non è possibile o è molto difficile conoscere la loro espressione analitica. Nel nostro caso, l'espressione analitica delle derivate si ricava abbastanza facilmente, e pertanto viene inserita nel programma, a tutto vantaggio della precisione e della convergenza.

La derivata della funzione *S*, rispetto a una generica *f_{oi}*, vale:

$$\begin{aligned} \frac{\partial S}{\partial f_{oi}} = & -\frac{4000}{\pi} \sum_{j=1}^N W_j \left\{ (T_o - (T_j + \tau_j)) \left[\frac{c_{oi} f_{ji-2}}{(c_{oi}^2 + f_{ji-2}^2)^2} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{c_{oi} f_{ji+2}}{(c_{oi}^2 + f_{ji+2}^2)^2} - \frac{1}{\sum_{h=1}^N W_h} \left(\frac{c_{oi} f_{hi-2}}{(c_{oi}^2 + f_{hi-2}^2)^2} - \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. - \frac{c_{oi} f_{hi+2}}{(c_{oi}^2 + f_{hi+2}^2)^2} \right) \right] \right\}, \end{aligned}$$

dove τ_j ha l'espressione [2] per $f = f_j$ e, per brevità, nella parentesi quadra si è posto:

$$\begin{aligned} f_{ji-} &= f_j - f_{oi}, \\ f_{ji+} &= f_j + f_{oi}, \\ f_{hi-} &= f_h - f_{oi}, \\ f_{hi+} &= f_h + f_{oi}. \end{aligned}$$

Analogamente, con le stesse posizioni, la derivata di *S* rispetto a *c_{oi}* vale:

$$\begin{aligned} \frac{\partial S}{\partial c_{oi}} = & -\frac{2000}{\pi} \sum_{j=1}^N W_j \left\{ (T_o - (T_j + \tau_j)) \left[\frac{f_{ji-2} - c_{oi}^2}{(c_{oi}^2 + f_{ji-2}^2)^2} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{f_{ji+2} - c_{oi}^2}{(c_{oi}^2 + f_{ji+2}^2)^2} - \frac{1}{\sum_{h=1}^N W_h} \left(\frac{f_{hi-2} - c_{oi}^2}{(c_{oi}^2 + f_{hi-2}^2)^2} + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. + \frac{f_{hi+2} - c_{oi}^2}{(c_{oi}^2 + f_{hi+2}^2)^2} \right) \right] \right\}. \end{aligned}$$

L'intero processo si arresterebbe teoricamente in corrispondenza di un minimo relativo della funzione da minimizzare. In pratica, nel programma descritto, il processo iterativo ha termine quando la funzione *S* scende al disotto di un valore introdotto come dato d'entrata, che tiene conto della tolleranza richiesta.

Può accadere che la funzione *S* non riesca mai a scendere sotto tale valore, anche dopo un numero notevole di iterazioni. In tale caso il gradiente scende a valori piccolissimi, in quanto la *S* si avvicina sempre più al minimo relativo, che costituisce il limite teorico del processo. A questo punto è necessario arrestare l'esecuzione del programma e ripartire con nuovi dati d'entrata.

Poiché non esistono metodi che consentono di individuare con sicurezza il minimo assoluto della funzione *S*, appare evidente l'importanza di una buona scelta iniziale dei valori di *c_{oi}* ed *f_{oi}*, nonché del numero delle celle. Infatti, cambiando i valori iniziali, potrebbe cambiare il minimo relativo a cui si può teoricamente giungere. Se non altro, pur raggiungendo lo stesso minimo, la convergenza potrebbe essere più o meno rapida. Pertanto, per la scelta dei dati di partenza, conviene adottare il metodo grafico del paragrafo precedente, specialmente se, per motivi economici, si ha interesse a minimizzare il tempo di calcolo. Naturalmente col metodo grafico ci si limita ad ottenere una approssimazione grossolana della curva da equalizzare e si lascia al calcolatore il compito di perfezionare l'approssimazione fino al raggiungimento della tolleranza voluta.

Il metodo grafico consente anche una scelta oculata del numero di celle, per cui il più delle volte si riesce col calcolatore a raggiungere la tolleranza richiesta. Nei casi in cui ciò non avviene, si possono cambiare le *c_{oi}* e le *f_{oi}* di partenza. Questa operazione tuttavia non garantisce che il nuovo processo iterativo porti ad un risultato migliore. Invece l'aumento del numero di celle offre maggiori garanzie. Infatti alla fine del processo di iterazione si constata che la curva del ritardo complessivo presenta oscillazioni attorno ad un valore costante *T_o*: è intuitivo che il numero delle oscillazioni è paragonabile al numero di celle, per cui aumentandolo, dovrebbe aumentare il numero delle oscillazioni e corrispondentemente dovrebbe diminuire la loro ampiezza.

Si può fare in modo che l'introduzione di una cella aggiuntiva venga effettuata automaticamente dal calcolatore, nel modo seguente. Se, nel corso di una iterazione, il gradiente assume un valore molto basso, ci si trova in prossimità di un minimo, o di un flesso rispetto a tutte le variabili. Se dopo, ad esempio, tre iterazioni il gradiente si mantiene inferiore ad un valore prefissato introdotto come dato d'entrata, si può ritenere di essere in prossimità di un minimo e non di un flesso. Il calcolatore può valutare questa situazione, ed arrestare il processo di iterazione, pur non essendosi raggiunta la condizione che la funzione *S* sia inferiore alla tolleranza. In questo caso il calcolatore inizia un secondo processo iterativo aggiungendo una cella. Purtroppo però, la valutazione dei parametri *c_{oi}* ed *f_{oi}* della nuova cella non può essere effettuata dal calcolatore se non in un modo rigido. Inoltre, se si aggiunge una cella, i valori di *c_{oi}* ed *f_{oi}* delle celle precedenti non sono più adeguati, per cui nel nuovo processo iterativo molti passi vengono spesi per raggiungere lo stesso grado di approssimazione con cui è terminato il precedente processo.

Conviene pertanto non ricorrere alla variante del programma descritto, ma, se è necessario aggiungere una cella, effettuare nuovamente uno studio grafico tendente alla ricerca di dati di partenza più convenienti alla nuova situazione.

5. Conclusioni.

Vale la pena di osservare che, oltre al programma descritto, esiste una seconda versione del metodo del controgradiente (bibl. 4) (metodo quadratico), che si basa sull'ipotesi che la funzione da minimizzare $y = f(x_1, \dots, x_n)$ sia, in prossimità del minimo, un paraboloide nello spazio a più dimensioni x_1, \dots, x_n, y . In

questo caso, se si muovono le variabili x_r nella direzione del gradiente, la funzione da ottimizzare descrive nello spazio sopraddetto una parabola. Ad ogni iterazione si considerano 3 punti:

$$\begin{aligned} P_0 & (x_1, \dots, x_n, y_0); \\ P_1 & \left(x_1 - A \frac{\partial y}{\partial x_1}, \dots, x_n - A \frac{\partial y}{\partial x_n}, y_1 \right); \\ P_2 & \left(x_1 - 2A \frac{\partial y}{\partial x_1}, \dots, x_n - 2A \frac{\partial y}{\partial x_n}, y_2 \right), \end{aligned}$$

con *A* costante arbitraria.

Il minimo della parabola che passa per questi tre punti ha le coordinate:

$$x_{1m} = x_1 - MA \frac{\partial y}{\partial x_1}$$

$$\dots$$

$$x_{nm} = x_n - MA \frac{\partial y}{\partial x_n}$$

con

$$M = \frac{3y_0 - 4y_1 + y_2}{2y_0 - 4y_1 + 2y_2}$$

Il punto di minimo viene assunto nella successiva iterazione come punto *P_o* di partenza. Naturalmente occorre premunirsi contro il pericolo che la parabola presenti una curvatura positiva o nulla: nel primo caso si localizzerebbe un massimo, nel secondo il minimo (o il massimo) risulta indeterminato. Inoltre occorre premunirsi anche contro il pericolo che l'effettivo valore della *y* nel presunto minimo sia maggiore del valore di partenza *y_o*, per cui il programma assume una struttura notevolmente complicata. Si è potuto constatare che a questo aumento di complicazione non corrisponde un risparmio di tempo, rispetto al semplice metodo lineare, e ciò perché la funzione *y* è

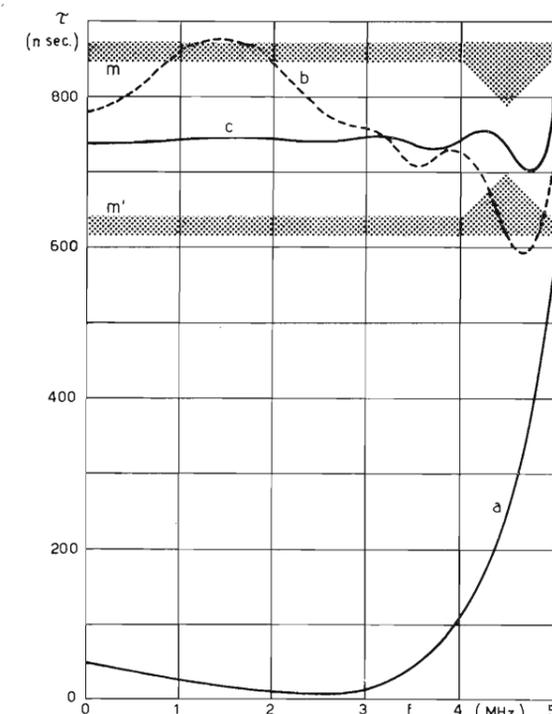


Fig. 5. — Equalizzazione del ritardo di gruppo di un trasmettitore; a) ritardo del trasmettitore; b) equalizzazione iniziale (metodo grafico); c) equalizzazione finale; m m') maschera di tolleranza.

legittimamente approssimabile con un paraboloide solo in un ristretto intorno del minimo, mentre in una regione più ampia l'andamento della funzione può essere del tutto diverso.

Nel lavoro citato in bibl. 4 si ammette che il metodo quadratico non fornisce risultati soddisfacenti. Il metodo lineare da noi adottato ha dato invece risultati soddisfacenti in un gran numero di casi pratici. Pensiamo che ciò sia da attribuire non soltanto al metodo in sé, quanto al fatto di aver calcolato analiticamente le derivate della funzione da minimizzare e al fatto di non aver considerato T_0 una variabile indipendente, bensì una funzione delle restanti variabili.

Come esempio, citiamo il caso dell'equalizzazione del ritardo di gruppo in un trasmettitore televisivo. Si è partiti con un equalizzatore a 5 celle, caratterizzato dai seguenti valori.

$c_{01} = 1,1 \text{ MHz}$	$f_{01} = 0,6 \text{ MHz}$
$c_{02} = 1 \text{ MHz}$	$f_{02} = 1,3 \text{ MHz}$
$c_{03} = 0,9 \text{ MHz}$	$f_{03} = 2 \text{ MHz}$
$c_{04} = 0,8 \text{ MHz}$	$f_{04} = 3 \text{ MHz}$
$c_{05} = 0,7 \text{ MHz}$	$f_{05} = 4 \text{ MHz}$

Il valore di S , relativo a questa scelta di dati, risulta:

$$S = 173.238,56.$$

Dopo tre iterazioni, che hanno richiesto un tempo di calcolo di 56,67 secondi⁽¹⁾, si è scesi al di sotto della tolleranza prefissata (10.000) e si è ottenuto un valore di S pari a 9.970,38.

Per affinare ulteriormente l'equalizzazione si è fatto girare nuovamente il programma, assumendo come dati iniziali dei valori leggermente discosti da quelli ottenuti alla fine del processo precedente. Dopo sei iterazioni, che hanno richiesto un tempo di calcolo di 106,50 secondi, si è scesi ad un valore di S pari a 6.168,08, ottenendo i seguenti dati finali di dimensionamento delle celle equalizzatrici:

$c_{01} = 1,2583 \text{ MHz}$	$f_{01} = 0,5359 \text{ MHz}$
$c_{02} = 1,2077 \text{ MHz}$	$f_{02} = 1,3774 \text{ MHz}$
$c_{03} = 1,0102 \text{ MHz}$	$f_{03} = 2,2641 \text{ MHz}$
$c_{04} = 0,8417 \text{ MHz}$	$f_{04} = 3,2492 \text{ MHz}$
$c_{05} = 0,7750 \text{ MHz}$	$f_{05} = 4,2260 \text{ MHz}$

Nella figura 5 sono mostrate: la curva del ritardo del trasmettitore, la curva del ritardo complessivo ottenuta con l'equalizzatore di partenza, la curva di ritardo complessivo finale (che come si vede, rientra largamente entro la fascia di tolleranza).

Concludiamo con un'osservazione: non esiste motivo per cui le c_{0i} non possano diventare negative nel corso del processo di iterazione, cosa che rende-

⁽¹⁾ I tempi di calcolo citati nel testo si riferiscono all'uso di un terminale a divisione di tempo della General Electric.

rebbe impossibile la costruzione dell'equalizzatore: in pratica però la cosa non si verifica mai se la scelta dei dati iniziali di partenza non è grossolanamente errata. Per quanto riguarda le f_{0i} , il loro segno non ha alcuna importanza in quanto nell'espressione del ritardo di gruppo [2] esse compaiono al quadrato.

(1172)

BIBLIOGRAFIA

- BÜNEMANN D.: *Der Laufzeitausgleich eines Fernsehsystems* « Archiv der Elektrischen Übertragung » 1956. Fascicolo I.
- AMOS SW., BIRKINSHAW D.C.: *Television Engineering*, Vol. II. London: ILIFFE & SONS Ltd., 1956.
- BERNATH K., BINZ B., SALVETTI E.: *Dimensionierung von Laufzeit-Entzerren nach dem Analogieverfahren*. « Technische Mitteilungen PTT ». N. 10/1959.
- SEMMELMAN C.L.: *Experience with a steepest descent computer program for designing delay networks*. « International Convention Record », Part 2, Marzo 1962.

TTL SUHL

CIRCUITI INTEGRATI TTL SYLVANIA
NUOVO MANUALE COMPLETO

- 227 Circuiti Integrati distribuiti in 65 famiglie logiche
- Serie TTL SUHL I (10nS - 35MHz)
- Serie TTL SUHL II (6nS - 50MHz)
- Serie SM ad integrazione a media scala (MSI)
- Tutti prodotti in involucro ceramico normale e metallico ad alta ermeticità.

La più ampia e famosa gamma di circuiti Integrati TTL dettagliatamente descritta nel nuovo manuale « Integrated Circuits in TTL Technique » composto di 266 pagine. In vendita anche presso l'organizzazione G.B.C. Prezzo del manuale: Lit. 2.000 (spese di spedizione comprese). Ordinatelo oggi stesso a:

ELEDRA 3S (Agente esclusivo per l'Italia)
 Via Ludovico Da Viadana, 9
 20122 MILANO - Tel. 86.03.07 - 86.90.616

AMPLIFICATORE AUDIO CON REGOLAZIONE AUTOMATICA DI GUADAGNO

R. BUFANO, F. BUSIOL, D. SABATINO (*)

SOMMARIO — Sono descritte le prestazioni di un amplificatore audio transistorizzato (**) che ha la caratteristica di mantenere automaticamente il livello d'uscita costante od entro una determinata fascia (per es. + 6 dB ± 2 dB) anche se il segnale d'entrata subisce ampie variazioni (per es. circa 40 dB). Vengono quindi esposte alcune considerazioni teoriche sul dispositivo che permette di conseguire questa caratteristica e sono confrontati i risultati teorici con quelli sperimentali. In esso sono tipici un memorizzatore elettronico della tensione che regola il guadagno e l'impiego di un circuito moltiplicatore per realizzare lo stadio a C.A.G. (Comando Automatico di Guadagno).

1. Premessa.

In alcuni tipi di ripresa audio, per esempio durante un'intervista, si presenta la necessità di mantenere quasi costante il livello d'uscita anche quando varia il livello d'entrata, per variazioni o dell'intensità della voce di chi parla o della distanza del microfono. Normalmente per conseguire il suddetto risultato è addetto un operatore, che agisce su un dosatore dietro indicazione di un misuratore di livello.

L'amplificatore, che viene descritto, sostituisce l'operatore nelle sue funzioni ed adempie queste automaticamente e più efficacemente, secondo un certo meccanismo, che comporta la presenza di tre soglie d'intervento.

La prima soglia corrisponde al livello superiore della fascia entro la quale deve essere mantenuto il segnale d'uscita; se questo supera il suddetto livello, c'è l'intervento rapido del dispositivo che regola il guadagno e riporta il livello d'uscita al limite superiore della fascia.

La seconda soglia corrisponde invece al livello inferiore della fascia entro la quale deve essere mantenuto il segnale di uscita; se questo scende al di sotto del suddetto livello interviene il dispositivo che regola il guadagno e riporta, con predeterminabile gradualità, il livello di uscita al limite inferiore della fascia.

La terza soglia infine corrisponde ad un prefissato livello d'entrata (per es. — 40 dB); quando questo scende al di sotto del suddetto valore, per esempio durante una pausa, il guadagno dell'amplificatore mantiene il valore che aveva prima che il segnale d'entrata subisse la diminuzione.

2. Descrizione generale dell'amplificatore.

L'amplificatore si compone di 3 parti, raccolte nei rettangoli tratteggiati nello schema a blocchi della figura 1.

La prima comprende lo stadio C.A.G. a guadagno variabile e due stadi amplificatori a guadagno costante.

Lo stadio C.A.G., che sarà in seguito esaminato dettagliatamente, ha un guadagno, espresso in dB, che

(*) Dott. ing. Raffaello Bufano, p. i. Franco Busiol, dott. ing. Domenico Sabatino, tutti della Rai. Dattiloscritto pervenuto il 2 marzo 1970.

(**) Brevetto n. 53740 A/69

dipende da una tensione continua V_c fornita dal circuito di comando, secondo una relazione

$$A_v(\text{dB}) = f(V_c),$$

che sarà successivamente precisata.

La seconda parte è quella che adempie le funzioni di un operatore manuale, rendendole automatiche. Un segnale V_u' , prelevato all'entrata dello stadio amplificatore 3 e quindi proporzionale al segnale di uscita V_u , viene inviato ad un rivelatore di picco a doppia semionda con caratteristiche dinamiche analoghe a quelle di un misuratore di livello (peak meter).

Il segnale rivelato pilota due comparatori:

Il comparatore della soglia superiore comanda l'interruttore elettronico 1 che si chiude quando il livello V_u' supera la suddetta soglia e permette al condensatore C (fig. 2) di caricarsi alla tensione richiesta dallo stadio C.A.G. perché il livello di uscita sia riportato al limite della soglia superiore.

Il comparatore della soglia inferiore, quando il livello V_u' scende al di sotto della suddetta soglia, sblocca un multivibratore astabile, con un determinato ritardo. Il segnale uscente da questo multivibratore, che generalmente è asimmetrico, comanda l'interruttore elettronico 2. Questo viene chiuso durante le onde positive, permettendo al condensatore C (fig. 2) di scaricarsi di una certa quantità per ogni onda dando luogo ad incrementi costanti di guadagno; l'interruttore elettronico 2 viene riaperto durante le onde negative; il multivibratore parte sempre con l'onda positiva.

Quando il livello V_u' partendo da valori molto bassi ed aumentando, raggiunge il limite della soglia inferiore, il comparatore inferiore cambia stato e blocca immediatamente il multivibratore nella posizione corrispondente all'apertura dell'interruttore 2.

La terza parte dello schema a blocchi, cioè il circuito riguardante la terza soglia, assolve la funzione di impedire un aumento di guadagno dell'amplificatore, se il segnale d'entrata V_e per un certo tempo (ad es. durante una pausa) scende al di sotto di un determinato valore. Questo evita due inconvenienti: il cosiddetto « noise pumping » ed eventuali fenomeni di saturazione al ritorno del segnale.

Il livello d'intervento di questo circuito assume generalmente valori che sono al di sotto di quello minimo del segnale d'entrata (per es. — 40 dB). L'in-

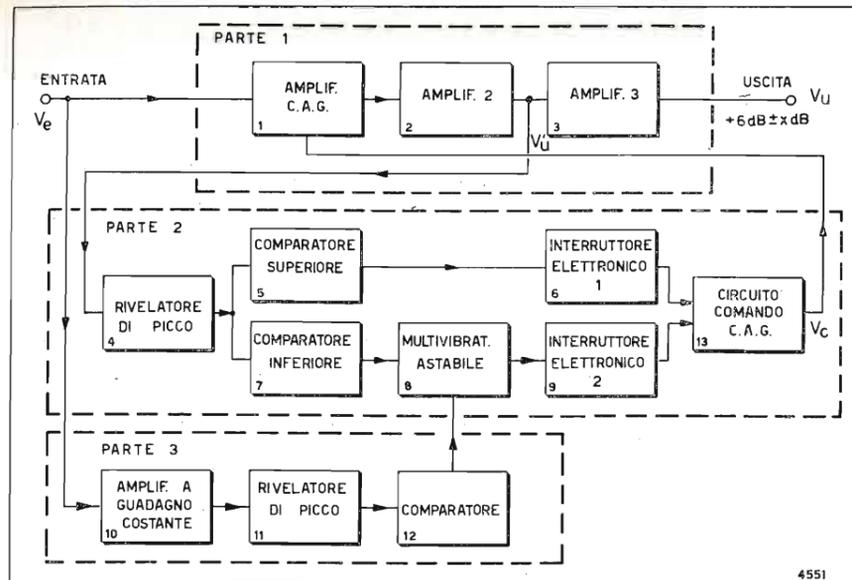


Fig. 1. — Schema a blocchi dell'amplificatore audio con regolazione automatica di guadagno.

tervento di questo circuito consiste nel tenere bloccato il multivibratore e quindi aperto l'interruttore elettronico 2 quando il segnale è inferiore alla terza soglia.

L'uso di un transistoro ad effetto di campo nel circuito di figura 2 e di un condensatore a bassissima perdita ha permesso di ottenere ottimi risultati per quanto riguarda la memorizzazione della tensione che comanda il guadagno con gli interruttori 1 e 2 aperti.

3. Funzionamento dell'amplificatore.

In figura 3 è presentato lo schema circuitale dell'amplificatore realizzato.

Il circuito d'entrata, comprendente i transistori T1, T2, T3, T4, è lo stadio a guadagno variabile (C.A.G.), che come è stato detto, adempie la funzione di mantenere sempre il livello d'uscita entro una determinata fascia (+6 dB ± 2 dB) anche se il segnale d'entrata varia tra -30 dB e +10 dB.

Esso si compone di due parti simmetriche, montate in contropase (push-pull). Ognuna di queste si compone di un transistoro T1 (T3) con una polarizzazione di base fissa, il quale si comporta come un generatore di corrente per i due transistori T2A (T4A), T2B (T4B) connessi con le basi a massa, dei quali quello da cui si preleva il segnale ha una polarizzazione fissa e l'altro riceve una tensione continua di comando Vc.

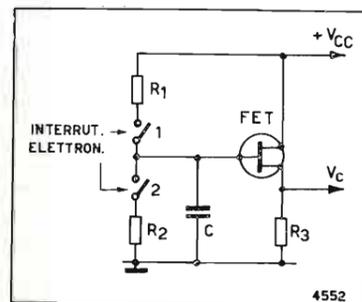


Fig. 2. — Schema di principio del circuito che fornisce la tensione di comando Vc all'amplificatore con C.A.G.

La corrente I, che passa nel transistoro T1 (T3), si ripartisce nei due transistori T2A (T4A), T2B (T4B) che si comportano come due resistenze in parallelo, i cui valori dipendono dalle rispettive correnti continue di emettitore, che vengono variate agendo sulla polarizzazione di base del transistoro T2A (T4A). Pertanto, in termini qualitativi, quando la corrente del transistoro T2A (T4A) aumenta, diminuisce la sua resistenza equivalente e di conseguenza diminuisce il segnale prelevato sul collettore di T2B (T4B).

Viceversa quando tutta la corrente I è deviata nel transistoro T2B (T4B), il segnale prelevato assume il valore massimo e dipende dal rapporto tra la resistenza di carico sul collettore di T2B (T4B) e la resistenza sull'emettitore di T1 (T3).

Poiché sul collettore, da cui si preleva il segnale, esiste una tensione continua dipendente da quella di comando Vc, al segnale utile si aggiunge un segnale indesiderato, causato dalle variazioni di Vc. Questo inconveniente è eliminato dal montaggio in contropase, che inoltre migliora le caratteristiche dello stadio per quanto riguarda la distorsione.

Il segnale uscente da questo stadio entra nello stadio amplificatore, costituito dal circuito integrato M1, il cui guadagno è circa 35 dB.

Lo stadio successivo assolve la funzione di trasdurre sul carico d'uscita (500 ohm) il segnale uscente da quello precedente ad un livello regolabile mediante il potenziometro P4.

Il segnale uscente da M1, va al rivelatore di picco, costituito dal trasformatore Tr4, dai diodi D1 e D2 e da T7.

La tensione rivelata pilota i due comparatori T8 e T11. Il primo, normalmente interdetto, si satura quando il segnale uscente da M1 supera il limite superiore della fascia e quindi chiude l'interruttore elettronico 1 (transistoro T9 che va in saturazione). In conseguenza il condensatore C13 si carica e la sua tensione, tramite il transistoro ad effetto di campo T18 (F.E.T.) determina la tensione di uscita Vc che costituisce la tensione di comando dello stadio con C.A.G.; il guadagno di tale stadio diminuisce fino a riportare rapidamente il segnale uscente da M1 al valore della soglia superiore in corrispondenza del quale il comparatore e l'interruttore si aprono.

Il secondo comparatore T11 è saturato quando il segnale uscente da M1 è entro o al di sopra della fascia.

Se il segnale uscente da M1 assume un valore minore del limite inferiore della fascia il transistoro T11 si interdice assieme a T12 e T13; quest'ultimo sblocca il multivibratore astabile (T14 e T15) ed il segnale prelevato dal collettore di T15 comanda l'interruttore elettronico 2 (T16).

Questo interruttore si chiude in corrispondenza delle onde positive fornite da T15, determinando così

periodiche scariche del condensatore C13, la cui tensione decrescente, trasferita attraverso il F.E.T. allo stadio C.A.G., dà origine ad un determinato e graduale aumento di guadagno in corrispondenza di ogni onda positiva. Quando il segnale uscente da M1 raggiunge il limite inferiore della fascia, T11 e di conseguenza T12 e T13 si saturano; il multivibratore, indipendentemente dallo stato in cui si trova, si blocca nella condizione corrispondente a T15 saturo e di conseguenza l'interruttore elettronico 2 (T16) resta aperto.

Le due costanti di tempo del multivibratore, regolabili con P7 e P8, determinano rispettivamente, l'una

la durata dell'intervallo tra due incrementi di guadagno e l'altra la durata dell'incremento stesso, la cui entità dipende dalla costante di scarica del condensatore C13.

I transistori T10 e T17, connessi come diodi, e l'elevata impedenza d'entrata del F.E.T. garantiscono la memorizzazione della tensione a cui è carico C13, quando i due interruttori elettronici sono aperti.

Infine il segnale d'entrata prelevato dall'emettitore del transistoro T3 viene amplificato per mezzo del circuito integrato M2 di circa 46 dB e quindi rivelato ed inviato al comparatore (T19) che ha una soglia

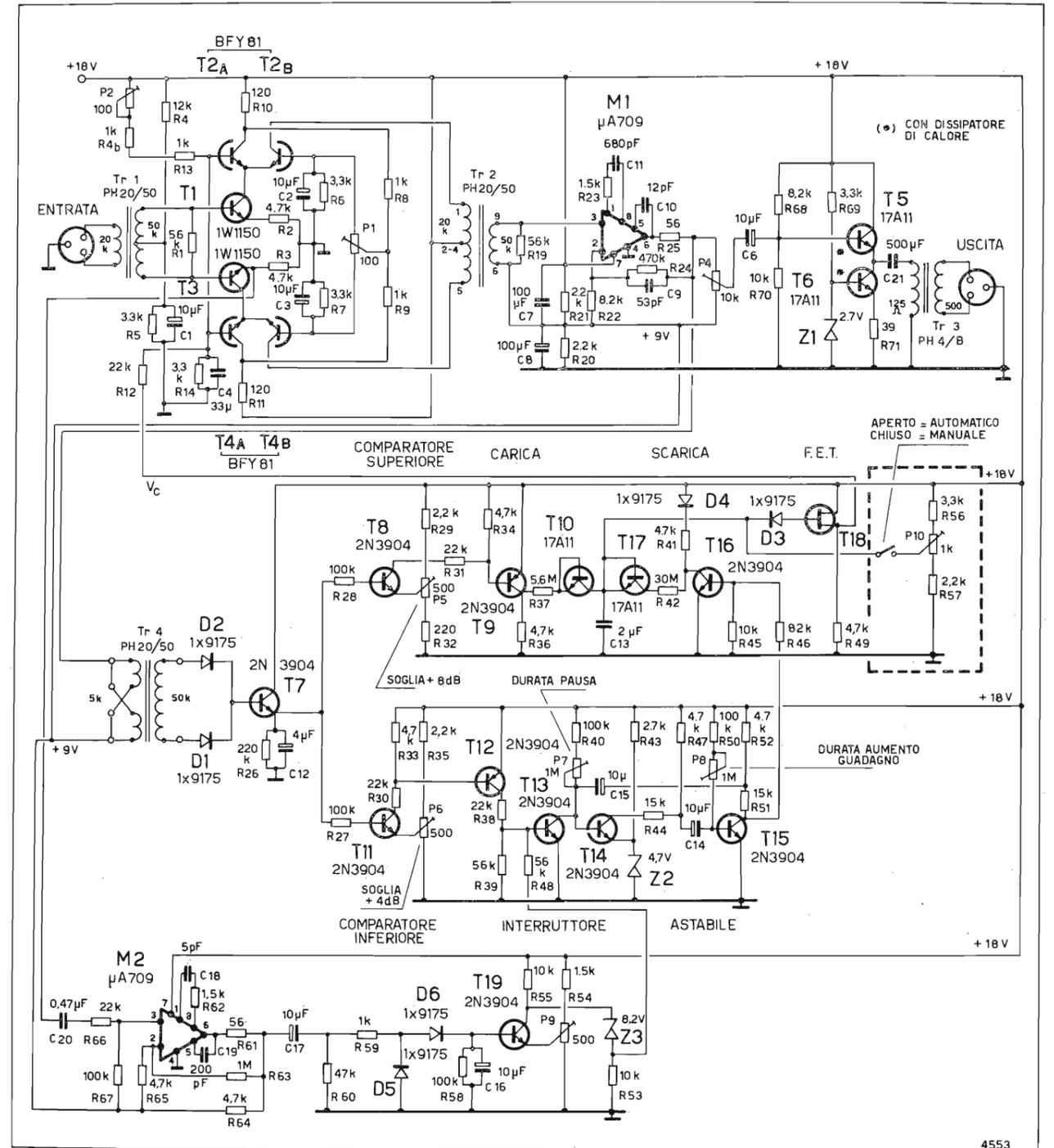


Fig. 3. — Schema generale dell'amplificatore.

regolata in modo che quando il segnale d'entrata è inferiore per esempio a -40 dB s'interdice. L'interdizione di T19 determina attraverso lo zener Z3 la saturazione del transistor T13 e la disabilitazione del comando proveniente dal comparatore inferiore, che tenderebbe a sbloccare il multivibratore ed a provocare incrementi di guadagno.

In tal modo si consegue, durante le pause lunghe, l'effetto di mantenere il guadagno dell'amplificatore nel valore precedente le pause, come è stato già detto.

4. Alcune considerazioni teoriche e sperimentali sullo stadio a guadagno variabile.

In figura 4a è riportato lo schema di principio di questo stadio ed in figura 4b lo stesso schema in cui il transistor T1 è rappresentato da due generatori di

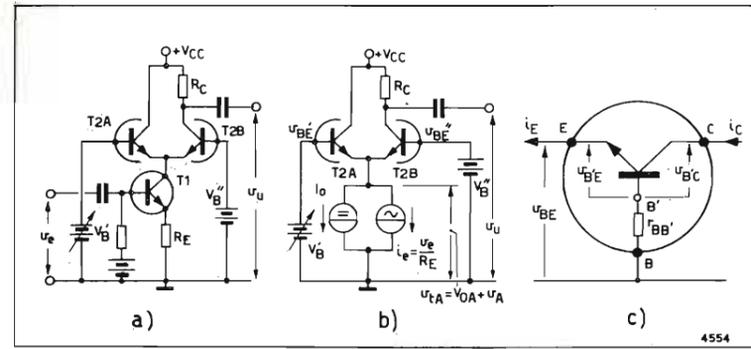


Fig. 4. — a) Schema di principio dello stadio a guadagno variabile; b) lo stesso schema in cui T1 è rappresentato da due generatori di corrente; c) schema equivalente del transistor T1.

corrente, uno per la continua e l'altro per l'alternata, in parallelo.

L'espressione analitica della corrente di emettitore i_E di un transistor è (equazione di Ebers e Moll):

$$[1] \quad i_E = I_{ES} \left(\exp \frac{q v_{B'E}}{\lambda k T} - 1 \right) - h_{FBI} I_{CS} \left(\exp \frac{q v_{B'C}}{\lambda k T} - 1 \right)$$

dove, come risulta anche dalla figura 4:

- i pedici maiuscoli B, C, E corrispondono rispettivamente a base, collettore, emettitore;
- i pedici minuscoli e, u corrispondono a entrata, uscita;
- le lettere minuscole i, v sono riservate ai valori istantanei, variabili nel tempo, di corrente e tensione;

- I_{ES} = corrente di dispersione della giunzione E B';
- I_{CS} = corrente di dispersione della giunzione CB';
- h_{FBI} = amplificazione di corrente inversa (cioè quella che si ha scambiando C con E);
- T = temperatura assoluta (°K);
- q = carica dell'elettrone;
- k = costante di Boltzmann;
- λ = costante compresa fra 1 e 2.

Il secondo termine della [1] si può trascurare rispetto al primo perché l'esponente $qv_{B'C}/(\lambda k T)$ è negativo e in valore assoluto $\gg 1$; perciò tale secondo termine si riduce a $h_{FBI} I_{CS}$ che è molto piccolo.

Si può inoltre porre (fig. 4c) $v_{B'E} = v_{BE}$ (trascurando cioè la caduta di tensione $r_{BB'} i_B$ perché si sono usati transistori con piccola resistenza interna $r_{BB'}$ e piccola $i_B = i_E/\beta$ essendo β grande). Si può ancora trascurare 1 rispetto a $\exp \frac{q v_{B'E}}{\lambda k T}$ e ponendo $\lambda = 1$ (come si è ottenuto sperimentalmente per i transistori usati) la [1] diventa:

$$[2] \quad i_E = I_{ES} \exp \frac{q v_{BE}}{k T}$$

Utilizzando la [2] per esprimere le correnti di emettitore dei transistori T2A (apice') e T2B (apice'') per il nodo A a cui fanno capo gli emettitori di T2 (fig. 4b) si può scrivere:

$$[3] \quad I_o + i_e = I_{ES}' \exp \frac{q v_{BE}'}{k T} + I_{ES}'' \exp \frac{q v_{BE}''}{k T}$$

Ponendo ancora $I_{ES}' = I_{ES}'' = I_{ES}''/A$ (correnti di dispersione dei due transistori supposte differenti) la [3] diventa:

$$[4] \quad I_o + i_e = I_{ES} \left(\exp \frac{q v_{BE}'}{k T} + A \exp \frac{q v_{BE}''}{k T} \right)$$

Indicando con $v_{tA} = V_{oA} + v_A$ la tensione del punto A di figura 4b ed applicando l'equazione di Kirchoff alle maglie comprendenti le giunzioni base-emettitore e gli alimentatori per la polarizzazione delle basi si ha:

$$[5] \quad v_{BE}' = V_{B'} - v_{tA} = V_{B'} - V_{oA} - v_A ; \\ v_{BE}'' = V_{B''} - V_{oA} - v_A .$$

Sostituendo nella [4] si ottiene:

$$[6] \quad I_o + i_e = I_{ES} \left[\exp \frac{q}{k T} (V_{B'} - V_{oA} - v_A) + A \exp \frac{q}{k T} (V_{B''} - V_{oA} - v_A) \right] = \\ = I_{ES} \left[\exp \left(- \frac{q v_A}{k T} \right) \right] \left[\exp \frac{q}{k T} (V_{B'} - V_{oA}) + A \exp \frac{q}{k T} (V_{B''} - V_{oA}) \right] ;$$

$$[7] \quad I_o + i_e = B \exp \left(- \frac{q v_A}{k T} \right)$$

dove:

$$B = I_{ES} \left[\exp \frac{q}{k T} (V_{B'} - V_{oA}) + A \exp \frac{q}{k T} (V_{B''} - V_{oA}) \right] .$$

Si consideri ora la corrente totale di emettitore i_{tE}'' del transistor T2B già espressa nella seconda parte della [6]; ponendo:

$$C = A I_{ES} \exp \frac{q}{k T} (V_{B''} - V_{oA})$$

si può scrivere:

$$[8] \quad i_{tE}'' = I_{oE}'' + i_e'' = C \exp \left(- \frac{q v_A}{k T} \right) .$$

Ricavando $\exp \left(- \frac{q v_A}{k T} \right)$ dalla [7] e sostituendo nella [8] si ha:

$$[9] \quad i_{tE}'' = I_{oE}'' + i_e'' = \frac{C}{B} (I_o + i_e) .$$

Uguagliando rispettivamente le componenti continue e quelle alternative dei due membri della [9] risulta:

$$I_{oE}'' = \frac{C}{B} I_o , \quad \text{ossia} \quad \frac{C}{B} = \frac{I_{oE}''}{I_o} , \\ [10] \quad i_e'' = \frac{C}{B} i_e = \frac{I_{oE}''}{I_o} i_e .$$

Moltiplicando i membri della [10] per h_{FB}'' e ricordando che $h_{FB}'' i_e'' = i_c''$ si ha:

$$[11] \quad i_c'' = h_{FB}'' \frac{I_{oE}''}{I_o} i_e .$$

Se ora si moltiplicano ambo i membri per R_C , e si tiene presente che $v_u = -R_C i_c''$ e $i_e = v_e/R_E$ si ha:

$$[12] \quad \frac{v_u}{v_e} = -h_{FB}'' \frac{R_C}{R_E} \cdot \frac{I_{oE}''}{I_o} = -h_{FB}'' \frac{R_C}{R_E} \frac{C}{B} .$$

La [12] significa che il guadagno dello stadio è proporzionale alla corrente continua dell'emettitore di

ciò che, per il transistor doppio generalmente usato al posto di T2A e T2B si verifica facilmente entro il 5%) si ha:

$$[13] \quad \frac{v_u}{v_e} = -h_{BF}'' \frac{R_C}{R_E} \frac{1}{\exp \frac{q}{k T} (V_{B'} - V_{B''}) + 1} .$$

Se si lavora con tensioni di polarizzazioni $V_{B'}$ (è questa la tensione V_c delle figure 1, 2 e 3) per le quali

$\exp \frac{q}{k T} (V_{B'} - V_{B''}) \gg 1$, la [13] si può scrivere:

$$[13'] \quad \frac{v_u}{v_e} = -h_{BF}'' \frac{R_C}{R_E} \exp \frac{q}{k T} (V_{B''} - V_{B'}) ,$$

ed infine esprimendo il guadagno in dB, si ha:

$$[13''] \quad |A_v|_{dB} = 20 \lg_{10} \left| -h_{BF}'' \frac{R_C}{R_E} \right| + 8,686 \frac{q}{k T} (V_{B''} - V_{B'}) .$$

In figura 5 viene confrontato l'andamento teorico (curva a tratti) del guadagno dello stadio secondo la [13] e l'andamento (curva continua) ottenuto sperimentalmente dal circuito a) riportato nella stessa figura.

Sempre in figura 5 è inoltre indicato lo schema del circuito b) che differisce dall'altro soltanto per la polarizzazione di base del transistor T2B, la quale risulta dipendente dalla corrente continua di collettore di T2A. Si può dimostrare che questo tipo di polarizzazione tende ad estendere il campo entro il quale il guadagno A_v (dB) risulta funzione lineare della tensione di regolazione $V_{B'}$ ($= V_c$ delle figg. 1, 2 e 3). Questo è stato verificato sperimentalmente, come mostra la curva a punto e tratto della figura 5.

Dalla [13] risulta infine che il guadagno dello stadio dipende anche dalla temperatura assoluta T . In particolare esso ha un coefficiente termico nullo quando $V_{B'} = V_{B''}$, trascurabile per $V_{B'} < V_{B''}$ e crescente con $V_{B'}$ per $V_{B'} < V_{B''}$.

Poiché le variazioni di guadagno dovute a T nel campo di temperatura previsto non sono rilevanti e l'amplificatore descritto è ad autoregolazione di guadagno non si è ritenuto necessario introdurre alcuna compensazione termica.

5. Conclusione.

L'apparecchiatura descritta propone una soluzione semplice per risolvere il problema di regolare automaticamente il livello d'uscita in una ripresa audio, anche quando quello d'entrata dovesse subire ampie variazioni.

Le sue prestazioni sono state verificate sperimentalmente, e si sono ottenuti risultati molto soddisfacenti, essendo risultate equivalenti, se non migliori, di quelle conseguite da un esperto operatore.

Questa apparecchiatura potrebbe richiamare l'attenzione dei progettisti di apparati audio sull'impiego di un circuito moltiplicatore sia come elemento di regolazione del guadagno, sia per altre finalità. (1173)

BIBLIOGRAFIA

1. NEWELL A. F.: *A transistor multiplier circuit*. « Wireless World ». Giugno 1969, p. 000.
2. CONNOR D. C., PUTMAN R. S.: *Automatic audio level control*. « Journal of the Audio Engineering Society ». Luglio 1968.
3. TEXAS INSTR. INC.: *Circuit design for audio, AM/FM and TV*. « Mc. Graw - Hill Book Company ».

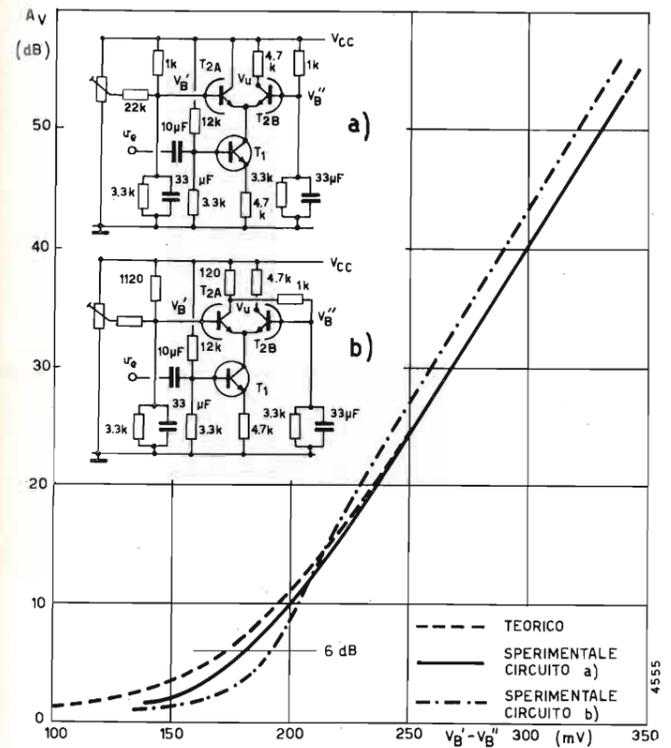
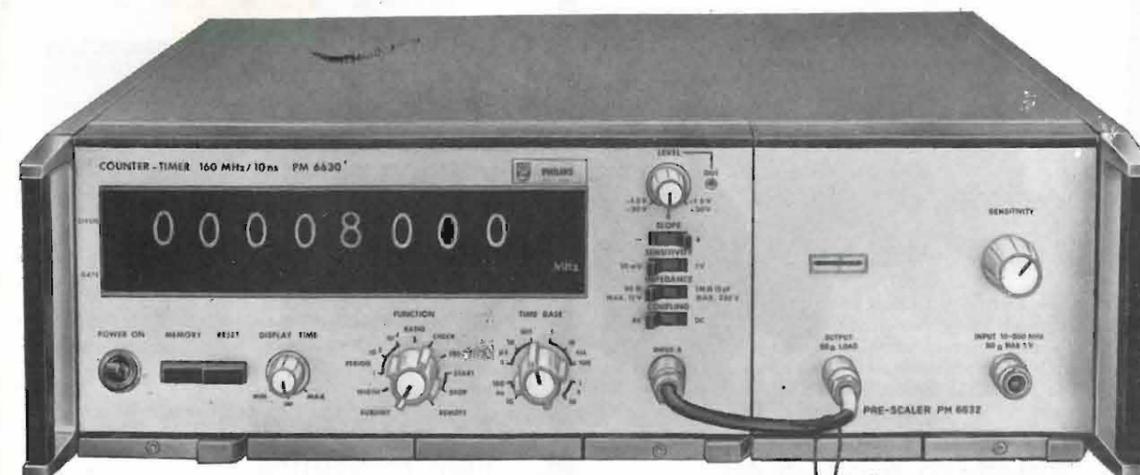


Fig. 5. — Andamento teorico (curva a tratti) e quelli ottenuti sperimentalmente con il circuito a) (curva a linea continua) e con il circuito b) (curva a punto e tratto) del guadagno dello stadio in funzione della differenza delle polarizzazioni di base $V_{B'} - V_{B''}$ (la $V_{B'}$ supposta regolabile, coincide con la tensione di comando V_c).

T2B I_{oE}'' ; inoltre se il secondo membro è costante non vi è distorsione. Ciò risulta verificato sperimentalmente se il segnale alternativo d'entrata ha una ampiezza I_e piccola rispetto a I_o (p. es. $I_e \leq 0,1 I_o$). Una distorsione, prevalentemente di seconda armonica dell'1 ÷ 2% insorge per $I_e = \sim 0,6 I_o$; tale distorsione è da attribuire alla variazione di h_{FB}'' . Essa si riduce notevolmente impiegando stadi in controfase.

Si riprenda ora la [12] per esprimere il guadagno in funzione della tensione di polarizzazione $V_{B'}$ che può essere regolata (fig. 4) per regolare così l'amplificazione. Sostituendo nella [12] i valori già trovati di B e di C , ponendo $A = 1$ (cioè supponendo $I_{ES}' = I_{ES}''$

Conteggio facile dalla continua fino a 800 MHz



Il contatore - frequenzimetro Philips a circuiti integrati con cassette intercambiabili, consente la misura automatica di frequenze elevate

Sistema PM 6630
160 MHz: 1 o 50 mV
800 MHz: 50 mV
10 ns
1 M Ω o 50 Ω

Il conteggio completamente automatico fino a 800 MHz non è che una delle particolarità del contatore/frequenzimetro modulare PM 6630. I modelli base lavorano fino a 160 MHz con una sensibilità di 50 mV, una impedenza d'entrata di 1 M Ω o di 50 Ω , una risoluzione eccezionale di 10 ns, e una sincronizzazione molto stabile.

L'intera gamma delle caratteristiche è utilizzabile per misure di funzioni multiple sinusoidali e impulsive. Ad esempio: frequenze, rapporti di frequenze, periodi multipli, divisioni di frequenze, conteggio, larghezze d'impulsi e d'intervalli di tempo (la misura diretta delle lar-

gezze degli impulsi è una delle caratteristiche uniche del PM 6630). I cassette complementari sottoelencati aumentano considerevolmente le possibilità d'impiego. Conteggio fino a 800 MHz con una sensibilità di 50 mV. Aumento della sensibilità a 1 mV fino a 160 MHz. Possibilità di misure di intervalli di tempo su due canali diversi. Inoltre un convertitore per iperfrequenze sarà disponibile quanto prima.

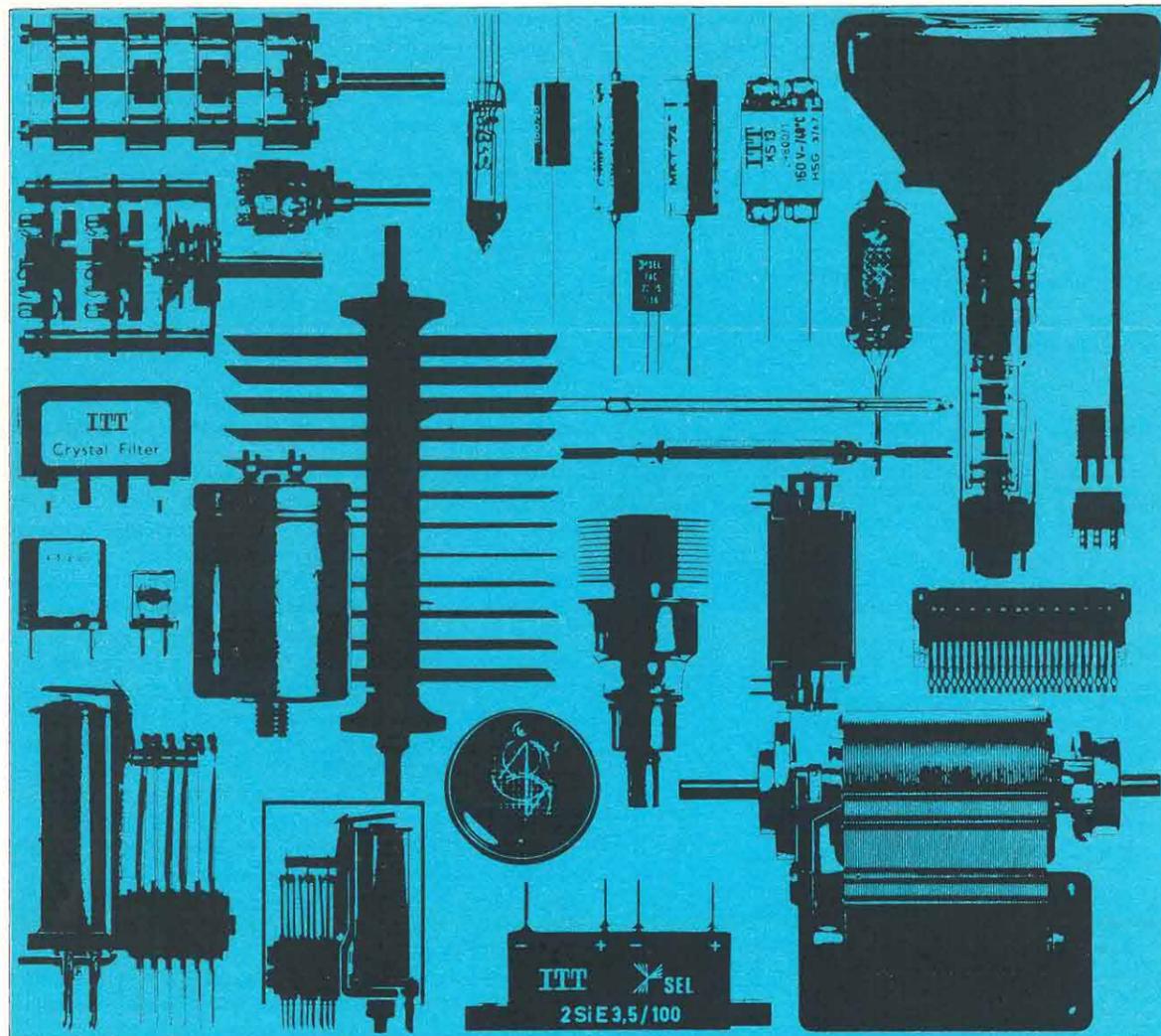
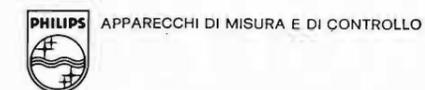
Possibilità di scelta fra due modelli base. Il modello PM 6630 A a 8 digit ad altissima stabilità e il modello PM 6630 B a 6 digit, versione più economica.

Questi due modelli offrono tutti i

vantaggi della tecnica a circuiti integrati.

I contatori/frequenzimetri Philips sono stati progettati sia per le attuali che per le future applicazioni. Ma scoprite fin d'ora le altre possibilità chiedendo informazioni più dettagliate a:

Philips S.p.A. - Rep. PIT/EMA
Piazza IV Novembre 3 - 20124 Milano - telefono 6994



1. Sicurezza 2. Affidamento 3. Precisione

Nel servizio aereo la sicurezza è la legge suprema. Nel servizio informativo la fiducia è tutto. L'elettronica esige precisione assoluta. Aerei in tutto il mondo, computer e impianti tecnici informativi vengono muniti di elementi costruttivi ITT.

Esperienze, perfezione tecnica e sicurezza funzionale sono propri di ogni singolo componente ITT. Esatti metodi di misurazione e continue analisi di materiale contribuiscono alla loro qualità. La nostra offerta differenziata si estende dai

raddrizzatori alle valvole, agli interruttori e commutatori, fino ai condensatori e relè. Consultateci per il Vostro campo di applicazione. Siamo sempre a Vostra disposizione per dettagliate informazioni tecniche.

ITT Standard
Piazza De Angeli, 7
20146 Milano
Tel. 4696.202/198/183
Telex: Militts 32351

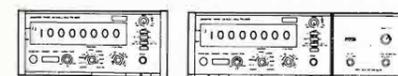
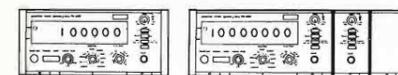
Componenti

ITT

Il sistema modulare PM 6630

PM 6630 B
6 digit - 160 MHz; 10 ns; 50 mV; 1 M Ω o 50 Ω ; stabilità 10⁻⁷/mese - Riceve tutti i cassette complementari.

PM 6630 A
8 digit - Stesse caratteristiche del PM 6630 B + oscillatore inserito in camera termostatica - Stabilità in temperatura 5x10⁻¹⁰/°C - Uscite BCD - Comando a distanza della base dei tempi e delle funzioni.

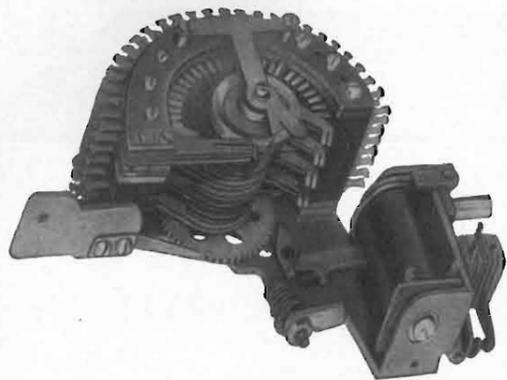


PM 6631
Cassetto per intervalli di tempo - Risoluzione 10 ns gamma dei tempi da 50 ns a 10⁸ s - Aggiunge un altro canale al contatore principale - Permette misure di intervalli di tempo su due canali separati.

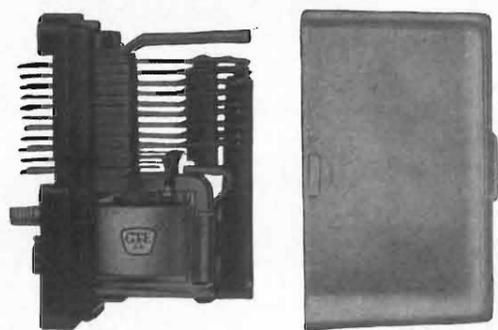
PM 6632
Cassetto divisore di frequenza - Sensibilità 50 mV impedenza d'entrata 50 Ω . Permette di aumentare automaticamente la gamma di frequenza fino a 800 MHz.

PM 6633
Cassetto preamplificatore - Aumenta la sensibilità a 1 mV - Banda passante 10 KHz a 200 MHz.

PHILIPS



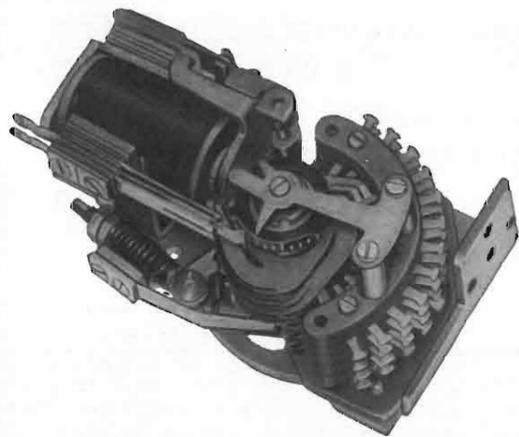
selettore rotativo 45



relé miniatura



relé correeds



selettore rotativo 44



Divisione Commutazione

Impianti telefonici automatici urbani e privati - Centrali telefoniche interurbane - Centralini telefonici manuali - Apparecchi telefonici normali ed amplificati - Impianti telefonici selettivi a codice - Telefonia domestica (citofoni, centralini citofonici, portieri elettrici) - Telecomandi - Relè reed.

SOCIETÀ GENERALE DI TELEFONIA ED ELETTRONICA S.p.A.

20060 Cassina de' Pecchi (Milano) - Telefoni: 9519201-301
20158 Milano - Via Bernina 12 - Telefoni: 600151-690500
00153 Roma - Piazza Albania, 10 - Telefoni 578.444/5/6/7
16121 Genova - Via Bartolomeo Bosco, 45 - Telef. 580.472

NOTIZIARIO

„PLANOX”: NUOVO PROCESSO DI PRODUZIONE DEI CIRCUITI INTEGRATI - Un nuovo sistema di produzione dei circuiti integrati e dei transistori MOS è stato ideato e messo a punto dai tecnici della Società Generale Semiconduttori (S.G.S.) e brevettato in tutto il mondo. Esso migliora l'affidabilità e le caratteristiche elettriche di questi dispositivi a semiconduttori e ne facilita anche la fabbricazione. È stato battezzato PLANOX (Plane Oxide = ossido a superficie piana).

Come è noto, nei transistori MOS è necessario avere diversi spessori di ossido di silicio in corrispondenza delle differenti regioni del dispositivo. Infatti è indispensabile avere uno strato sottile di ossido di silicio sulla regione di « porta » (gate), per ottenere un basso valore della tensione di soglia nei dispositivi attivi, ed uno strato più spesso di ossido di silicio sull'area esterna ai dispositivi attivi (field) per ottenere una elevata tensione di soglia nei transistori MOS parassiti. Analogamente nei transistori bipolari è utile avere un forte spessore di ossido di silicio sulla regione di collettore per avere una bassa capacità dell'area di metallizzazione per le saldature dei contatti (pads), mentre lo spessore di ossido di silicio sulla regione di base è spesso limitato da esigenze di altra natura.

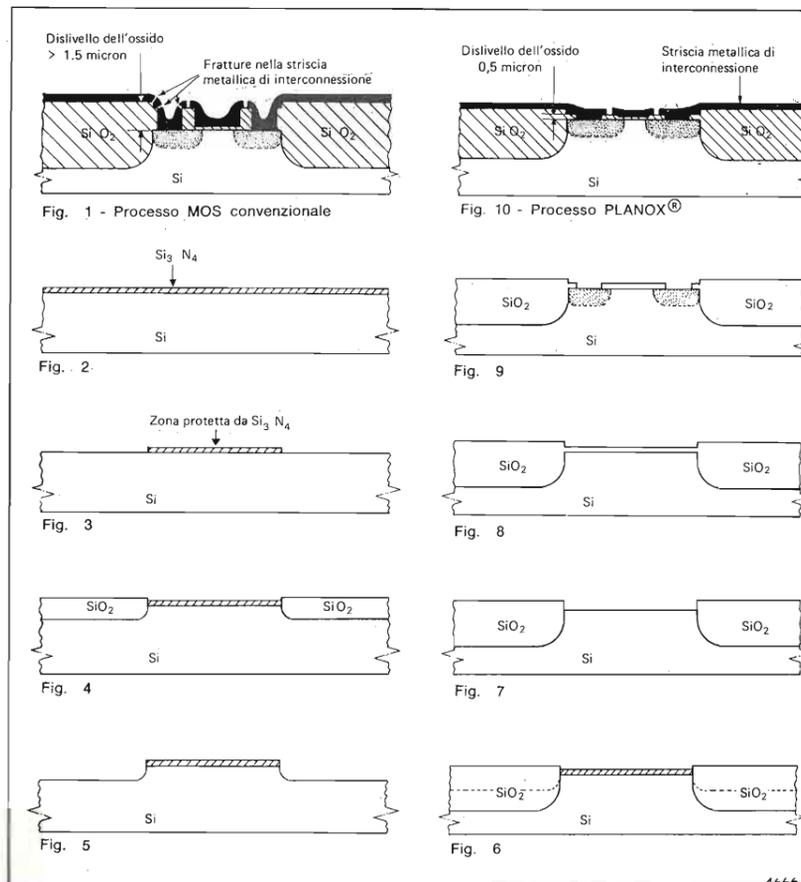
Questi diversi spessori di ossido di silicio danno luogo a forti dislivelli di superficie o « gradini ». Si è notato che in corrispondenza dei gradini si verificano fratture nelle strisce metalliche di interconnessione e di contatto con conseguenti cattivi contatti elettrici e talvolta interruzioni (fig. 1).

Il nuovo metodo « Planox », pur permettendo di avere diversi spessori di ossido, consente di ottenere una superficie piana entro limiti di 0,5 micron.

Per poter ottenere i risultati desiderati era necessario disporre di un materiale dielettrico che avesse le seguenti proprietà:

- 1) fosse attaccabile in modo selettivo rispetto all'ossido di silicio;
- 2) costituisse una barriera alla diffusione di ioni-ossigeno ed agisse quindi come schermo contro l'ossidazione.

Il nitruro di silicio (Si_3N_4) presenta queste proprietà; esso costituisce infatti un ottimo schermo alla diffusione di drogante e alla ossidazione anche ad elevata temperatura e presenta una resistenza all'attacco dell'acido fluoridrico concentrato o diluito e dell'acido fosforico molto diversa da quella dell'ossido di silicio, permettendo così un « attacco selettivo ».



Il processo consiste nel depositare su una piastrina di silicio uno strato sottile di nitruro di silicio (fig. 2), mascherare secondo una tecnica nota ed attaccarlo chimicamente in modo da avere silicio scoperto sulle zone interessate alla crescita di un forte spessore di ossido di silicio (fig. 3); indi fare crescere un primo strato di ossido mediante ossidazione termica (fig. 4). L'ossido si forma soltanto nelle zone non protette dal nitruro di silicio e cresce a spese del silicio; come è noto, risulta convertito in SiO_2 uno strato di Si il cui spessore è circa la metà (45%) di quello dell'ossido formatosi.

A questo punto del processo si è già ottenuto un notevole vantaggio in quanto il dislivello tra la superficie superiore dell'ossido e la superficie del silicio protetto dal dielettrico è ridotta alla metà dello spessore di ossido cresciuto. Volendo migliorare ulteriormente la situazione si procede nel modo seguente: si asporta l'ossido termico con acido fluoridrico (fig. 5), il quale non attacca il nitruro di silicio e viene eseguita una seconda ossidazione termica, uguale alla prima, la quale farà crescere ancora un forte spessore di ossido di silicio sull'area da cui l'ossido era stato precedentemente asportato (fig. 6). In questo modo la superficie dell'ossido risulta praticamente allo stesso livello del silicio ricoperto dal dielettrico. Ora si rimuove il nitruro di silicio mediante attacco selettivo (fig. 7) e con le note operazioni del processo planare si realizza il dispositivo voluto: diodo, transistoro bipolare o transistoro MOS (fig. 8, 9, 10).

Alla fine del processo, si avranno sulla superficie della fetta di silicio differenze di livello molto ridotte rispetto a quelle ottenibili con una tecnica convenzionale, come si può vedere facilmente confrontando le figure 1 e 10 che schematizzano rispettivamente un transistoro MOS ottenuto con la tecnica convenzionale ed uno ottenuto con la tecnica Planox.

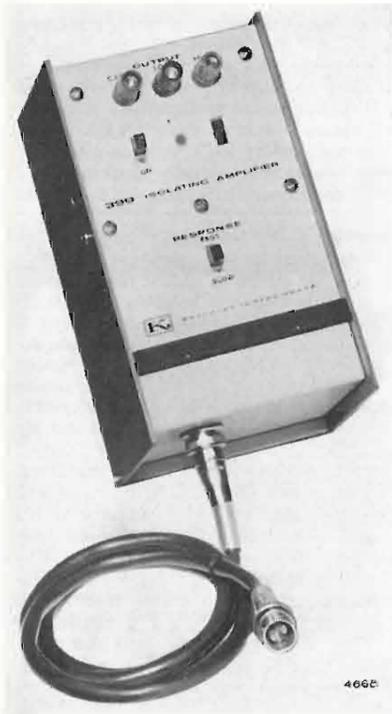
Nel caso di applicazione ai circuiti integrati MOS la nuova tecnica permette inoltre di migliorare le caratteristiche elettriche dei dispositivi mediante una riduzione delle capacità parassite.

(1205)

AMPLIFICATORE ISOLANTE A GUADAGNO UNITARIO - Il nuovo amplificatore Keithley modello 399, illustrato in figura, consente misure senza connessione a massa. La sua tensione d'entrata può essere indifferentemente riferita a massa oppure fluttuante sino a ± 1500 V mentre analogamente la tensione di uscita può essere riferita a massa oppure fluttuante fino a ± 100 volt.

L'apparecchio è particolarmente indicato come interfaccia fra uno strumento a tensione fluttuante e un registratore o un oscilloscopio connesso a massa. Si rendono possibili misure di corrente isolate da massa fino a 10^{-14} ampere e di tensione fino a 10^{-4} volt. Tali misure sono tipiche nei campi della rivelazione di fenomeni fotoelettrici, dello studio dei semiconduttori dei sistemi integrati, dei servo sistemi, ecc

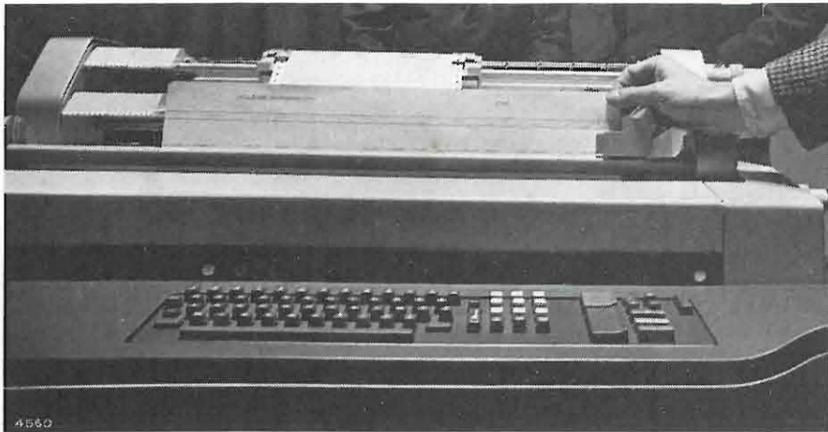
La massima tensione di entrata è di ± 1 volt con sovraccarico consentito del 100%. Entro 1 volt la linearità è superiore al $\pm 0,3\%$. Poiché il guadagno è unitario anche l'uscita massima è di ± 1 volt con una corrente massima di 1 milliamper (sovraccarico ammesso 100%). L'apparecchio sopporta senza danno sovraccarichi fino a 100 volt e il tempo di ripristino è ragionevolmente breve tanto che la raccolta dei dati non



viene generalmente interrotta. La stabilità a breve e a lungo termine e quella dello zero è superiore allo 0,3% di fondo scala per giorno.

Per ottenere la scelta migliore fra risposta e rumore lo strumento può essere commutato su due posizioni: FAST e SLOW. Nella prima posizione la risposta in frequenza si estende fino a 100 Hz ma il rumore ha un'ampiezza che raggiunge 5 mV picco-picco. Nella posizione slow il rumore si riduce a 0,5 mV picco-picco mentre la risposta in frequenza si riduce a 0,3 Hz. L'apparecchio può essere alimentato a 120 o 240 V c.a., ha le dimensioni di cm 11,5 x 11,5 x 17,5 e pesa circa 1,5 chilogrammi. (1209)

NUOVO CALCOLATORE ELETTRONICO PER L'INDUSTRIA - È stato presentato un nuovo calcolatore elettronico che consente la gestione autonoma dei dati aziendali utilizzando i supporti tipici del trattamento delle informazioni. Si tratta dell'Auditronic 770 prodotto dalla Olivetti di Ivrea illustrato in figura. Ha le dimensioni di una macchina contabile e può essere fatta funzionare da un operatore non specializzato. Il sistema può costituire



una unità autonoma che esaurisce il processo di elaborazione, oppure operare in collegamento con un grande calcolatore centrale mediante nastro perforato, o attraverso linee di comunicazioni.

La macchina base è dotata di un organo di elaborazione, a programma registrato, con una memoria centrale, che opera in collegamento con una memoria ausiliaria per una capacità complessiva di oltre 74.000 caratteri. La memoria ausiliaria è costituita da una o due cartucce di nastro magnetico, facilmente intercambiabili, su cui sono registrate indifferentemente istruzioni di programma ad informazioni numeriche ed alfanumeriche.

La macchina base dispone di una tastiera alfanumerica, di una numerica ridotta e di un gruppo di tasti di predisposizione. L'unità di stampa è composta da un gruppo di governi carta e da un gruppo di stampa seriale che opera mediante una testina mobile a 96 caratteri. Il campo di stampa è di 260 posizioni e la tabulazione del gruppo di scrittura è bidirezionale e avviene alla velocità di 200 passi al secondo.

All'unità possono essere collegate unità periferiche quali un lettore ed un perforatore per nastri ed « edge cards »;

OSCILLATORI PER MICROONDE - Nuovi oscillatori allo stato solido tipo IMPATT, che sfruttano il principio a valanga e che funzionano nel campo di frequenze da 8 a 18 GHz con potenze da 25 a 200 mW, vengono ora prodotti dalla Varian. Essi, secondo il tipo, sono ad accordo fisso o regolabile e possono essere usati come oscillatori locali o come oscillatori di pompa negli amplificatori parametrici e nei radar ad effetto Doppler.

Le frequenze comprese fra 8 e 18 GHz sono coperte da quattro serie di oscillatori ad elevato Q e basso livello di rumore, sia in MA, sia in MF.

Il modello VSX-9500 è fornito per la frequenza fissa richiesta con precisione del ± 1 MHz fra 8,0 e 10,0 GHz. Il modello VSX-9500 T copre la stessa banda ma è meccanicamente accordabile entro una gamma di ± 100 MHz.

Gli altri modelli hanno le seguenti bande di frequenza: VSX-9501 da 10,0 a 12,4 GHz; VSX-9502 da 12,4 a 15,0 GHz; VSX-9503 da 14,0 a 18,0

un'unità di lettura registrazione di schede con piste magnetiche (le schede possono essere lette, registrate e stampate in quanto l'unità dispone di un proprio gruppo di stampa seriale che opera su un campo di 180 posizioni, alla velocità di 200 passi al secondo); una unità di governo trasmissioni per collegamenti a distanza ed un elaboratore su linee telefoniche.

La macchina può regolare il movimento di più stampati di formato diverso contemporaneamente presenti nella macchina, secondo le indicazioni del programma, può inoltre eseguire, sempre nella stessa fase operativa, più lavori e svolgere più funzioni con la eliminazione dei tempi di attesa relativi ad operazioni connesse con l'intervento umano.

Insieme ai normali programmi di utilizzazione della macchina, l'Auditronic incorpora i programmi applicativi veri e propri organizzati e classificati in una biblioteca che comprende tutta la gamma dei problemi di gestione suddivisa in gruppi di programmi specializzati per categorie di utenti.

Questa unità è inoltre a struttura modulare ed è quindi possibile all'unità base aggiungere altre; in tal modo essa si adegua alla crescita delle necessità dell'azienda. (1177)



GHz; tutti hanno frequenza fissa sul valore richiesto con precisione di ± 1 MHz. I modelli a frequenza regolabile meccanicamente (gamma di ± 100 MHz) portano, accanto alla sigla precedente, una T. (1196)

Questi oscillatori richiedono una sola piccola tensione di polarizzazione. Il regolatore di corrente VSZ-9801 e l'alimentatore VSZ-9800 sono stati progettati appositamente per garantire una completa protezione degli oscillatori suddetti a cui sono destinati, evitando disturbi dovuti all'ondulazione della tensione; essi introducono inoltre una attenuazione di reiezione dei rumori di 60 dB e riducono le modulazioni indesiderate.

La fotografia riproduce un oscillatore IMPATT Varian da 200 mW con il relativo regolatore. (1195)

NUCLEI A MANTELLO DI SIFERRITE CON REGOLAZIONE ROTANTE - Nei nuclei a mantello di siferrite di tipo tradizionale, la regolazione dell'induttanza è attuata mediante un nucleo magnetico a spina od a vite per mezzo del quale è possibile ottenere la variazione del traferro. Questo sistema però consente una regolazione non molto precisa specie per quel che riguarda i nuclei a mantello molto piccoli, che ovviamente richiedono accessori pure di ridotte dimensioni. In particolare non era possibile regolare i nuclei a mantello di diametro compreso tra 5,8 e 7 mm. Per ovviare a questo inconveniente la Siemens ha prodotto nuovi nuclei di siferrite di piccole e medie dimensioni il cui principio di regolazione è basato sulla reciproca rotazione delle due metà del nucleo (v. fotografia riprodotta). Di conseguenza è ora pos-



sibile una più razionale e vantaggiosa produzione di bobine, contraddistinte da una struttura semplificata.

Diamo alcune caratteristiche tecniche dei nuovi nuclei Siemens:

- *piccoli nuclei a mantello tipo 3M* (B 65 817); hanno una superficie di base di mm 7,5 x mm 7,5, mentre l'altezza è di mm 8,4, compreso il fissaggio. Sui quattro piedini del corpo di bobina possono essere direttamente saldati i terminali degli avvolgimenti, cosa che risulta di grande vantaggio a causa dei sottilissimi fili normalmente usati.

- *nuclei medi a mantello tipo 6M* (B 65 823); hanno una superficie di base di mm 15 x mm 15 e sono particolarmente adatti per le bobine dei circuiti risonanti a larga banda, che richiedono una tolleranza sulla regolazione dell'induttanza che non superi lo 0,5%. (1196)

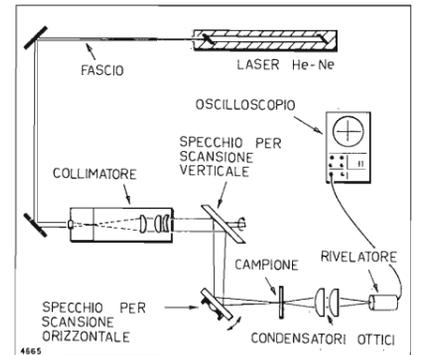
NUOVO MICROSCOPIO A SCANSIONE CON FASCIO LASER - Un nuovo tipo di microscopio a scansione con fascio laser, che può esplorare sotto la superficie di semiconduttori e di altri materiali è prodotto dalla General Telephone and Electronics (GT & E). Il nuovo strumento che impiega un fascio nell'infrarosso capace di attraversare molti corpi opachi alla luce visibile trova le sue applicazioni nell'analisi di materiali per elettronica, nel controllo della produzione e nei laboratori medici e biologici.

Un sottile fascio laser focalizzato esplora un quadrato di 12 mm di lato del materiale in esame con scansione di 400 righe alla velocità di un quadro al secondo. Un rivelatore dell'energia raggiante che attraversa il campione in esame produce un segnale elettrico; questo, trasferito ad un adatto oscilloscopio, con scansione sincrona con quella effettuata dal fascio laser sul campione, produce un'immagine ingrandita della struttura del materiale in esame simile ad una sua radiografia. Poiché il sottilissimo fascio laser è in continuo movimento non viene apprezzabilmente riscaldato il campione evitandone il danneggiamento.

La struttura dello strumento è schematizzata in figura. La scansione è ottenuta mediante due specchi: il primo, per la scansione verticale, ruota con una rivoluzione ogni 2 secondi, il secondo, per la scansione orizzontale, vibra alla frequenza di 200 Hz. Gli specchi producono segnali analogici funzioni della loro posizione; tali segnali comandano

la scansione del fascio del tubo a raggi catodici.

Il laser è del tipo a gas elio-neon con lunghezza d'onda di 3,39 micron (infrarosso) e sebbene tale lunghezza d'onda sia ritenuta ideale per l'esame della maggior parte dei materiali semiconduttori si prevede che l'uso di altre lunghezze d'onda possa essere vantaggioso in altri campi quali quelli dell'esame di



materiali biologici e nella diagnostica. Lo strumento potrà essere usato per riflessione del fascio laser sulla superficie del campione in esame, invece che per trasparenza; si otterrà così una immagine dettagliata della superficie. Con questo nuovo mezzo l'indagine sulla qualità e l'aderenza alle prescrizioni dei semiconduttori usati ed anche relativa alle singole fasi di lavorazione, risulta grandemente accelerata. (1208)

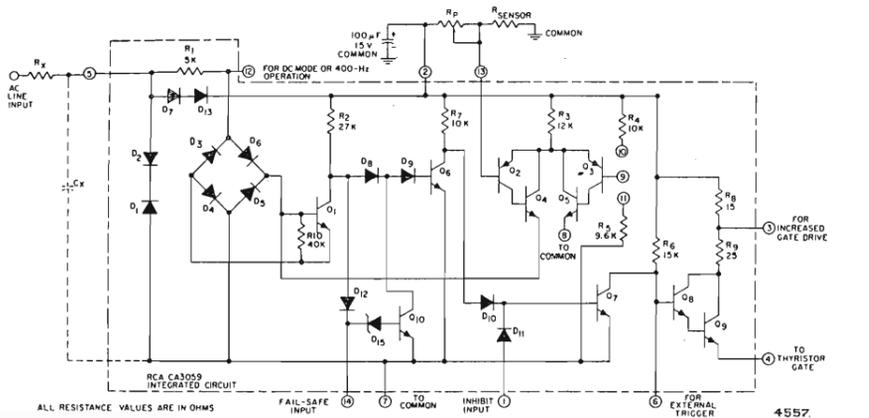
COMMUTATORE ALLO STATO SOLIDO A TENSIONE NULLA PER CIRCUITI A TIRISTORI - Il commutatore RCA-CA 3059 a tensione nulla è un circuito integrato monolitico usato principalmente come circuito di sgancio (trigger) per la regolazione dei tiristori. Questo circuito multistadio contiene un diodo limitatore, un rivelatore di soglia, un amplificatore differenziale ed uno stadio d'uscita Darlington che comanda la commutazione.

La tensione di alimentazione in corrente continua per questi componenti è mantenuta costante da un diodo regolatore Zener interno. La corrente consentita è sufficiente per comandare elementi di circuiti esterni, come transistori e circuiti integrati.

Una caratteristica importante del

CA 3059 è che gli impulsi di sgancio prodotti possono essere direttamente applicati all'elettrodo di comando (gate) di un raddrizzatore controllato al silicio (SCR) o ad un « triac ». Un circuito di protezione incorporato impedisce l'applicazione di questi impulsi all'elettrodo di comando del raddrizzatore, nel caso che l'elemento sensibile (sensor) esterno del commutatore a circuito integrato sia inavvertitamente aperto o cortocircuitato.

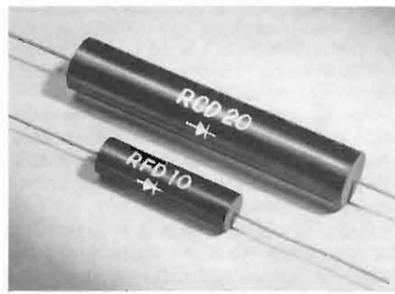
Nella figura riproduciamo lo schema del CA 3059 ricavata dalla pubblicazione ICAN-4158, nella quale sono forniti, oltre alla descrizione particolareggiata del funzionamento, anche numerosi esempi di applicazione del dispositivo. (1174)



OSCILLOSCOPIO PER SERVIZIO TVC - Un nuovo dispositivo di sincronizzazione a frequenza di quadro e di riga TV, completamente automatico, è incorporato in un oscilloscopio con banda passante di 10 MHz, compatto e portatile. Questo strumento è prodotto dalla Philips e assicura oscillogrammi molto stabili. Si tratta di un oscilloscopio ad una traccia, denominato PM 3200 X, appositamente studiato per il servizio di assistenza e manutenzione TV e TVC.

Lo strumento presenta, insieme a prestazioni elevate, il pregio di un facile impiego. Una sua caratteristica è la notevole sensibilità di entrata in relazione all'ampiezza della banda passante (2 mV per la banda di 10 MHz) combinazione paragonabile a quella che si riscontra in oscilloscopi di costo molto superiore. Inoltre l'impiego di particolari circuiti automatici di compensazione di deriva nei primi stadi del preamplificatore verticale del sistema di deflessione consente la completa eliminazione di qualsiasi controllo di bilanciamento cc. (1198)

RADDRIZZATORI AL SILICIO PER ALTA TENSIONE - Una nuova serie di raddrizzatori al silicio, con un tempo di ripristino (recovery time) di 0,3 microsecondi, capaci di sopportare tensioni inverse di picco da 8 a 45 chilovolt a seconda del tipo, sono ora disponibili ad opera della Electronic Devices Inc. di Yonkers N.Y. USA.



Questi raddrizzatori, denominati RFD ed illustrati in figura, possono erogare una corrente diretta di 20 milliampere. Essi sono indicati per l'alimentazione di tubi a raggi catodici e in numerose altre applicazioni dove si debbono raddrizzare alte tensioni di frequenza elevata e forma sinusoidale quadrata o ad impulsi. (1207)

MANIPOLATORE DI CAMPIONI PER MICROSCOPIO ELETTRONICO - Alcuni tecnici della Organizzazione per la Ricerca Scientifica e Industriale del Commonwealth Australiano (CSIRO), nel corso del loro lavoro di ricerca sulla diffrazione elettronica, hanno ideato e successivamente perfezionato un manipo-

latore di campioni da esaminare, di così elevata precisione da suscitare l'interesse di una società giapponese all'avanguardia nel mondo della fabbricazione di microscopi elettronici, la Hitachi Ltd., la quale ha ottenuto dal CSIRO una parziale licenza di fabbricazione di tale attrezzatura. La perfezione meccanica del congegno di manipolazione ne consente l'uso con un microscopio elettronico capace di ingrandimenti fino a 250.000 volte, ed una risoluzione all'incirca uguale a quella di due atomi.

I comandi del manipolatore, all'esterno della camera a vuoto del microscopio, consentono movimenti con un grado di precisione di un milionesimo di millimetro in due direzioni sul piano orizzontale e con l'approssimazione di un millesimo di millimetro in altezza, oltre ad inclinazioni fino a 40° secondo due assi ortogonali fra di loro. I movimenti avvengono in maniera molto dolce per cui il campione risulta stabile nell'ambito di mezzo diametro di atomo durante mezzo minuto.

Per inserire e rimuovere i campioni si fa uso di una cassa d'aria di equilibrio. Per evitare la minima contaminazione dello spazio vuoto e del campione in esame, non viene impiegato alcun lubrificante ed è possibile portare la capsula (di diametro inferiore ai 5 mm) contenente il campione stesso, alla temperatura di 140 °C in modo che molecole vaganti rimangano attaccate ad essa. Nello stesso tempo esiste la possibilità di portare il campione al calore bianco, cioè ad oltre 1500 °C di temperatura, montandolo sopra una griglia di palladio riscaldata elettricamente; ciò si rende necessario per esempio allorché si vogliono effettuare esami di sinterizzazione. (1206)

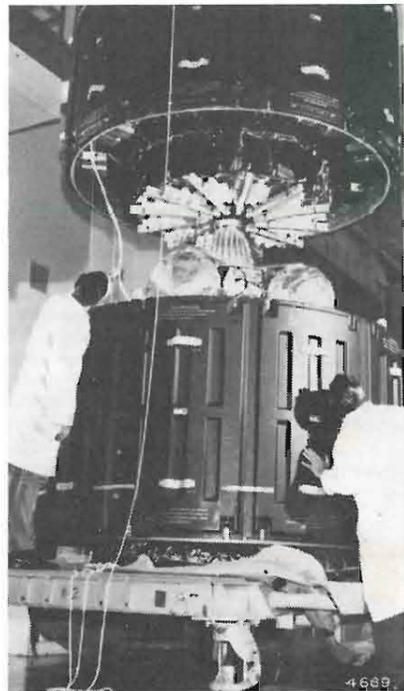
PROVE DELL'INTELSAT 4 - Un modello in grandezza naturale del nuovo satellite per telecomunicazioni Intelsat 4 è stato appositamente costruito e sottoposto alle prove di resistenza nel vuoto e di natura termica a cura della Hughes Aircraft Co.

Il satellite, che è molto più grande dei precedenti, ha forma pressoché cilindrica del diametro di circa 2,4 metri e dell'altezza di 5,5 metri. Il modello costruito è dotato di oltre 300 rivelatori di temperatura e le prove, durate una intera settimana, sono state effettuate nella camera a vuoto della Jet Propulsion Laboratory di Pasadena alta circa 26 metri e del diametro di circa 7,6 metri. Le straordinarie dimensioni della camera hanno consentito di collocare il grande veicolo spaziale su una speciale apparecchiatura (del peso di oltre 4 tonnellate) in posizione orizzontale.

Esposto ad un sole artificiale del diametro di metri 4,60 destinato a simulare i forti sbalzi di temperatura che il satellite incontrerà in orbita, esso, durante le prove, ruotava compiendo 25 rivoluzioni al minuto (circa la metà di quelle che il satellite compirà in orbita).

I dati ottenuti hanno confermato i risultati previsti con errori inferiori a ± 12 °C.

Oltre alle strutture del satellite è stato sottoposto a prove termiche anche il sistema di antenne del tipo a doppio disco. È stato così possibile compilare una «mappa» termica del complesso delle antenne, del supporto e dello schermo solare; sono stati determinati gli effetti che si manifestano nelle zone in ombra; sono stati scelti i punti di riferimento che potranno fornire i valori estremi della temperatura nelle prove future.



Il satellite Intelsat 4 rappresenta la sesta generazione dei satelliti per telecomunicazioni costruiti dalla Hughes dopo il felice lancio del Syncon 2 avvenuto nel 1963. Il suo lancio in orbita geo-stazionaria è previsto entro il gennaio 1971 da Capo Kennedy. L'Intelsat 4 potrà trasmettere quasi 6000 comunicazioni telefoniche nei due sensi, oppure 12 programmi televisivi a colori.

Quattro di questi satelliti sono attualmente in costruzione alla Hughes che si avvale della collaborazione di 12 industrie elettroniche appartenenti a 10 paesi (Belgio, Canada, Francia, Germania Federale, Giappone, Gran Bretagna, Italia, Spagna, Svezia, Svizzera). La commessa, per un valore di circa 45 miliardi di lire, è stata firmata nell'ottobre del 1968 per conto del Consorzio Internazionale Telecomunicazioni via Satellite (Intelsat) di cui fanno parte 70 nazioni, sotto la supervisione della Communications Satellite Corporation (Constat) amministratrice del consorzio. Il contratto prevede la consegna di tutti quattro i satelliti entro 29 mesi.

Nella fotografia è riprodotta una fase del montaggio del modello del satellite in grandezza naturale. (1210)

PHILIPS

Sez. ELCOMA

Quaderni di Applicazione ELCOMA sui CIRCUITI INTEGRATI

Con questa serie di pubblicazioni si è voluto dare all'utilizzatore di circuiti integrati sia digitali che lineari, una guida all'impiego di tali dispositivi che ne garantisca le prestazioni ottimali. A tale scopo, in ciascun volume si è creduto utile anteporre, ad un vasto repertorio di circuiti applicativi più comunemente usati, una parte che, attraverso una descrizione della tecnologia e dei singoli dispositivi, consentisse una migliore comprensione del loro funzionamento. La parte più propriamente applicativa è poi frutto dell'esperienza dei vari Laboratori di Applicazione del Concern Philips, e non si limita ai soli componenti integrati ma prende in esame anche problemi di interfaccia con componenti o dispositivi diversi. Si può quindi dire che questi Quaderni di Applicazione rappresentano per il progettista elettronico, un complemento indispensabile ai Dati Tecnici del C. I.



Circuiti Integrati digitali serie FJ - Generalità e applicazioni
(P.F. Sacchi) - pag. 155 Prezzo L. 2.000

- 1 - INTRODUZIONE
- 2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
Introduzione alla tecnologia • Componenti dei circuiti integrati • Il circuito integrato completo: le isole • Il processo di fabbricazione
- 3 - GENERALITÀ SULLA SERIE FJ
La famiglia FJ di circuiti integrati digitali a logica TTL • Campi di impiego e tipi • Caratteristiche elettriche della porta TTL • Logica TTL • Caratteristiche generali delle porte della serie FJ • La funzione OR di collettore • La funzione NOR • La funzione AND-OR-NOT • Porte con uscita di potenza per pilotaggio di linee • I flip-flop della serie FJ
- 4 - IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI E PROBLEMI LOGICI ED ELETTRICI CONSEQUENTI
Introduzione • Aspetti pratici dell'applicazione dei circuiti integrati • Problemi logici • Problemi elettrici
- 5 - IL RUMORE
Il rumore: definizioni e caratterizzazioni dei circuiti • Margine di rumore • Immunità al rumore (noise immunity)
- 6 - QUALITÀ E AFFIDAMENTO
Qualità e affidamento dei circuiti integrati
- 7 - FONDAMENTI DI LOGICA E METODI DI PROGETTO
Sistemi di numerazione e conteggio • Codici • Algebra di Boole • Reti logiche combinatorie • Reti sequenziali
- 8 - APPLICAZIONI
Funzioni logiche più comuni • Convertitori di codice • Complementatori • Rivelatori di errore • Parity check (controllo di parità) • Sommatore • Contatori • Shift register • Generatori di codici concatenati • Elementi di memoria (staticizzatori di informazioni) • Generatori e formatori d'onda • Discriminatori di livello • Circuiti di ingresso e di uscita
- 9 - CIRCUITI INTEGRATI COMPLESSI
Progetto con circuiti integrati complessi • Criteri di progetto di circuiti integrati complessi • Elementi complessi • Alcune applicazioni dei circuiti integrati complessi • Conclusioni



Circuiti Integrati digitali serie FC - Generalità e applicazioni
(P.F. Sacchi) - pag. 96 Prezzo L. 600

- 1 - INTRODUZIONE
- 2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
I componenti dei circuiti integrati • Il circuito integrato completo: le isole • Il processo di fabbricazione
- 3 - GENERALITÀ SULLA SERIE FC DI CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI TIPO DTL
Campo di impiego e tipi • Logiche DTL • Caratteristiche generali delle porte della serie FC • La funzione OR di collettore • Porta per pilotaggio con uscita di potenza • I flip-flop della serie FC • Il discriminatore di livello (Schmitt trigger) tipo FCL 101 • Il multivibratore monostabile tipo FCK 101
- 4 - LOGICHE COMBINATORIE E SEQUENZIALI: CRITERI DI PROGETTO
Sistemi di numerazione e conteggio • Codici • Algebra di Boole • Reti logiche combinatorie • Reti sequenziali
- 5 - APPLICAZIONI
Funzioni logiche più comuni • Convertitori di codice • Complementatori • Sommatore • Contatori • Shift Registers • Generatori e formatori d'onda • Circuiti di ingresso e di uscita



Circuiti Integrati lineari per radio - televisione e bassa frequenza - Generalità e applicazioni
(P.F. Sacchi e E. Salvioli) - pag. 72 Prezzo L. 600

- 1 - INTRODUZIONE
- 2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
I componenti dei circuiti integrati • Il circuito integrato completo: le isole • Il processo di fabbricazione
- 3 - INTRODUZIONE ALLA TECNICA DEI CIRCUITI INTEGRATI
Premessa • Stadi accoppiati in continua • Circuiti direttamente accoppiati a due elementi attivi • L'amplificatore differenziale
- 4 - CARATTERISTICHE DEI CIRCUITI INTEGRATI PHILIPS PARTICOLARMENTE ADATTI PER APPLICAZIONI NEL CAMPO RADIO, TV, B. F.
OM 200 - TAA 103 - TAA 263 - TAA 293 • il TAA 310 • il TAA 320 • il TAA 300 • il TAA 350 • il TAA 380 • il TAD 100
- 5 - I CIRCUITI INTEGRATI NEGLI AMPLIFICATORI DI B. F.
Amplificatore di B. F. da 1,4 W / 7,5 V con TAA 263 • Amplificatori di B. F. da 2 W / 100 V e 4 W / 200 V con TAA 320 • Amplificatore di B. F. da 4 W / 18 V con TAA 320 • Amplificatore di B. F. da 1 W / 9 V con TAA 300 • Amplificatore per registratore con TAA 310
- 6 - I CIRCUITI INTEGRATI NEI RADIORICEVITORI
Radiorecettore per onde medie - onde lunghe con TAD 100
- 7 - I CIRCUITI INTEGRATI NEI RICEVITORI TELEVISIVI
Amplificatore suono intercarrier con TAA 350

I quaderni di applicazione ELCOMA possono essere richiesti alla «Biblioteca Tecnica Philips» - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano

PHILIPS s.p.a. - SEZ. ELCOMA - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - tel. 6994

CAVI ELETTRICI



alfacavi S.p.A.

Capitale sociale L. 2.000.000.000 interamente versato

DIREZIONE GENERALE
AMMINISTRAZIONE
15028 QUATTORDIO (Alessandria)

CAVI PER TRASPORTO ENERGIA:

- Isolati con carta impregnata da 1000 a 45.000 Volt di esercizio.
- Isolati con materiale termoplastico speciale «SINTALFA» da 1000 a 20.000 Volt di esercizio.
- Isolati con gomma butilica.

CAVI TELEFONICI urbani ed interurbani:

- Isolati con carta e aria secca a coppie e a quarte nei tipi concentrici, a gruppi e settoriali.
- Isolati con polietilene a coppie e a quarte.
- Isolati con materiale termoplastico per centrali, impianti interni, cablaggio.
- Cavi coassiali.

UFFICIO VENDITE E DEPOSITO

MILANO - Via Belinzaghi, 15
Telefoni 6886316 - 6886340
Telegr. ALFACAVI - MILANO
Telex: 33483 ALFACAVI

STABILIMENTO DI QUATTORDIO

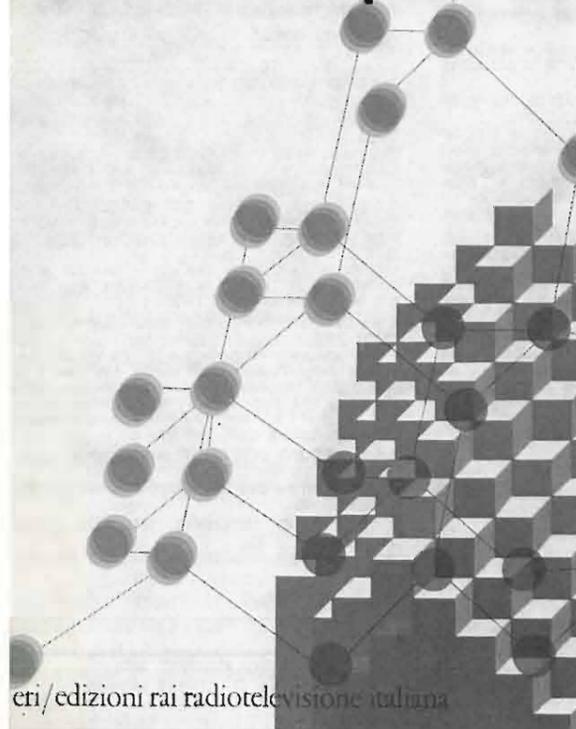
(AL) Telefono 79384 (5 linee)
Telegr. ALFACAVI - QUATTORDIO
Stazione Ferrov.: FELIZZANO
Telex: 21470 ALFACAVI

STABILIMENTO DI AIROLA

(BN) Telefono 51157 - 51391
Telegr. ALFACAVI - AIROLA
Stazione Ferrov.: CASERTA
Telex: 71372 ALFACAVI

antonio carrelli

l'Universo e le particelle



eri/edizioni rai radiotelevisione italiana

Antonio Carrelli

l'Universo e le particelle

sommario

Introduzione / La teoria atomica / Teoria cinetica e struttura dei corpi / La teoria ondulatoria / L'elettricità / La radioattività / La relatività / La teoria quantista / Le nuove interazioni / Le nuove particelle / Il comportamento delle varie particelle / I principi di conservazione / Bibliografia essenziale

formato 15x21; pag. 334; legatura in imitlin con sovracoperta a colori plastificata; lire 4.600



edizioni rai radiotelevisione italiana
via Arsenale 41 - 10121 Torino
via del Babuino 9 - 00187 Roma

LIBRI E PUBBLICAZIONI

TREVES S. R.: **Tecnica numerica delle comunicazioni elettriche.** «Pàtron» Bologna 1969.

Un volume di XII + 408 pagine, formato cm 16 x cm 22 con 33 tabelle e 154 figure.

Prezzo Lire 4.800

L'enorme sviluppo conseguito dalla microelettronica, specie nel settore della LSI (Large Scale Integration) sta polarizzando sempre più l'attenzione degli scienziati e dei tecnici verso l'impiego, sempre più diffuso, delle tecniche numeriche. Ciò è soprattutto sentito nel settore delle telecomunicazioni, ove l'introduzione degli elaboratori di processo per funzioni di comando, controllo e registrazione nelle moderne centrali elettroniche di commutazione fa sempre più pensare che la realizzazione della massima integrazione fra funzioni di commutazione, trasmissione ed elaborazione possa solo avvenire con l'impiego generalizzato delle tecniche numeriche. A ciò si aggiunga che una tale sperata integrazione di mezzi, tende anche ad una integrazione di servizi quali, oltre il normale servizio telefonico, quelli moderni di trasmissione dati e futuri di televideo, ecc. Ciò può realizzarsi solo con l'uso di una adeguata tecnica comune, quale la tecnica numerica.

Per tali motivi il libro di S.R. Treves si presenta quanto mai attuale. Esso, per quanto nato da un corso didattico tenuto dall'Autore presso l'ISPT di Roma, risulta un ottimo mezzo non solo d'informazione, ma anche di guida verso questa nuova tecnica.

Si può solo lamentare una certa lacuna nell'esposizione dei vari metodi matematici usati per risolvere i problemi concernenti le tecniche numeriche, ma ciò è compensato dalla chiarezza e semplicità di esposizione e dagli intendimenti, del resto realizzati, di offrire una visione il più possibile completa delle applicazioni di tale nuova tecnica nei più vari settori nelle telecomunicazioni: sistemi di trasmissione (PCM e delta), sistemi di commutazione e segnalazione, sistemi di tassazione, nonché sistemi via satellite e sistemi di trasmissione dati.

L'indice dei capitoli pone in evidenza questo intendimento dell'Autore:

Cap. 1°: Richiami di tecnica numerica (p. 5); Cap. 2°: Sistemi di trasmissione con modulazione ad impulsi codificati (p. 27); Cap. 3°: Sistemi di trasmissione a modulazione delta (p. 149); Cap. 4°: Sistemi di commutazione di tecnica elettronica (p. 165); Cap. 5°: Sistemi di segnalazione di tecnica numerica (p. 277); Cap. 6°: Sistemi di tassazione (p. 313); Cap. 7°: Sistemi di trasmissione PCM per comunicazioni mediante satelliti (p. 341); Cap. 8°: Sistemi di trasmissione di dati (p. 371).

I vari argomenti sono svolti tutti in maniera molto chiara ed esauriente; si deve tuttavia osservare come il continuo e veloce sviluppo della tecnologia

e delle tecniche richiederebbe frequenti aggiornamenti di tale opera; ciò è anche uno dei motivi, oggi ancora attuali, che rendono difficile una trattazione organica e completa di tali argomenti. Tanto più meritoria risulta quindi l'opera dell'Autore che non si è lasciato sopraffare né dall'attuale stato di «confusione creativa», né dalla mole dispersiva degli argomenti, ma anzi ha cercato di superare tale stato di disagio, sforzandosi con esito positivo, di portare ordine e chiarezza in tale nuovo settore delle telecomunicazioni, ancora oggi più di pertinenza della ricerca che del tecnico, esercente o progettista di impianti.

(1215)

I.C.

PEROTTO P. G.: **Sistemi di automazione.** Vol. I: I servosistemi. «UTET», Torino, 1970.

Un volume di XII + 412 pagine, formato cm 18 x cm 25 con 219 figure e 10 tabelle. Rilegato.

Prezzo lire 7.500

È questo il primo dei due volumi del trattato: «Sistemi di automazione», dedicato dall'Autore allo studio sistematico e con indirizzo ingegneristico dei moderni metodi di automazione. In esso è essenzialmente contenuta la descrizione dei mezzi di regolazione e controllo automatico ad azione continua. Il libro è scritto con intenti prevalentemente didattici e raccoglie, ampliate, le lezioni tenute dall'Autore al Politecnico di Torino per gli studenti del V° anno di ingegneria meccanica. Ad una parte introduttiva in cui si danno i mezzi matematici necessari per i successivi sviluppi, fa seguito una ricca descrizione di componenti (sia meccanici, sia elettrici) per servomeccanismi, scelti tra quelli che le tecniche moderne applicano sempre più di frequente.

Lo studio e la classificazione dei sistemi con reazione sono svolti con particolare attenzione e uno speciale riguardo è riservato ai problemi di stabilità e alle relative tecniche di progettazione.

Degni di nota sono pure i capitoli dedicati ai sistemi non lineari. Nella Appendice I sono riportate notizie generali sui calcolatori analogici e sulle loro applicazioni sia alla risoluzione di equazioni non lineari, sia alla simulazione diretta della funzione di trasformazione. Nelle Appendici II e III sono affrontati rispettivamente problemi di navigazione automatica e lo studio della stabilità di un autoveicolo.

Merito dell'Autore è l'aver mantenuto all'opera — grazie ad un gran numero di esempi interessanti — un valore pratico, perfettamente consono alla formazione di una mente concreta quale deve essere quella di un futuro ingegnere.

Un'ottima veste tipografica completa

degnamente un'opera interessante ed utile per molti aspetti.

L'indice dei capitoli è il seguente:

Cap. 1°: Nozioni preliminari (3-15); Cap. 2°: La trasformazione di Laplace (16-13); Cap. 3°: Proprietà generali e funzioni di trasformazione dei sistemi fisici lineari (32-70); Cap. 4°: I componenti elementari dei servosistemi (70-146); Cap. 5°: Determinazione delle condizioni di stabilità dinamica (147-167); Cap. 6°: Classificazione dei sistemi a retroazione (168-204); Cap. 7°: Determinazione delle proprietà e sintesi di un servosistema con il metodo del luogo delle radici (276-297); Cap. 10°: Servosistemi non lineari (298-357).

Appendice I: calcolatori analogici (358-380); Appendice II: problemi di navigazione automatica (381-393); Appendice III: studio della stabilità di un autoveicolo sottoposto all'azione di regolazione del pilota (394-408).

Indice analitico (409-412),

(1219)

D. B.

1970 World Radio-TV Handbooh.

Un volume di 400 pagine, formato cm 15 x cm 23. In Italia presso ERI, via Arsenale 41, Torino.

Prezzo lire 3.500

Il volume è destinato ad agevolare la ricezione e l'identificazione delle stazioni radio (e quando possibile TV) che per varie ragioni (grande distanza, debole potenza, ecc.) risultano di più difficile od incerta ricezione.

La prima sezione del volume (p. 6 ÷ 57) contiene tra l'altro istruzioni per l'uso del manuale (p. 6), abbreviazioni (p. 10), dati e notizie sull'organizzazione internazionale della radio e telediffusione (p. 18), sui fusi orari di tutto il mondo (p. 30), sulle stazioni che diffondono segnali campione di frequenza e di tempo (p. 37), sui satelliti artificiali per comunicazioni (p. 40), sull'eurovisione nel 1969 (p. 44), sulla stazione australiana di Darwin (p. 46), sull'attività solare nel 1970 (p. 56).

La seconda sezione (p. 58 ÷ 272) contiene informazioni dettagliate sugli organismi radiotelevisivi delle singole nazioni elencate per ordine alfabetico, con nomi e indirizzi dei vari enti e dei loro principali dirigenti, e con l'elenco delle stazioni, delle frequenze e lunghezze d'onda usate, sulla loro potenza, sulle ore di trasmissione, ecc.

Vi è poi una lunga tabella (p. 314 ÷ 374) ordinata per continenti (Europa, Africa, Vicino Oriente - p. 314; Asia e Pacifico - p. 321; Nord America e Messico - p. 337; Centro America e Caraibi - p. 356; Sud America - p. 363) e per frequenze crescenti nel campo delle onde lunghe e medie. Una analoga tabella (non divisa per continenti) è dedicata alle stazioni ad onde corte di tutto il mondo (p. 375 ÷ 397).

Si tratta quindi, di un libro che risulta di grande utilità per chi, per ragioni professionali o per diletto, è interessato all'ascolto e all'identificazione di stazioni meno consuete. (1213)

HENRY J.: **Les interconnexions en électronique.** «Masson & Cie», Parigi, 1970.

Un volume di VIII + 158 pagine, formato cm 16,5 x cm 24 con 112 figure.

Prezzo 58 franchi francesi.

Il volume ha avuto origine da un corso tenuto presso la Compagnia Bull-General Electric, ad ingegneri e tecnici superiori.

Un progetto d'insieme nel campo dell'elettronica comprende:

- lo studio dei circuiti attivi e passivi e delle alimentazioni;
- lo studio di altri problemi quali le connessioni a massa, le interconnessioni, gli accoppiamenti, parassiti, le schermature, ecc.

La prima parte di tale studio è generalmente trattata. La seconda parte invece è assai meno nota e molto scarsa è la letteratura relativa.

I collaudatori sanno quante ore di lavoro e quale pratica esperienza siano talora necessarie per ottenere il corretto funzionamento di un'apparecchiatura elettronica, sia pure progettata correttamente in base al primo punto sopra elencato. E non è raro il caso in cui non avendo tenuto sufficientemente in conto il secondo punto si rendano necessarie importanti modifiche del progetto originale o addirittura un suo totale rifacimento.

L'opera si propone di fare il punto proprio su questo secondo aspetto della progettazione di una apparecchiatura elettronica, non solo enumerando un certo numero di casi reali ma offrendo principi e conoscenze di carattere generale per affrontare correttamente il problema.

Il libro si suddivide in sei capitoli di cui si riportano i titoli e la pagina d'inizio. Ciò consentirà al lettore di formarsi un'idea più precisa della materia trattata e dello sviluppo dato a ciascun capitolo.

La stampa è chiara e le figure sono molto curate.

Cap. 1°: Ripartizione della corrente nei conduttori (p. 3); Cap. 2°: Interconnessioni (p. 26); Cap. 3°: Il transistore e le interconnessioni (p. 52); Cap. 4°: Accoppiamenti fra le interconnessioni (p. 74); Cap. 5°: Distribuzione dell'alimentazione (p. 105); Cap. 6°: Schermature e correnti di Foucault (p. 117); Conclusione (p. 151); Bibliografia (p. 153).

(1214)

FOSTER K., ANDERSON R.: **Electromagnetic theory; problems and solutions.** «Butterworths», Londra, 1969.

Un volume di VIII + 212 pagine, formato cm 14 x cm 21,5 con 133 figure.

Prezzo 30 scellini

Gli autori hanno affrontato la stesura di questo primo volume sulla teoria dell'elettromagnetismo partendo dal convincimento che tale materia non può essere agevolmente assimilata dagli studenti senza dedicare un tempo sufficiente alla soluzione di problemi ben centrati su ogni argomento trattato. D'altra parte gli studenti dimostrano

grande difficoltà a risolvere i problemi specialmente all'inizio, perché non vedono il loro scopo e soprattutto stentano ad effettuare una corretta impostazione. Perciò spesso anche libri di testo ottimi risultano ostici per gli studenti che affrontano per la prima volta l'argomento.

Questo volume secondo gli autori (che hanno una lunga esperienza d'insegnamento) non intende sostituire un libro di testo né essere un insieme di esercizi da aggiungere ad un dato libro di testo ma essere invece un'opera complementare a quella usata per la preparazione teorica.

La scelta dei problemi è stata effettuata con vari criteri ed è frutto di lunga esperienza. Alcuni problemi sono risolti con vari metodi in modo che lo studente si possa rendere conto di ogni suo aspetto. L'ultimo capitolo è basato su una serie di risultati sperimentali ottenuti mediante un'apparecchiatura per tracciare le linee del campo elettromagnetico, che risulta così visualizzato, favorendo la comprensione dei fenomeni.

La prima parte del volume, divisa in sette capitoli presenta i problemi; nella seconda parte sono riportate le loro soluzioni:

Parte I - Problemi

Cap. 1°: Analisi vettoriale (p. 3); Cap. 2°: Elettrostatica 1° (p. 8); Cap. 3°: Elettrostatica 2° (p. 16); Cap. 4°: Flusso di correnti stazionarie (p. 23); Cap. 5°: Campi magnetici stazionari (p. 31); Cap. 6°: Induzione elettromagnetica (p. 40); Cap. 7°: Tracciatura sperimentale del campo (p. 46).

Parte II: Soluzioni

Cap. 1° (p. 57); Cap. 2° (p. 73); Cap. 3° (p. 97); Cap. 4° (p. 127); Cap. 5° (p. 150); Cap. 6° (p. 187); Cap. 7° (p. 200).

(1212)

HENNEQUIN J.: **Électromagnétisme et relativité restreinte.** «Dunod Université», Parigi, 1970.

Un volume di X + 170 pagine, formato cm 16 x cm 24 con 26 figure.

Prezzo 22 franchi francesi

L'opera è conforme al programma del secondo anno del primo ciclo delle Facoltà di scienze nelle Università francesi.

Incomincia con un capitolo di richiami sui fenomeni magnetostatici che mette l'accento sui caratteri di simmetria del campo magnetico, così differenti da quelli riguardanti il campo elettrico.

Per il regime variabile sono esaminate le equazioni di Maxwell, sia in un mezzo continuo, sia in un punto di discontinuità del campo. La struttura dell'onda elettromagnetica (considerata piana nel testo e di conformazione più complessa a titolo di esercizio) è stabilita mediante le equazioni di Maxwell attraverso calcoli puramente vettoriali. Infine l'introduzione della nozione di pacco d'onde, dissociata, nel vuoto, da quella di velocità di gruppo, prepara al caso più complesso che si incontra nella meccanica ondulatoria.

La seconda parte, dedicata alla relatività ristretta, tenta di dimostrare che

essa associa allo spazio-tempo una metrica che possiede significato fisico ed insiste sulla nozione di quadrivettore che soddisfa, nel caso di un cambiamento dei riferimenti, alla trasformazione di Lorenz. Fra le varie applicazioni trattate particolare sviluppo è dato al caso della collisione di due particelle e all'aspetto quadridimensionale del campo elettromagnetico.

Il testo è trattato usando il sistema Giorgi M.K.S.A., tuttavia esso comprende un'appendice sui sistemi di unità.

I numerosi esercizi proposti alla fine di ogni capitolo trovano la loro soluzione alla fine del volume.

Riportiamo i titoli dei vari capitoli:

I Parte: Elettromagnetismo

Cap. 1°: Richiami di magnetostatica (p. 1); Cap. 2°: Regimi variabili-Equazioni di Maxwell (p. 15); Cap. 3°: Onde elettromagnetiche nel vuoto (p. 37).

II Parte: Nozioni di relatività ristretta

Cap. 4°: Trasformazione di Lorentz (p. 57); Cap. 5°: Meccanica relativistica del punto materiale (p. 89); Cap. 6°: Elettromagnetismo e relatività (p. 107); Appendice sui sistemi di unità di misura (p. 125). Soluzione degli esercizi (p. 133).

(1216)

NUMEROSI AUTORI: **Exercices et problèmes.** «Dunod Université», Parigi, 1970.

Un volume di VIII + 212 pagine, formato cm 15,5 x cm 24, con 205 figure.

Prezzo 29 franchi francesi

Il volume si associa a quattro libri precedentemente pubblicati nella stessa collana (di cui tre sono stati recensiti nel n. 3-1969 a pag. 115 e 116 di questa rivista) destinati agli studenti che frequentano i corsi di Elettronica, Elettrotecnica e Automazione (Maîtrise d'E.E.A.).

Il fascicolo intende far prendere coscienza agli studenti dell'importanza di una partecipazione attiva all'insegnamento ricevuto mediante lo svolgimento di numerosi esercizi applicativi.

Gli esercizi proposti si riferiscono alle varie materie studiate per il certificato francese C3-Electronique, e sono svolti taluni in maniera completa, altri solo sommariamente.

La prima parte (p. 3 ÷ 51) si riferisce al volume *Fisica dei dispositivi elettronici*, è opera di G. Lecoy, J.P. Nougier, C. Llinarès, J. Comallonga e per ogni capitolo del libro di testo sono presentati vari esercizi.

Analogamente la seconda parte (p. 55 ÷ 114) raccoglie gli esercizi relativi al volume *Circuits et dispositifs électroniques* ed è stata preparata da J.L. Aucouturier, G. Lacroix.

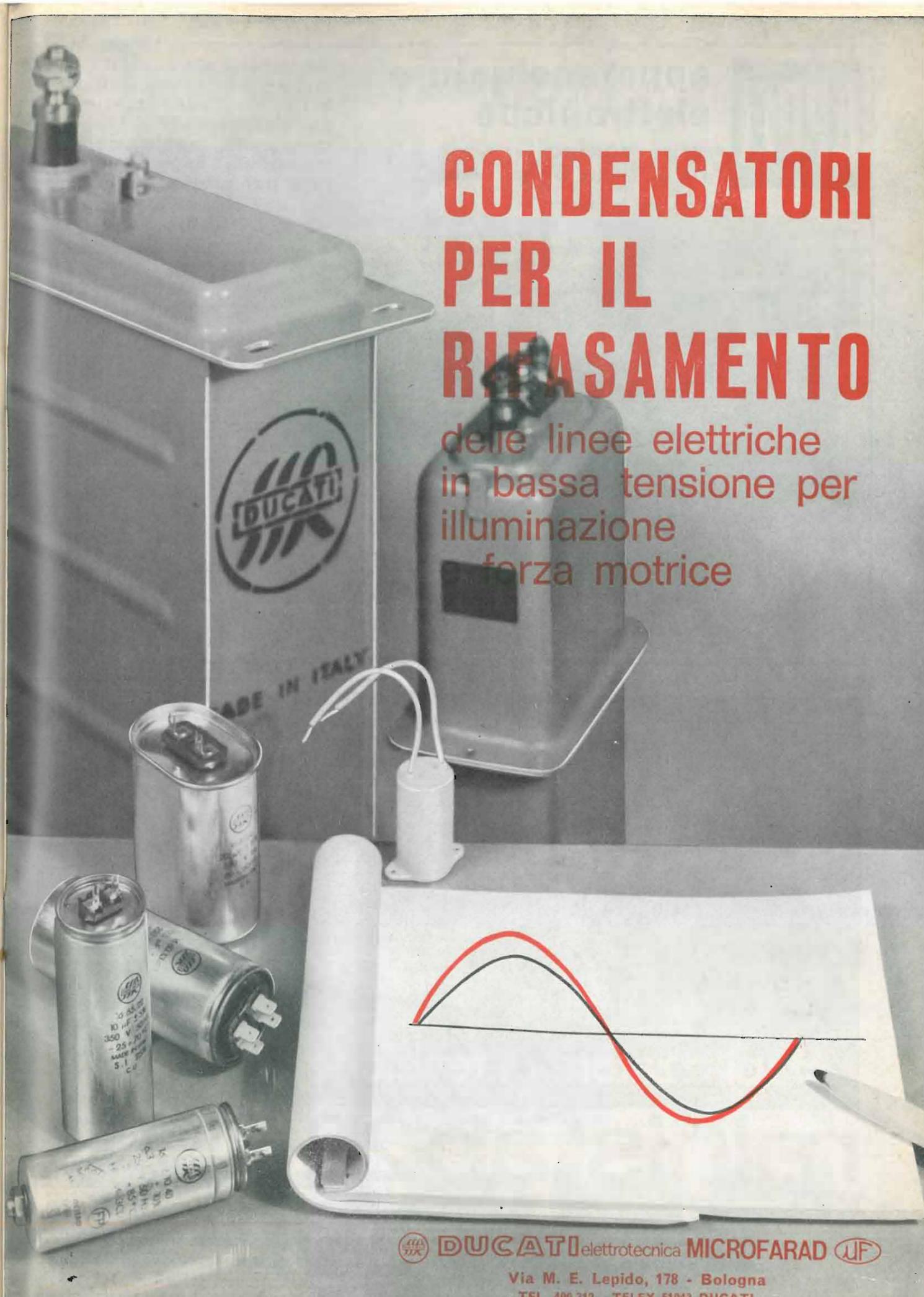
La terza parte (p. 117 ÷ 156) scritta anch'essa da J.L. Aucouturier, G. Lacroix oltre che da Y. Simon, reca gli esercizi relativi al volume *Électronique non linéaire* di M. Sauzade (non recensito su questa rivista).

Infine la quarta parte (p. 159 ÷ 212) riporta gli esercizi riguardanti il volume *Hyperfréquence* preparati da P. Djian e F. Pampignac.

(1220)

CONDENSATORI PER IL RIFASAMENTO

delle linee elettriche
in bassa tensione per
illuminazione
forza motrice



DUCATI elettrotecnica **MICROFARAD**

Via M. E. Lepido, 178 - Bologna

TEL. 400.312 - TELEEX 5102 DUCATI

APPEL

apparecchiature elettroniche

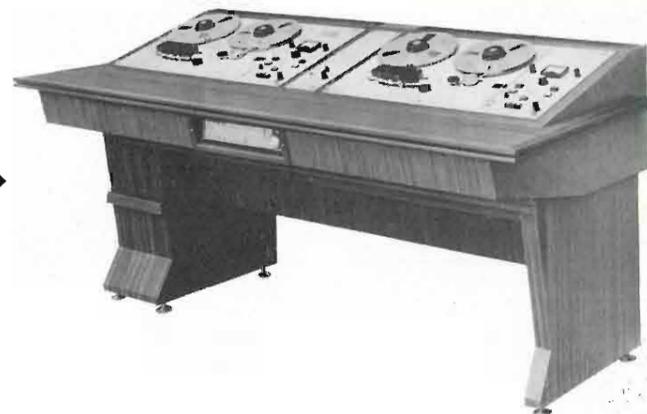
10142 - TORINO
VIA LA THUILE 27 - TEL. 380.832

Apparecchiature elettroniche per stazioni Radio e TV, studi sonorizzazione, elettroacustica, cinematografia, applicazioni industriali, apparecchiature per audio-visuale.



Registratori a nastro magnetico, con caricatori a ciclo continuo per:

- stazioni Radio e TV
- centrali telefoniche
- diffusione notiziari e informazioni
- comando cicli lavorazione
- studi musicali - effetti sonori - musei
- bollettini meteorologici



Registratori a nastro magnetico per automazione industriale - controllo numerico - registratori monitori a lunga durata



REGISTRATORE MAGNETICO PROFESSIONALE PORTATILE AUTONOMO **STELLAVOX SP7** - Ing. G. QUELLET - Neuchâtel - Svizzera

- caratteristiche professionali per studio e applicazioni industriali
- velocità 9, 19, 38, 76 cm/sec. con controllo elettronico
- peso ridottissimo kg 3,800 - lunga autonomia
- due ingressi miscelabili - entrate e uscite a livello di linea - ascolto in altoparlante
- versione monofonica, stereofonica, con traccia per sincronizzazione
- **DISTRIBUTORE IN ESCLUSIVA PER L'ITALIA**



stabilizzatore di tensione

ministab 22



Il MINISTAB 22 è uno stabilizzatore di tensione monofase di alta qualità, particolarmente studiato per impieghi di laboratorio. Mantiene la tensione perfettamente costante entro il $\pm 0,5\%$ indipendentemente da variazioni di rete o di carico, non introduce alcuna distorsione armonica, non risente del fattore di potenza del carico, ha un rendimento altissimo. Inoltre è dotato di uno speciale commutatore di gamma che permette di adattarlo alle variazioni della rete da stabilizzare e può erogare 1,5 KVA oppure 3 KVA a seconda della gamma prescelta. Il MINISTAB 22 è pronto a magazzino e costa meno di quanto le sue caratteristiche farebbero supporre

Via Vaie 32/a
10050 S. Antonino di Susa
(Torino) tel. 963933

Techsnabexport

USSR · MOSCOW

MATERIALI PER LA TECNICA ELETTRONICA

Germanio

in monocristalli, in policristalli
biossido di germanio puro al 99,99 %
e al 99,9999 %.

Silicio

in monocristalli, in policristalli
pellicole siliciche epitassiche.

Arseniuro di gallio, fosforo di gallio.

Arseniuro di gallio
con proprietà di semiconduttore.

Arseniuro di indio.

Materiali particolarmente puri, diffondenti,
composti semiconduttori.

Monocristalli di composti semiconduttori:
Si, Ge, GaP, GaAs
Te, S Cd.

Si Ge

GaP GaAs

Gate Tip Cas Ge

999.9999

Per qualsiasi informazione rivolgetevi a: V/K "TECHSNABEXPORT" - MOSCA,
G-200, URSS - TEL.: 244-32-85 - TELEX: 239



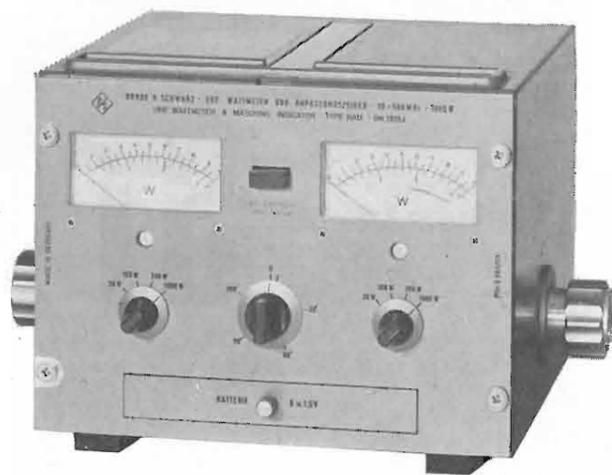
ROHDE & SCHWARZ · MÜNCHEN

MISURE DI POTENZA SENZA RIFLESSIONE

- Campo di misura 50 mW ... 30 W (50/60/75 Ω)
oppure 2 W ... 1000 W (50/60 Ω)
- Gamma di frequenza 25 ... 500 MHz
- Indicazione contemporanea su strumenti separati sia della potenza trasmessa che riflessa
- Indicazione esatta del valore efficace per qualsiasi forma del segnale
- Misure praticamente senza riflessioni - ROS < 1,02

CAMPI DI APPLICAZIONE

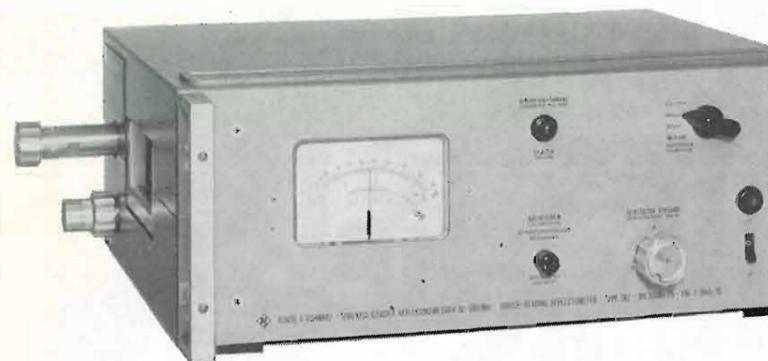
Misure di riflessione nell'adattamento di antenne, di linee di alimentazione (resistenze di carico) e di stadi amplificatori
Misure di guadagno di transistori di potenza
Misure di potenza trasmessa nelle gamme VHF/UHF di trasmettitori modulati e non modulati



Wattmetro per UHF ed indicatore di adattamento NAU

MISURA DIRETTA DI RIFLESSIONE

La misura avviene senza necessità di eseguire la sintonia (ingresso a larga banda) e con regolazione automatica dell'ampiezza. Si eseguono misure di fattori di riflessione compresi fra 0,5% e 100% ed attenuazioni da 0,05 dB fino a 5 dB.



Strumento misuratore ad indicazione diretta del fattore di riflessione ZRZ

- Indicazione diretta del fattore di riflessione in %
- Ricevitore incorporato a larga banda (non occorre sintonizzare)
- Gamma di frequenza 30 ... 1000 MHz
Circuito di regolazione della tensione all'ingresso
Uscite per un secondo strumento di lettura e per registratore.
- Campi di misura 3/10/30/100%
Tensioni di misure 120/40/12/4 mV
Nei campi di misure superiori non c'è pericolo di saturazione per i tubi e per i transistori
- Precisione di misura 0,3%
Precisione dell'indicazione ca. 2% f.s.
Si possono anche eseguire misure di attenuazione su cavi corti (da 1 a 10 m) oppure su quadripoli con un'attenuazione fino a 5 dB

Rappresentanza Generale per l'Italia:

Ditta ING. OSCAR ROJE

20123 MILANO - Via T. Tasso, 7 - Telef. 498.00.41/2/3

Telegr.: INGOROJE - MILANO ♦ Telex: 33050 TELEROJE

00187 ROMA - Via di Porta Pinclana, 4 - Telef. 480.029 - 465.630

Le telecomunicazioni stanno assumendo un'importanza sempre più determinante: i canali telefonici che sono in continuo aumento devono essere raggruppati in grandi fasci e collegati ad opportune linee di trasmissione multi-gramma che assorbiranno in un prossimo futuro una parte imponente del traffico telefonico così da costituire praticamente la spina dorsale di ogni rete interurbana. Un nuovo apparecchio può individuare l'origine delle interruzioni nei sistemi di telecomunicazione, rilevando e classificando i tempi di caduta del segnale pilota. Questo apparecchio classificatore si rivelerà estremamente utile per consentire conversazioni perfette evitando così anche quelle brevissime interruzioni di origine diversa che non si possono rilevare con le tecniche manuali e che possono andare da pochi millisecondi a qualche secondo disturbando non solo la normale telefonata, ma soprattutto la trasmissione a distanza dei dati.

**classificare
il tempo di caduta
del segnale pilota
nelle
telecomunicazioni,
è per Voi
un problema?**

Zettler

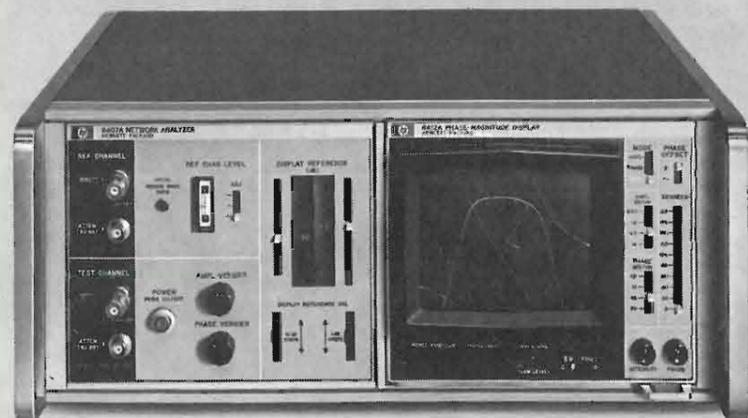
l'ha risolto per Voi.

Apparecchio classificatore del tempo di caduta del segnale pilota nelle telecomunicazioni.



UFFICI STABILIMENTO:
20098 S. GIULIANO MILANESE
Via Benaco, 1-3
Telef. 98.45.755 - 98.45.756
UFFICIO REGIONALE
00192 ROMA
Viale G. Cesare, 51/a - Tel. 389.044

Elimina rumore e
perplessità
nel segnale rivelato



l'Analizzatore di reti con 100 dB di dinamica

Il campo dinamico di 100 dB evidenzia segnali non misurabili in precedenza. 80 dB di dinamica completamente sullo schermo nelle misure volute. Risoluzione in ampiezza 0,05 dB e in fase 0,2°. Il nuovo Analizzatore di reti hp 8407 offre inoltre: • rilevamento contemporaneo delle relazioni fase-ampiezza fino a $\pm 180^\circ$ sullo schermo • misura della riflessione in coordinate polari • sistema di rivelazione che ignora il rumore • attenuatore lineare a RF incorporato per misurare segnali fino a 100 mW • linea semplice e compatta.

Nella sua gamma operativa — da 100 KHz a 110 MHz — il nuovo Analizzatore di reti hp 8407 è uno strumento di concezione superiore per misurare attenuazione, guadagno, rapporto di ampiezze e fasi in forma logaritmica, ritardi di gruppo, rapporto di onda stazionaria, coefficiente di riflessione, impedenza complessa.

Per ulteriori ragguagli, scriveteci o telefonateci.

Italia: Hewlett-Packard Italiana S.p.A.
20124 Milano, Via Amerigo Vespucci 2, tel. 6251
00144 Roma-Eur, Piazza Marconi 25,
tel. 591 25 44
Svizzera: Hewlett-Packard (Schweiz) AG
Rue du Bois-du-Lan 7
1217 Meyrin 2 Genève, tel. (022) 41 54 00

HEWLETT  PACKARD

8407A

AMPEX

APPARECCHIATURE DI RIPRESA E RIPRODUZIONE PER TELEVISIONE A CIRCUITO CHIUSO



MOD. VR-5103

AMPEX VR 5103 - Il registratore Ampex VR-5103 è basato sull'impiego del sistema Ampex con testina elicoidale singola a pellicola di aria. Si tratta del medesimo formato classico di un pollice, intercambiabile, con una velocità di registrazione di 833 pollici al secondo, usato nei modelli VR-7003 e VR-7803. In breve, i nastri registrati sul modello VR-5103 possono essere riprodotti su qualsiasi altra apparecchiatura analogica. Questo registratore può, inoltre, riprodurre nastri registrati negli Stati Uniti nel formato a 525 righe e 60 Hz, come pure quelli registrati a 625 righe e 50 Hz (standard europeo).



MOD. VR-7003

AMPEX VR 7803 - Il registratore video VR-7803 a circuiti solidi di produzione Ampex costituisce un esempio della tecnica più moderna nell'arte della registrazione video. La combinazione di tecniche avanzate, di realizzazione modulare e di caratteristiche ineguagliate, fa di questo strumento l'apparecchiatura più versatile e di qualità più elevata nella famiglia dei registratori Ampex del formato da 1 pollice con testine elicoidali. Questa caratteristica di versatilità e di qualità porta il formato Ampex al livello delle trasmissioni professionali.



MOD. VR-7803

AMPEX VR 7003 - Il registratore video Ampex VR-7003 — completamente transistorizzato — rappresenta un notevole progresso nella registrazione televisiva. Per quanto molto simile al già provato e conosciuto registratore Ampex VR-7000, presenta dei miglioramenti ed ulteriori possibilità che ne aumentano la qualità e versatilità. Questi importanti miglioramenti comprendono: piena larghezza di banda di 3,5 MHz; testina video con trasformatore rotante; allentamento automatico della tensione attorno al tamburo di scansione che consente di stare indefinitamente nella posizione di attesa; un periodo di avanzamento rapido di 5 minuti; una regolazione più ampia della tensione; guadagno differenziale e responso transistorio migliorati ed in più, a richiesta, il rallentamento variabile da 2 a 20 quadri al secondo ed una seconda traccia audio.

Progettato per l'uso continuo in ogni applicazione, facile da usare, il VR-7003 ha un numero minimo di controlli (e non è pertanto necessario l'addestramento dell'operatore) e può essere usata una vasta gamma di monitori, assicurando la massima flessibilità. Inoltre è possibile commutarlo per riprodurre nastri a standard americano. In tal modo è assicurata la completa intercambiabilità fra tutti i registratori Ampex utilizzando tale sistema.

LABIR AGENTI GENERALI PER L'ITALIA:
International s.p.a. - MILANO - VIALE PREMUDA, 38/A
TELEFONI: 795762 - 795763 - 780730

non ci sono molte alternative
per chi necessita di un generatore di impulsi
di alta classe e di sicuro affidamento

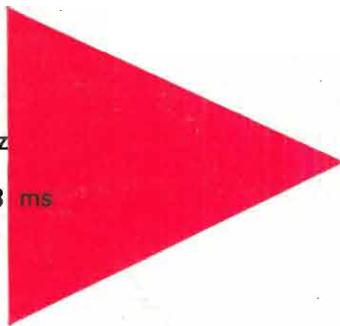


E-H RESEARCH LABORATORIES, USA

- Un nome prestigioso
- Una linea completa di apparecchi per le più svariate esigenze con frequenza massima di ripetizione da 100 KHz a 500 MHz
- Una tradizione di serietà e di efficienza nei rapporti con la clientela

MOD. 139 B

Frequenza: 10 Hz - 50 MHz
Tensione max: ± 10 V
Tempo di salita: < 6 ns - 3 ms
Durata: 10 ns - 10 ms
Ritardo: 10 ns - 10 ms



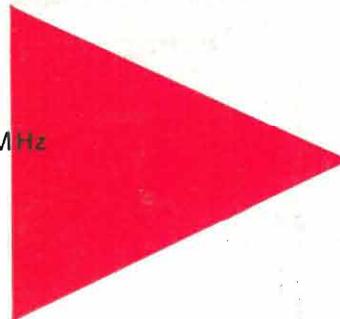
MOD. 137

Frequenza: 10 Hz - 100 MHz
Tensione max: ± 5 V
Tempo di salita: < 2 ns - 160 μ s
Durata: 5 ns - 1 ms
Ritardo: 5 ns - 1 ms



MOD. 129

Frequenza: 10 KHz - 500 MHz
Tensione max: ± 2 V
Tempo di salita: < 500 ps
Durata: 1 ns - 50 μ s
Ritardo: 1 ns - 50 μ s



Vi ricordiamo che la E-H ha recentemente concluso un accordo di distribuzione con la IWATSU, la più importante ditta giapponese costruttrice di oscilloscopi (fino a 18 GHz). Gli oscilloscopi IWATSU insieme con i generatori di impulsi E-H rappresentano la combinazione ideale per la soluzione dei Vostri problemi.

La E-H infine produce sistemi avanzatissimi per misure e prove dinamiche, funzionali e in DC su ogni tipo di circuito integrato e su ogni tipo di memoria.

Richiedete cataloghi,
offerte e dimo-
strazioni a:

elettronucleonica s.p.a.

Piazza De Angeli, 7
20146 - MILANO
Tel. 463.286 - 463.520