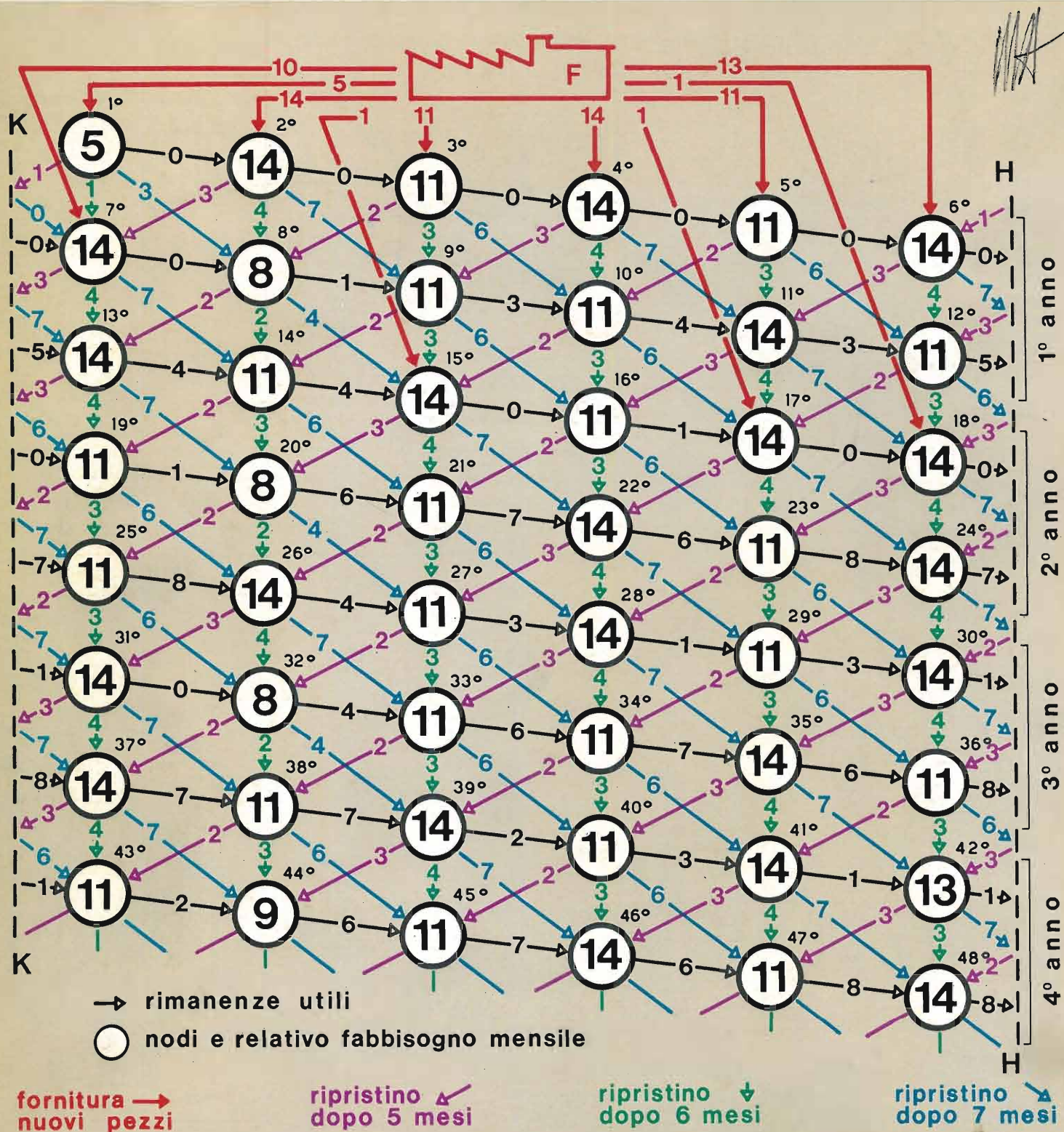


ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

A CURA DELLA RAI E DELLA STET - EDIZIONI ERI - ANNO XIX - NUMERO 2 - 1970 - L. 400





Supertester 680 R / 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!

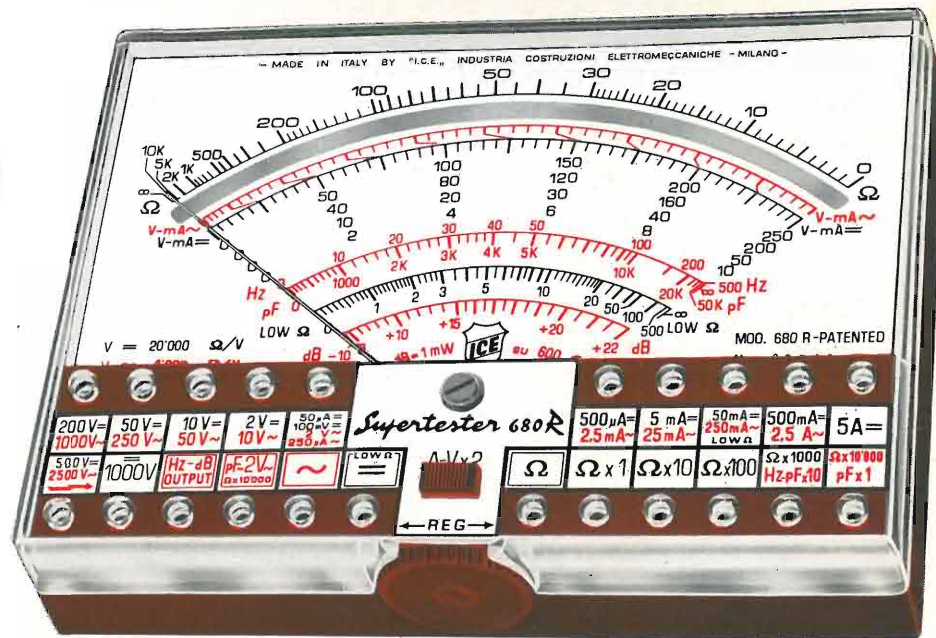
10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

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.
REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITÀ: 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 resinopile 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: Ico (Ico) - Ices - Icer - Vce sat - Vbe 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.



VOLTMETRO ELETTRONICO con transistor a effetto di campo (FET) MOD. I.C.E. 660. Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione piccolo-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P. = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V.C.C.; V. piccolo-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 14.850** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.



TRASFORMATORE I.C.E. A TENAGLIA MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 4.800** completo di astuccio e istruzioni.



PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)



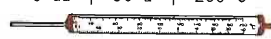
Prezzo netto: L. 3.600

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!!



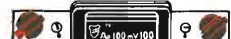
Prezzo netto: L. 4.800

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.

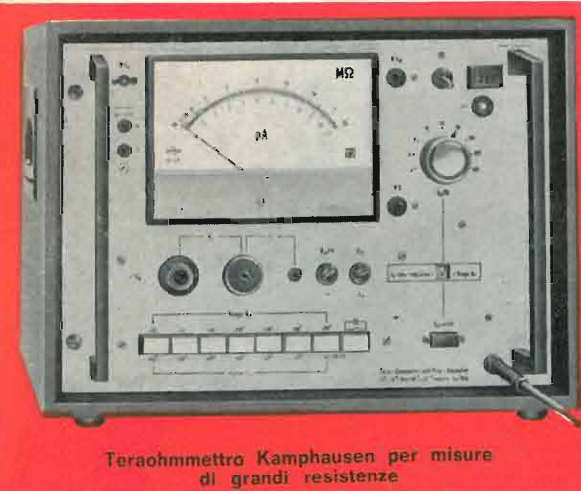
OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO. RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A: **I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6**



Sede della Società



Ponte di Thompson Tinsley per misure di piccole resistenze



Teraohmmetro Kamphausen per misure di grandi resistenze



Reostati variabili circolari

Ing. S. & Dr. GUIDO
BELOTTI
PIAZZA TRENTO 8
20135 MILANO

Posta : 20135 MILANO
Telefoni : 54.20.51 (5 linee)
(Prefisso 02) 54.33.51 (5 linee)
Telex : 32481 BELOTTI
Telegrammi: INGBELOTTI-MILANO
G.P.
GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 5.23.09 - 16121
ROMA - VIA LAZIO 6 - TELEFONI 46.00.53/4 - 00187
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 32.32.79 - 80133

STRUMENTI PER MISURE ELETTRICHE

- GALVANOMETRI - AMPEROMETRI
- OHMMETRI - VOLTMETRI
- WATTMETRI - VARMETRI
- CONTATORI - FREQUENZIMETRI
- POTENZIOMETRI
- PONTI PER MISURE DI R, C, L
- MISURATORI D'ISOLAMENTO
- MISURATORI DI TERRE
- OSCILLOSCOPI
- VOLTMETRI DIGITALI
- LOCALIZZATORI GUASTI NEI CAVI
- VARIATORI DI FASE (SFASATORI)
- VARIATORI DI CORRENTE

REOSTATI PER LABORATORI E INDUSTRIE

VARIATORI DI TENSIONE

"VARIAC"®

LABORATORI PER RIPARAZIONI E RITARATURE STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

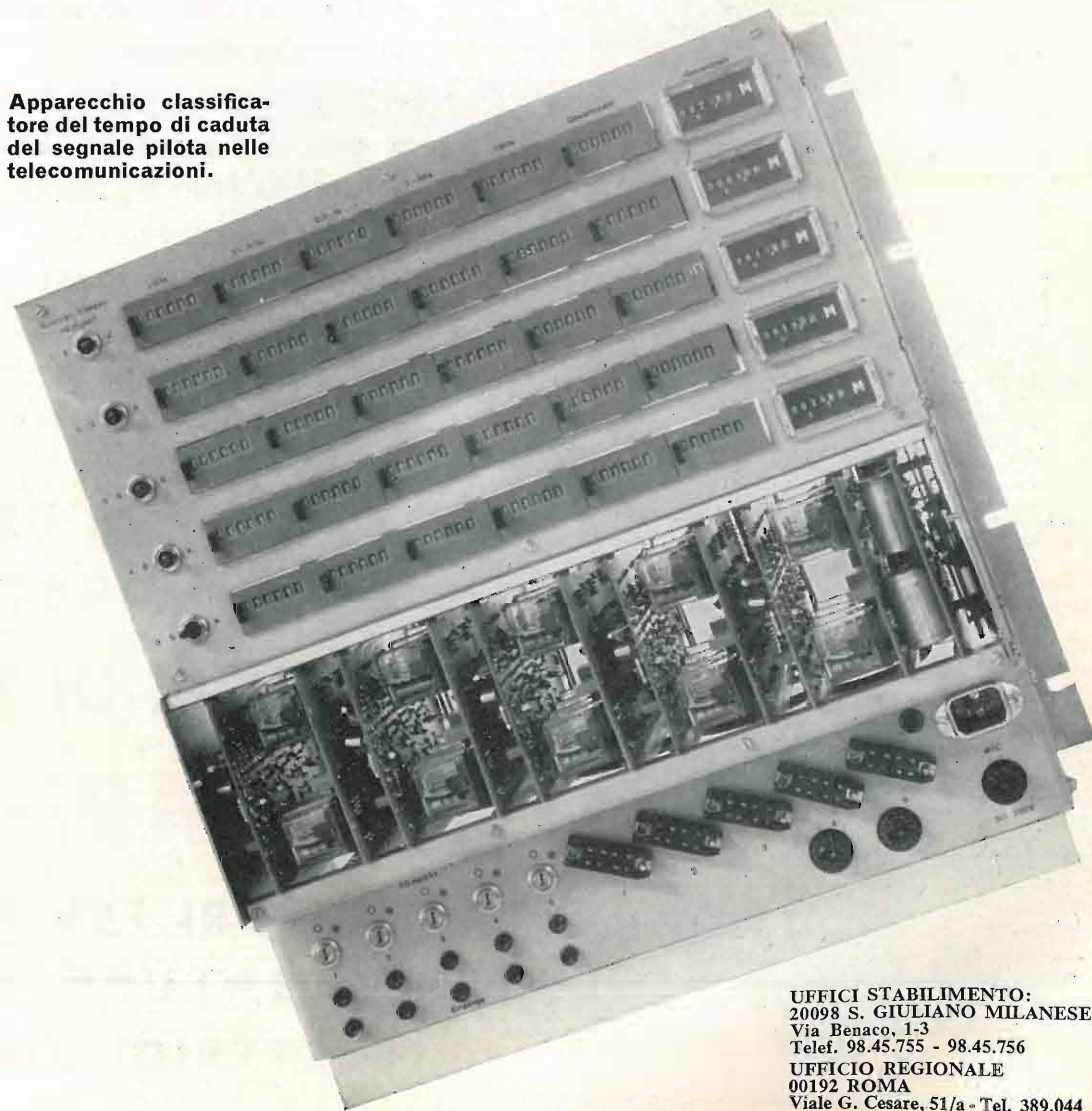
Le telecomunicazioni stanno assumendo un'importanza sempre più determinante: i canali telefonici che sono in continuo aumento devono essere raggruppati in grandi fasci e collegati ad opportune linee di trasmissione multi-gramma che assorbiranno in un prossimo futuro una parte imponente del traffico telefonico 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

PHILIPS

Sez. ELCOMA

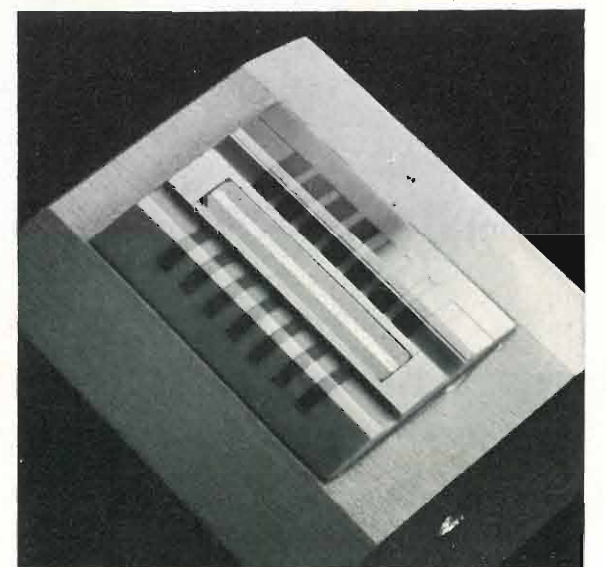
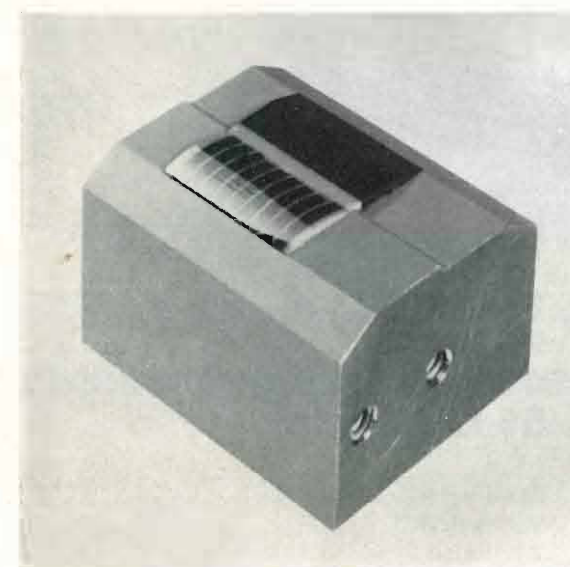
testine magnetiche in ferrite

Una tecnica originale consente i seguenti vantaggi rispetto alle soluzioni tradizionali:

- Traferri ridottissimi
- Basse perdite elettriche del ferrocube
- Estrema precisione dei parametri meccanici
- Usura estremamente ridotta della testina e del nastro con conseguente stabilità della risposta nel tempo

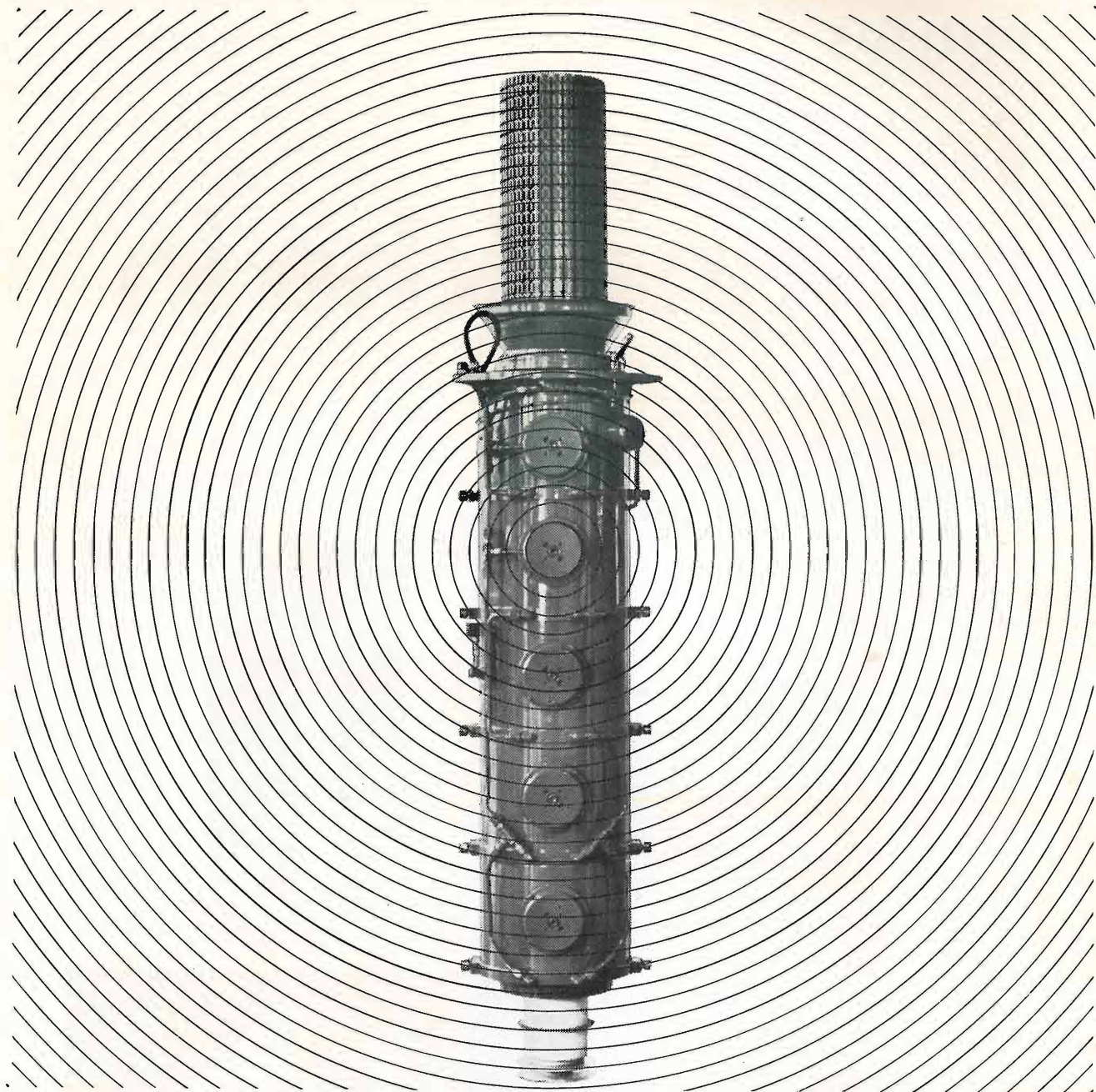
Le testine magnetiche in ferrite sono la soluzione più valida nei seguenti campi:

- AUDIO
 - (professionale) a 1 o 2 piste
- AUDIO
 - (vocale a massima densità di registrazione) fino a 17 piste
- STRUMENTAZIONE
 - fino a 8 piste
- DIGITALE
 - fino a 9 piste standard e con un numero maggiore di piste su specifica;
 - con singolo o doppio traferro per scrittura e lettura
 - per nastri o cartoline magnetiche



I dati tecnici completi sono contenuti nell'opuscolo M7a da richiedere a:

PHILIPS S.p.A. - Sezione ELCOMA - Reparto Microelettronica
Piazza IV Novembre, 3 - MILANO - Tel. 6994



Finalmente! La serie completa di Klystron Televisivi Varian

serie VA-943	10 kW
serie VA-946	25 kW
serie VA-950	45 kW
serie VA-953	55 kW



Per ulteriori informazioni:
 Varian SpA
 Via Varian
 10040 Leini (Torino)
 Tel.: 26 80 86

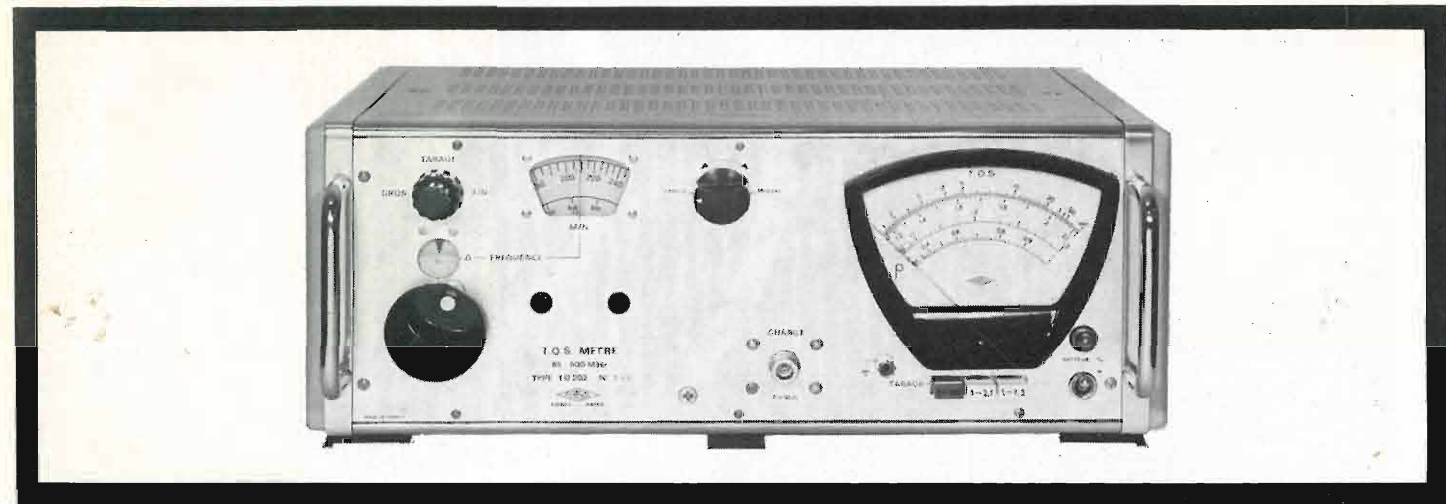
FERISOL
 APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA
**...dalla Francia
 con precisione**

**Indicatori
 del rapporto d'onda
 stazionaria (ROS)
 Mod. TO 202
 e AG 201 A**

Per una misura rapida e precisa del rapporto d'onda stazionaria, la FERISOL ha messo a punto i modelli TO 202 e AG 201 A, quest'ultimo interamente transistorizzato.

AG 201 A

Il nuovo indicatore di ROS modello AG 201 A, è uno strumento interamente transistorizzato e particolarmente sensibile.
 Misure sulle linee
 Misure d'attenuazione
 Indicatore di livello 0
 5 scale di lettura:
 in ROS: 1-1,3 - 1-4 - 3,2-10
 in dB: 0-2,5 - 0-10.
 Guadagno regolabile da 0 a 70 dB
 Entrata ad alta impedenza a cristallo o a bolometro.



TO 202

È basato sul principio degli accoppiatori direttivi. Permette una misura particolarmente facile anche da personale non specializzato.

Può essere usato anche come generatore VHF e UHF a frequenza e livello d'uscita variabili. Il segnale può essere modulato da un'onda quadra a 1 kHz.

Gamma di frequenze: da 65 MHz a 500 MHz.
 Scale di lettura diretta:
 coefficiente di riflessione ρ da 0 a 1
 coefficiente ROS in 3 scale: da 1 a ∞
 da 1 a 2,1 e da 1 a 1,3.

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 dei Mod. **TO 202 - AG 201 A**

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

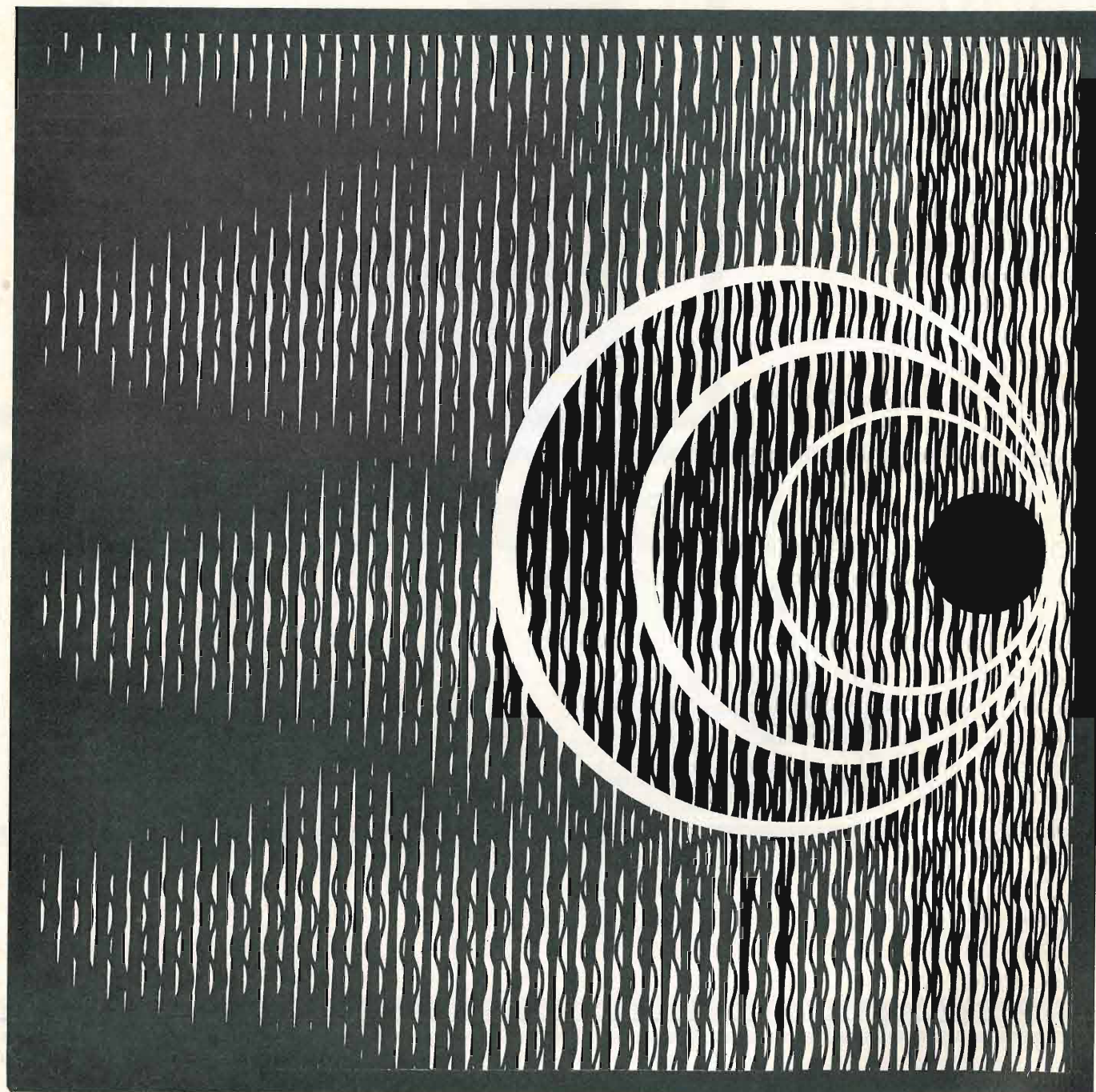
ELETTROACUSTICA

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 - microfoni - preamplificatori normali e di linea con miscelatori - amplificatori di potenza - altoparlanti normali e ad alta fedeltà - diffusori acustici a linea di suono.



**SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS s.p.a.**

sede, direzione generale e uffici: 20149 Milano p.le Zavattari 12



NUMERO **2** MARZO
APRILE 1970
ANNO XIX DA PAGINA 37
A PAGINA 76

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

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

Sommario:

pagina

Il campo del CSELT per misure su antenne (G. Tamburelli, S. De Padova) 38

Vengono descritti il campo di misura per antenne a microonde attuato presso lo CSELT, e le relative apparecchiature e riportati alcuni diagrammi di irradiazione registrati.

Valutazione del parco minimo di attrezzature soggette a consumo e ripristinabili (I. Mussetto) 47

Procedimento per determinare, in regime probabilistico, il numero minimo di attrezzature, usurabili e ripristinabili, in grado di offrire con continuità un dato servizio.

Metodo di progetto per filtri combinatori audio-video (G. P. Pacini) 54

Circuiti usati per combinare su un'unica antenna la potenza audio e quella video e progetto del filtro combinatori nei riguardi delle varie caratteristiche. In questa prima parte si considerano l'attenuazione, la fase e la modulazione sincrona.

Prove di trasmissione dati tra Roma e New York via cavo sottomarino (P. Puccioni, M. Ketmaier) 65

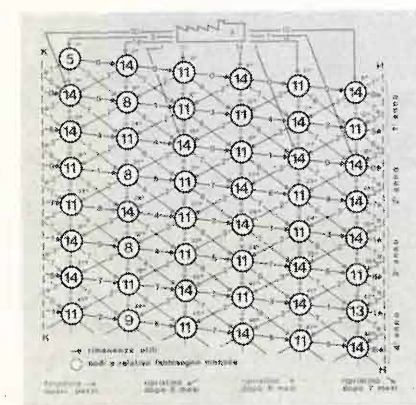
Risultati delle prove fra Roma e New York effettuate, per la prima volta su una distanza così notevole, in cavo sottomarino telefonico, fino alla velocità di 9600 bit/sec.

Notiziario:

- Nuovo generatore di segnale di prova per il controllo delle caratteristiche del sistema video-TV • Amplificatori per tubi ad onde progressive o per clistron • Preparazioni per film spesso 70
- Microscopio elettronico a scansione • Microfono unidirezionale • Elaboratori elettronici sempre più integrati 71
- Un analizzatore di segnali ad alta velocità converte immediatamente la parola in informazioni digitali • Nuovo fotodiode alfa-numerico • Condensatore a gas compresso per 1000 kV • Circuiti integrati con procedimento « silicon-gate » 72
- Transistore PNP per sintonizzatori di televisione • Nuovo sfasatore per microonde • Circuiti integrati a semiconduttori 73
- Nuovo contatore-temporizzatore 74

Libri e pubblicazioni:

- Debraine P.: Machines de traitement de l'information • Feldtkeller R.: Bobines et transformateurs en électronique et télécommunications • RCA: Power circuits manual 75
- Ortusi J.: Mathématiques appliquées à l'électronique • Hughes J.L.: Computer LAB workbook 76



Grafo che fornisce un modello del trasferimento nel tempo delle attrezzature (nel nostro caso: testine di registrazione video-magnetica) utilizzate nei vari periodi, supposti di un mese (nodi), soggette ad usura ma ripristinabili. Il grafo consente la valutazione del parco minimo di attrezzature necessario per effettuare un dato servizio e quindi il minimo costo di gestione.

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 6-11-1951
TUTTI I DIRITTI RISERVATI
LA RESPONSABILITÀ DEGLI SCRITTI FIRMATI SPETTA AI SINGOLI AUTORI
© 1970 BY ERI. EDIZIONI RAI RADIOTELEVISIONE ITALIANA

INSERZIONI: ALFACAVI - AMP - BELOTTI - CAMERA COMM. ITALO-TEDESCA - DUCATI - ELEDRA - FACE STANDARD - FERISOL - G.T.E. - ICE - IEA - IREM - LARIR - PACKARD - PHILIPS - SIEMENS - TELMI - VARIAN - VIANELLO - ZETTLER - SALONE INT. DEI COMPON. ELETTRONICI.

IL CAMPO DEL CSELT PER MISURE SU ANTENNE

G. TAMBURELLI, S. DE PADOVA (*)

SOMMARIO — Viene descritto il campo di misura per antenne a microonde attuato presso il CSELT (Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni della STET). In una prima parte sono messi in particolare rilievo i criteri che sono stati adottati nell'attuazione di un campo di misure, mentre in una seconda parte vengono descritte le apparecchiature usate e vengono riportati alcuni esempi di diagrammi di irradiazione registrati.

1. Caratteristiche generali del campo di misura.

L'uso di nuovi tipi di antenne per ponti radio, in cui sono stati introdotti vari perfezionamenti, ha fatto sentire, particolarmente in questi ultimi anni, la necessità di effettuare misure di diagrammi di irradiazione con elevata precisione. Inoltre l'introduzione di nuove bande di frequenza per i fasci radio ha reso necessaria l'effettuazione di adeguate misure di propagazione. Per venire incontro a queste necessità presso il CSELT si è realizzato un campo di misura per antenne, in cui si sono attuate le migliori condizioni operative possibili. In particolare non si è mancato di mettere a profitto le esperienze conseguite in altri campi del genere già in funzione.

In figura 1 è rappresentata una veduta panoramica del campo di misura in cui fa spicco la torre di sostegno delle antenne sotto misura; non visibile risulta invece l'antenna trasmittente, situata a circa 1,5 chilometri dalla torre nel punto indicato dalla freccia nella figura stessa.

Il primo obiettivo che si è voluto raggiungere, è stato quello d'effettuare misure su antenne poste con la migliore approssimazione possibile in condizioni analoghe allo spazio libero, condizioni per cui vengono generalmente studiate e progettate le antenne. A tale scopo si è innanzitutto intrapreso lo studio dell'eliminazione delle riflessioni sugli ostacoli circostanti. Questi possono dividersi in due categorie:

- ostacoli costituiti dal terreno e dagli edifici costruiti sul terreno stesso;
- ostacoli costituiti dall'apparato di sostegno dell'antenna.

Riguardo ai primi si è pensato, seguendo l'uso comune, di disporre l'antenna in misura su una torre di sostegno sufficientemente più elevata degli edifici

(*) Prof. dott. ing. Giovanni Tamburelli, libero docente in «Comunicazioni Elettriche» e dott. ing. Salvatore De Padova del CSELT (Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni del Gruppo STET).

Dattiloscritto pervenuto il 16 febbraio 1970.

(1) Come è noto, l'onda elettromagnetica riflessa da un terreno piano può essere considerata proveniente da un'antenna uguale a quella trasmittente ma disposta specularmente rispetto al terreno ed alimentata opportunamente.

(2) È noto che tanto maggiore è l'angolo formato dalla direzione secondo cui un'antenna disturba un'antenna ricevente con il suo asse, tanto minore è in generale l'entità dei lobi secondari nell'intorno alla direzione stessa.

circostanti attuali e prevedibili in futuro, secondo il piano regolatore; inoltre, applicando una disposizione invece non sempre seguita, si è disposta l'antenna trasmittente assai più vicina al suolo. In tal modo il fascio radio incidente sull'antenna di misura presenta una pendenza verso l'alto che lo porta lontano dalle costruzioni circostanti (fig. 2).

Con questo tipo d'installazione risulta anche ridotta l'influenza della riflessione sul terreno; infatti l'antenna immagine (1) dell'antenna trasmittente viene a formare tra il suo asse e la direzione secondo cui interferisce sull'antenna sotto misura un angolo maggiore di quello che si avrebbe con l'antenna trasmittente posta ad una certa altezza sul suolo, in particolare alla stessa altezza dell'antenna ricevente. Ciò si può constatare facilmente osservando la figura 2 in cui l'angolo θ_1 , con cui nel primo caso interferisce l'antenna immagine, risulta maggiore del corrispondente angolo θ_2 del secondo caso. In particolare al tendere dell'altezza della torre di sostegno dell'antenna sotto misura all'infinito, θ_1 tende a π mentre θ_2 tende a $\pi/2$ (2). Inoltre avendo l'antenna trasmittente un'antenna immagine più vicina, il fronte d'onda proveniente da quest'ultima altera in misura minore il fronte d'onda diretto, in quanto l'angolo tra i due fronti risulta minore (fig. 2 dove il predetto angolo è indicato nei due casi con φ_1 e φ_2).

Si osservi ancora che con l'antenna trasmittente installata in prossimità del terreno risulta alquanto più facile ridurre la riflessione sul terreno stesso mediante materiali assorbenti o siepi diffondenti, disponendoli sul terreno a partire dalla verticale su cui è inserita l'antenna trasmittente fino ad una certa distanza da quest'ultima (che può essere dell'ordine di 50 m) verso l'antenna ricevente. Con questa disposizione infatti, come risulta dalla figura 2, si vengono ad eliminare i raggi diretti tra l'antenna immagine e l'antenna sotto misura e questa viene soltanto più a disturbare mediante la diffrazione del fronte d'onda che viene a formarsi al limite della zona di terreno coperta dalle siepi.

Infine è da sottolineare l'evidente minor costo d'impianto dell'antenna posta in prossimità del suolo.

Attualmente però la copertura con siepi non è ancora stata predisposta, anche perché le irregolarità del terreno attualmente sottostante l'antenna trasmittente producono un effetto analogo.

Riguardo agli ostacoli presentati alla propagazione dalla torre che porta l'antenna ricevente, se ne è studiata opportunamente la forma e si è data la possi-

bilità di coprire le parti riflettenti mediante pannelli assorbenti. La torre presenta una piattaforma di sostegno delle antenne disposta direttamente sulla struttura portante ed una cabina, sottostante alla piattaforma stessa, funzionante da laboratorio di misure. Poiché questa cabina ha dimensioni più grandi della piattaforma, in quanto è attraversata dalla struttura portante, è stato possibile formare col suo tetto un piamerottolo sottostante alla piattaforma, come indicato in figura 3. In tal modo si è ridotto l'effetto di vertigine sul personale che deve lavorare sulla piattaforma e si è data la possibilità d'installare antenne di piccolo peso o strumenti su un piano diverso da quello della piattaforma.

Poiché la gru di sollevamento doveva essere installata sulla piattaforma, è stato necessario produrre una rientranza della cabina sottostante, come risulta dalla fotografia riprodotta in figura 4, per evitare che il braccio di sollevamento risultasse eccessivamente lungo. La gru è stata inoltre resa rientrante al fine di ridurre al massimo l'interferenza prodotta dalla sua

massa metallica, tuttavia ragioni d'ingombro non hanno permesso di farla entrare completamente nella muratura della torre durante l'esecuzione delle misure. Il suo effetto perturbante, che all'atto pratico è risultato notevole, è stato però praticamente annullato mediante un'adeguata copertura con pannelli assorbenti.

Un'altra interferenza sensibile è risultata quella prodotta dalla ringhiera posta sulla piattaforma nonostante che questa sia stata appositamente costruita di legno. In previsione di dover eliminare questa interferenza la ringhiera è stata costruita con elementi asportabili. Tuttavia ragioni di sicurezza del personale hanno portato all'atto pratico a mantenere installata la ringhiera ed a ridurre entro limiti accettabili il suo effetto perturbante mediante copertura con pannelli assorbenti.

Un effetto riflettente sensibile verso l'antenna sotto misura è stato pure rilevato sulla ringhiera metallica posta sul tetto della cabina, ma anche questa perturbazione è stata eliminata mediante una copertura con



Fig. 1. — Vista panoramica del campo di misura, la freccia indica la posizione dell'antenna trasmittente.

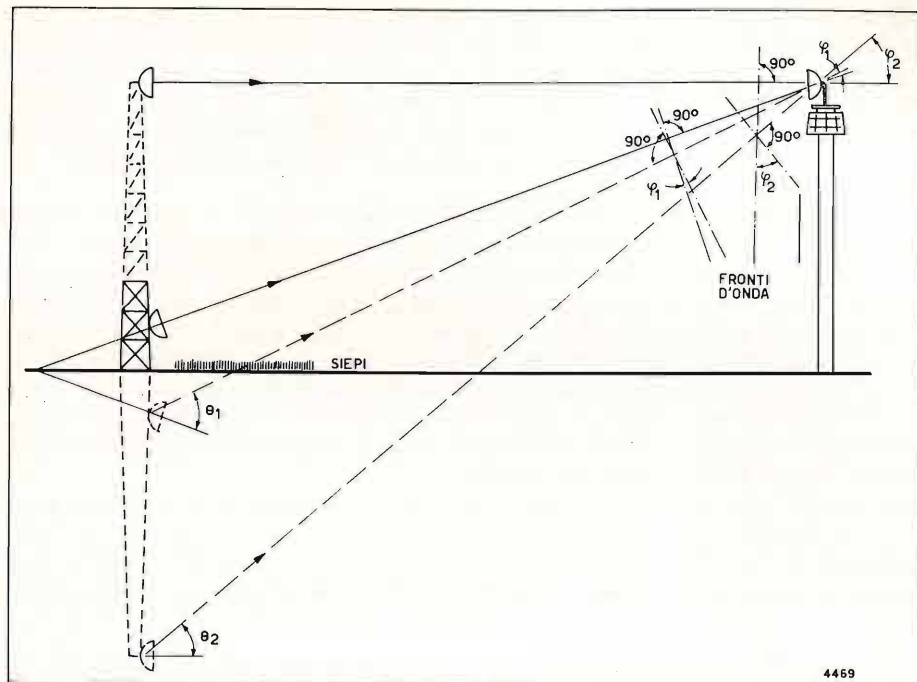


Fig. 2. — Presentazione in profilo, non in scala, del campo di misura con indicazione di possibili posizioni per l'antenna trasmittente.

propagantesi orizzontalmente, evitando così la formazione di cammini multipli con gli ostacoli del terreno; d'altra parte, la rastremazione verso l'alto è stata limitata ad un angolo di 5° rispetto alla verticale, al fine di evitare che le onde riflesse dalla superficie esterna della cabina riuscissero, per diffrazione, ad irradiare sulla bocca dell'antenna ricevente. Gli effetti nocivi dei bordi, ed in particolare quelli sulla ringhiera disposta sul tetto della cabina, sono stati eliminati, come predetto, mediante pannelli assorbenti. Il rimanente effetto del bordo inferiore della cabina non è risultato sensibilmente dannoso.

Grazie a queste precauzioni è stato possibile dare alla cabina una struttura ed una superficie esterna metalliche, senza dovere lamentare sensibili riflessioni.

Per poter effettuare misure di propagazione in diversità di spazio o comunque collegamenti radio senza interferire sulle misure effettuate sulle antenne disposte sulla piattaforma, si è disposto, a circa 15 metri al di sotto della cabina, un balconcino con vari attacchi per antenne a parabola (v. figg. 4 e 5). È stata inoltre prevista la possibilità d'installare altre antenne lungo lo stelo della torre mediante un sostegno triangolare, da inserire alla base della torre e da portare all'altezza voluta mediante la gru. Per il fissaggio di questo sostegno è stato previsto l'uso di viti a pressione sulle coste dello stelo.

Le antenne, di cui si vuole misurare il diagramma di irradiazione, vengono poste su un posizionatore (fig. 6) installato sulla piattaforma della torre avente la funzione di far ruotare l'antenna nei piani azimutale e zenitale. Per l'esecuzione pratica di tutte le misure di diagrammi di irradiazione e di propagazione si è adottato il principio di far eseguire agli operatori le misure ed i comandi di spostamento dell'antenna dall'interno della cabina.

L'adozione di questo principio è stata suggerita dalla convenienza di poter fare le misure anche in avverse condizioni meteorologiche e da ragioni di sicurezza del personale nei riguardi di scariche atmosferiche. Pertanto si è reso il posizionatore di supporto dell'antenna telecomandabile dall'interno della cabina con un servomeccanismo di alta precisione. Questo telecomando può essere azionato in modo da far assumere all'antenna un orientamento prefissato oppure in modo da far assumere all'antenna un movimento automatico di rotazione, con velocità uniforme, attorno al suo asse verticale od al suo asse orizzontale.

Un'apposita apparecchiatura permette di tracciare il diagramma di irradiazione automaticamente su un nastro di carta in coordinate cartesiane.

Nella cabina possono essere installate altre apparecchiature per misure varie di propagazione. In par-

pannelli assorbenti, limitata alla parte superiore della ringhiera stessa.

Infine pure mediante pannelli assorbenti è stato eliminato un minor effetto riflettente, rilevato sui bordi della piattaforma di sostegno delle antenne.

La figura 5 riproduce una fotografia della torre in fase di misura equipaggiata con i suddetti pannelli assorbenti.

Particolare attenzione è stata dedicata alla forma della cabina. Riguardo alla sezione verticale della cabina esistevano tre possibilità: rastremarla verso la base, verso l'alto, non darle alcuna rastremazione. Di queste tre soluzioni si è scelta la seconda poiché essa consente di riflettere verso l'alto anche le onde

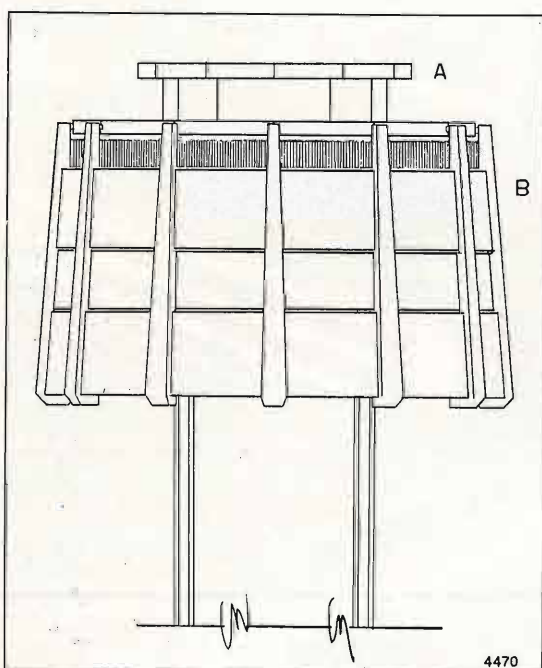


Fig. 3. — Disegno della parte terminale della torre, comprendente la piattaforma di sostegno delle antenne A e la cabina per l'effettuazione delle misure B.

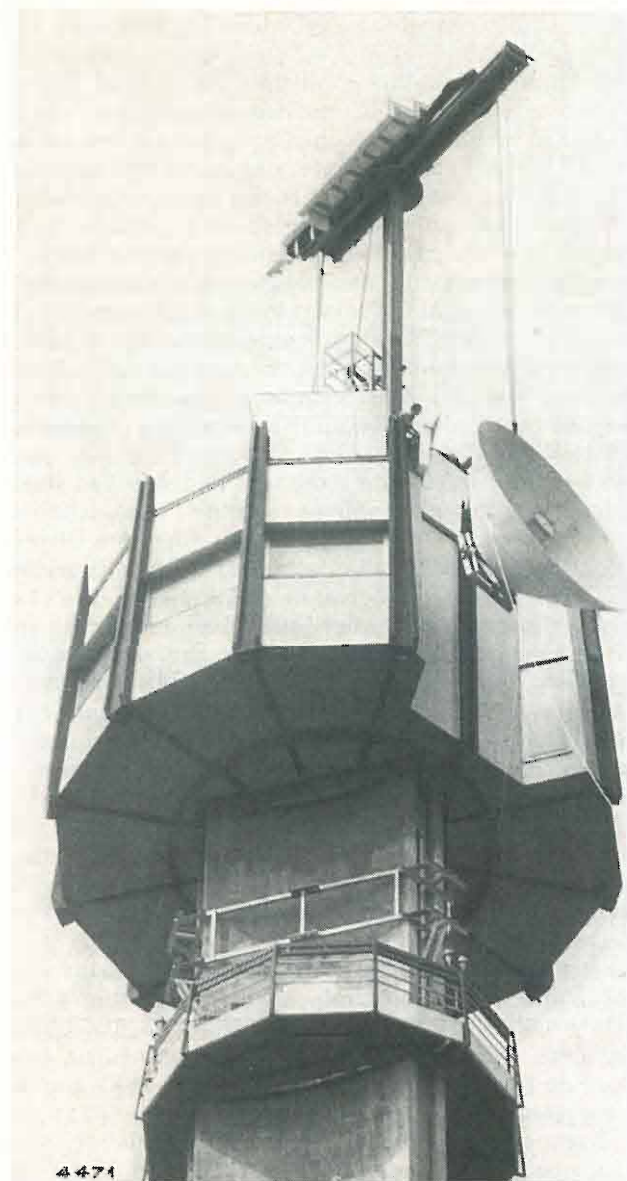


Fig. 4. — Fotografia della rientranza praticata nella cabina al fine di consentire un più agevole funzionamento della gru di sollevamento delle antenne.

ticolare è stato previsto uno spazio per installare uno o più terminali di ponte radio, nonché quello necessario per effettuare collegamenti laser mediante specchi ed apparecchiature riceventi.

Riguardo alla stabilità dinamica della torre in presenza di forti venti, le oscillazioni si sono manifestate nei limiti previsti e cioè sono dell'ordine di una decina di centimetri in presenza di forti raffiche di vento. Pertanto nei caso di collegamenti che richiedano una elevata precisione di puntamento, in particolare per il rilievo di diagrammi di irradiazione, la torre non viene generalmente usata in giornate di forte vento.

La protezione della torre dalle scariche atmosferiche è stata realizzata mediante una piastra di rame, posta sulla piattaforma superiore, la quale presenta continuità elettrica con la cabina della sala misura e con tutte le altre parti metalliche che si trovano sulla torre ed è posta a terra mediante tre corde di rame.

(3) SUCHER M., FOX J.: *Handbook of Microwave Measurement*. Vol. III, 1963, cap. XXII, pag. 1030.

2. Caratteristiche elettriche.

Il rilievo delle caratteristiche di irradiazione delle antenne, quali il guadagno ed il diagramma di irradiazione, viene normalmente effettuato ponendo l'antenna in esame quale ricevente di un segnale emesso da una trasmittente posta ad un'opportuna distanza.

Tale distanza dovrebbe essere, in linea teorica, tale che la superficie d'onda incidente sulla bocca dell'antenna sotto misura sia piana e d'ampiezza costante. Detta condizione non risulta però rigorosamente realizzabile in quanto richiederebbe una distanza infinita tra la sezione trasmittente e quella ricevente. In pratica si può però dimostrare (3) che i risultati delle misure differiscono in modo irrilevante, o per lo meno entro i limiti di precisione del sistema di misura, rispetto a quelli relativi alla condizione ideale, qualora detta distanza R è tale da soddisfare la condizione:

$$R \geq \frac{2 D^2}{\lambda}$$

dove λ è la lunghezza d'onda a cui vengono effettuate le misure e D è il diametro di bocca della maggiore delle due antenne costituenti il collegamento radio. In base a queste considerazioni la sezione trasmittente del nostro campo di misure è stata posta ad una distanza di circa 1.500 metri dalla ricevente, per la quale la relazione precedente risulta soddisfatta fino ad antenne di 5 metri di diametro operanti nella gamma

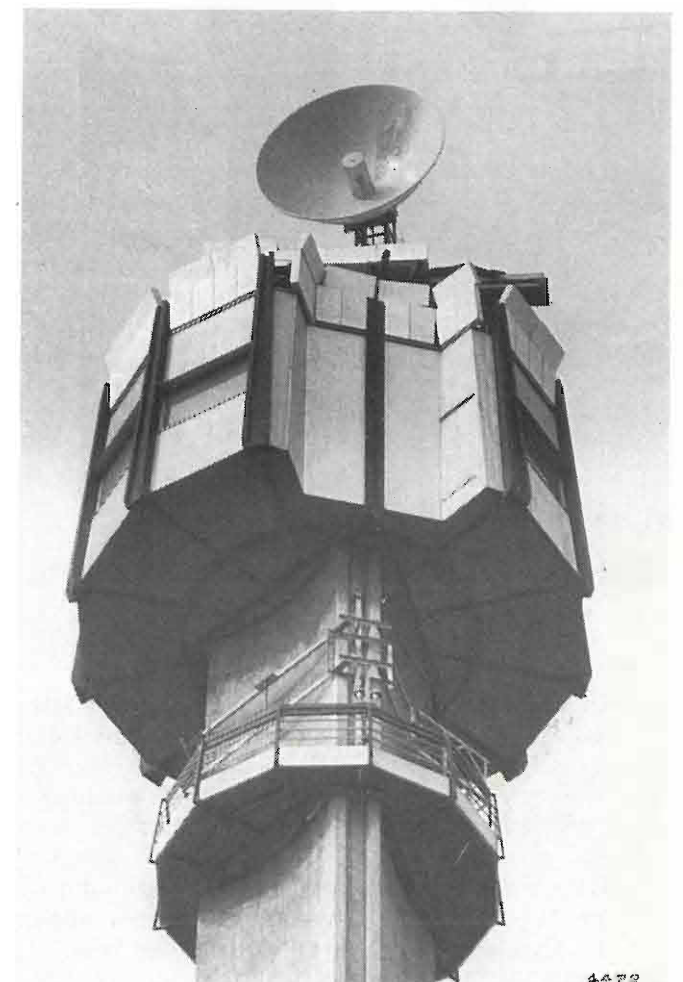


Fig. 5. — Torre in fase di misura munita di coperture di materiale assorbente.

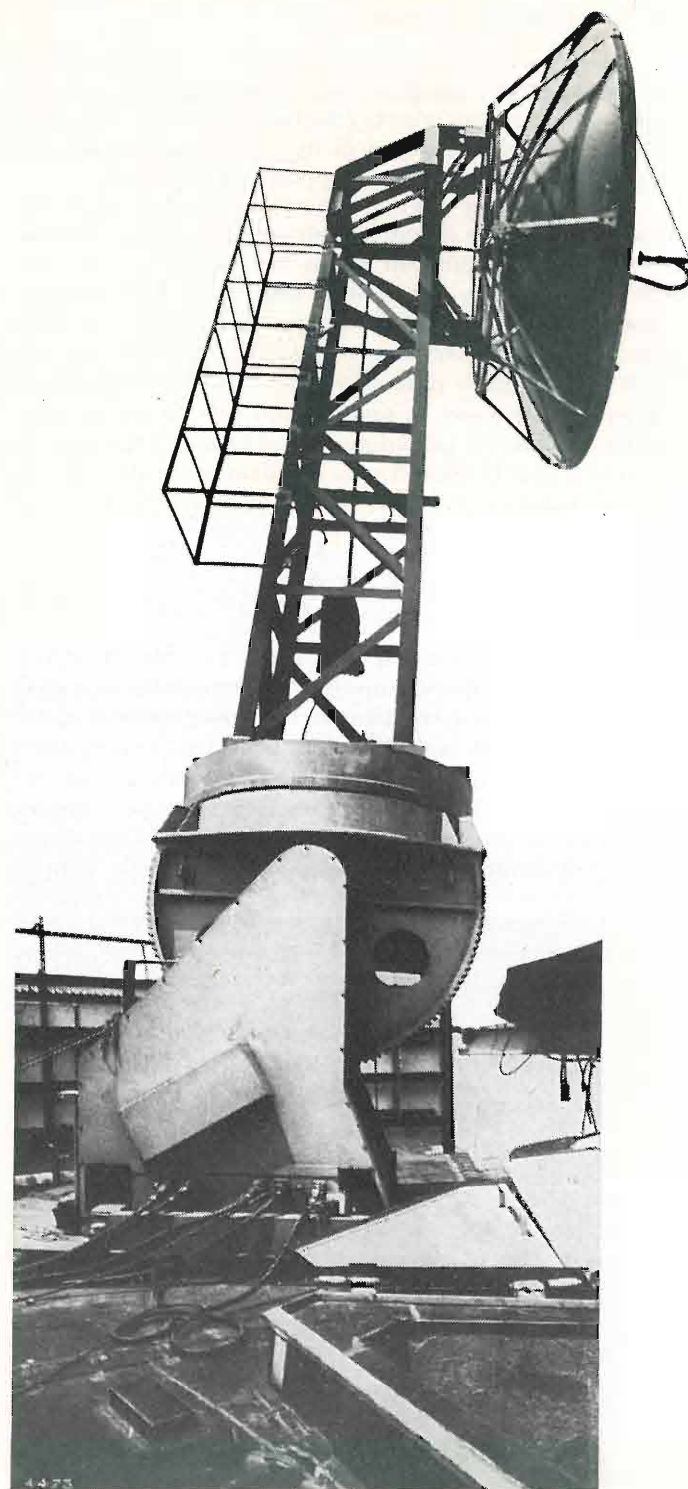


Fig. 6. — Posizionatore di sostegno dell'antenna sotto misura, installata sulla piattaforma A della torre.

7100 ÷ 7750 MHz e 4 metri di diametro a 13.000 MHz.

Altra fonte d'errore delle misure su antenne è data dai segnali che, partendo dalla trasmittente, arrivano alla ricevente dopo aver subito riflessioni sul terreno o su ostacoli esistenti nell'intorno dell'antenna sotto misura.

Detti segnali infatti sommandosi vettorialmente con quello principale (segnale diretto) ne alterano l'intensità. Questo effetto è particolarmente gravoso qualora l'antenna in misura sia orientata in modo che presenti un minimo del suo diagramma di irradiazione nella direzione del segnale diretto ed un massimo rela-

tivo nella direzione del segnale dovuto a riflessioni (segnale riflesso).

Pertanto sono state effettuate indagini al fine di localizzare gli eventuali punti di riflessione e l'intensità dei segnali riflessi. A tal scopo, per diverse orientazioni dell'antenna ricevente, è stata variata con continuità la frequenza del segnale trasmesso entro opportuni intervalli e sono state registrate le variazioni, del segnale ricevuto. Dall'entità di queste variazioni e dalla loro periodicità sono state così determinate e l'intensità dei segnali riflessi e le loro differenze di percorsi rispetto al segnale principale. Dai valori delle differenze di percorsi ricavati sono stati poi individuati, mediante semplici considerazioni geometriche, tutti i possibili punti che potevano dare origine a riflessioni dirette verso l'antenna.

Da queste indagini è risultato che i punti di riflessione aventi maggiore influenza erano dovuti alla gru posta sulla sommità della torre, alla ringhiera di protezione in legno circondante la piattaforma superiore ed alla ringhiera del terrazzo della sala misure. Per avere un'ulteriore conferma dell'influenza di dette parti sul segnale incidente sull'antenna, sono stati disposti in prossimità di esse alcuni ostacoli mobili e si è indagato se essi producevano variazioni del segnale ricevuto. Queste prove hanno pienamente confermato quanto già era stato determinato col metodo precedente.

Come predetto nel paragrafo 1, per ovviare a questi inconvenienti, le parti summenzionate sono state ricoperte con materiale assorbente delle microonde. Lo studio e la realizzazione di questo materiale sono stati effettuati dal laboratorio microonde del CSELT. Esso è costituito da una schiera di coni dissipativi incorporati in blocchi di polistirolo espanso delle dimensioni di $1 \times 0,5 \times 0,15 \text{ m}^3$. Detto materiale ha una buona resistenza agli agenti atmosferici e presenta un'attenuazione di riflessione di 35 dB misurati nella gamma di frequenza $4 \div 12 \text{ GHz}$.

Dopo la copertura con materiale assorbente, sono state ripetute le misure con frequenza variabile e si è riscontrato che la variazione del segnale ricevuto era diventata nettamente inferiore a quella che si aveva prima della copertura. Nella figura 7 sono riportate le variazioni del segnale ricevuto prima e dopo la copertura con materiale assorbente, per una variazione di frequenza pari a 100 MHz del segnale trasmesso e con l'antenna ricevente ruotata di circa 12° rispetto alla direzione di puntamento. In questa direzione l'antenna presentava un lobo di circa 45 dB più basso di quello relativo alla direzione di massima irradiazione.

Dalla figura 7 b si può notare che si hanno variazioni residue del segnale ricevuto di circa $\pm 2 \text{ dB}$ a cui corrisponde un livello del segnale interferente per riflessione di circa 19 dB inferiore a quello del segnale principale. L'indagine col metodo della variazione di frequenza del segnale trasmesso è stata effettuata fino ad angoli di 30° rispetto alla direzione di irradiazione dell'antenna.

Al crescere dell'angolo della deviazione dell'antenna sotto misura le oscillazioni di figura 7 dapprima aumentano, poi, oltre un certo angolo, tendono a diminuire. Ciò può essere spiegato osservando che quando l'asse dell'antenna sotto misura forma un angolo relativamente ridotto con il raggio diretto, taluni raggi riflessi nella zona compresa tra l'antenna trasmittente e la torre, possono formare con detto asse un angolo alquanto minore e quindi vengono captati con un

maggior guadagno dell'antenna; invece quando l'antenna forma un angolo molto elevato col raggio diretto, anche i raggi riflessi dalla predetta zona vengono captati con un angolo della stessa grandezza e quindi, in corrispondenza ai massimi dei lobi secondari, non risultano più fortemente esaltati rispetto al raggio diretto. D'altra parte le riflessioni provenienti lateralmente o posteriormente la torre rispetto alla direzione di puntamento dell'antenna trasmittente, risultano alquanto ridotte per svariati motivi.

Dalla periodicità con cui le predette oscillazioni residue si manifestano si è potuto dedurre che in parte esse sono dovute agli ostacoli sul terreno ed in parte a riflessioni residue sulla torre. Per valutare l'importanza del complesso di queste riflessioni residue si è innanzitutto verificata la ripetibilità dei diagrammi di irradiazione in tempi successivi. Tale ripetibilità, che prima della copertura con materiali assorbenti era praticamente nulla (4), dopo la copertura è diventata buona anche per i lobi minori. In figura 8 è riportato il peggior ricoprimento che si è manifestato dopo la suddetta copertura, in una zona di un diagramma di

(4) I lobi dei diagrammi d'irradiazione risultavano completamente diversi sia in valore (differenze di alcuni dB) sia in posizione angolare.

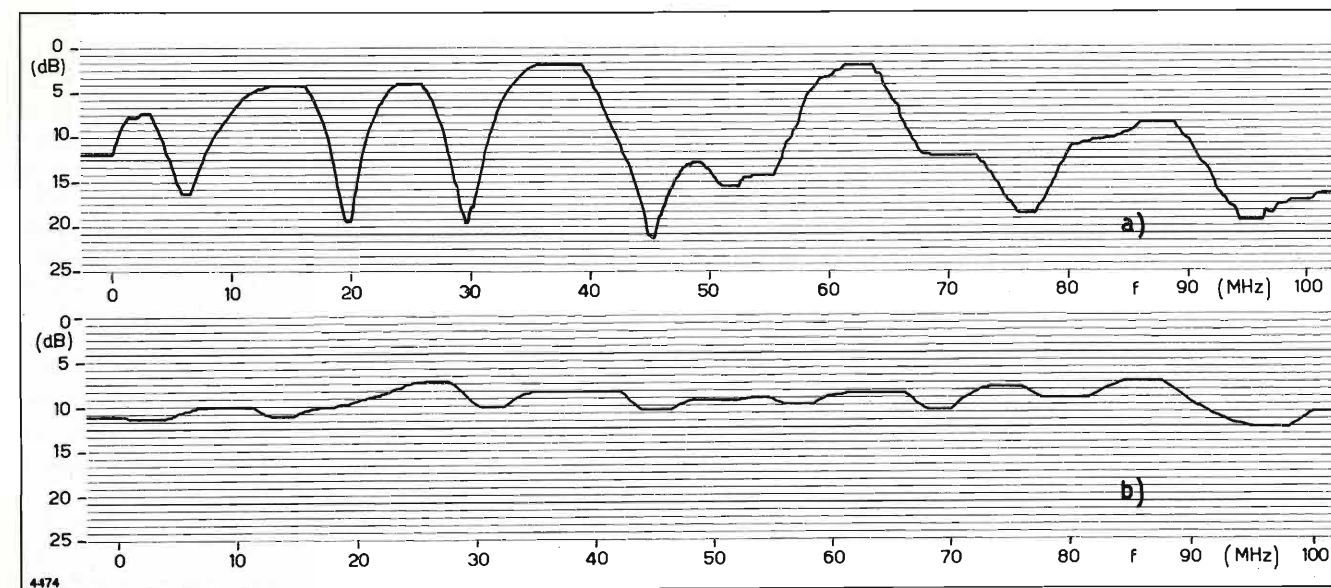


Fig. 7. — a) Variazioni del segnale ricevuto, al variare della frequenza trasmessa, dovute a riflessioni. - b) Come si riducono le variazioni a) dopo la copertura con materiale assorbente delle parti riflettenti della torre.

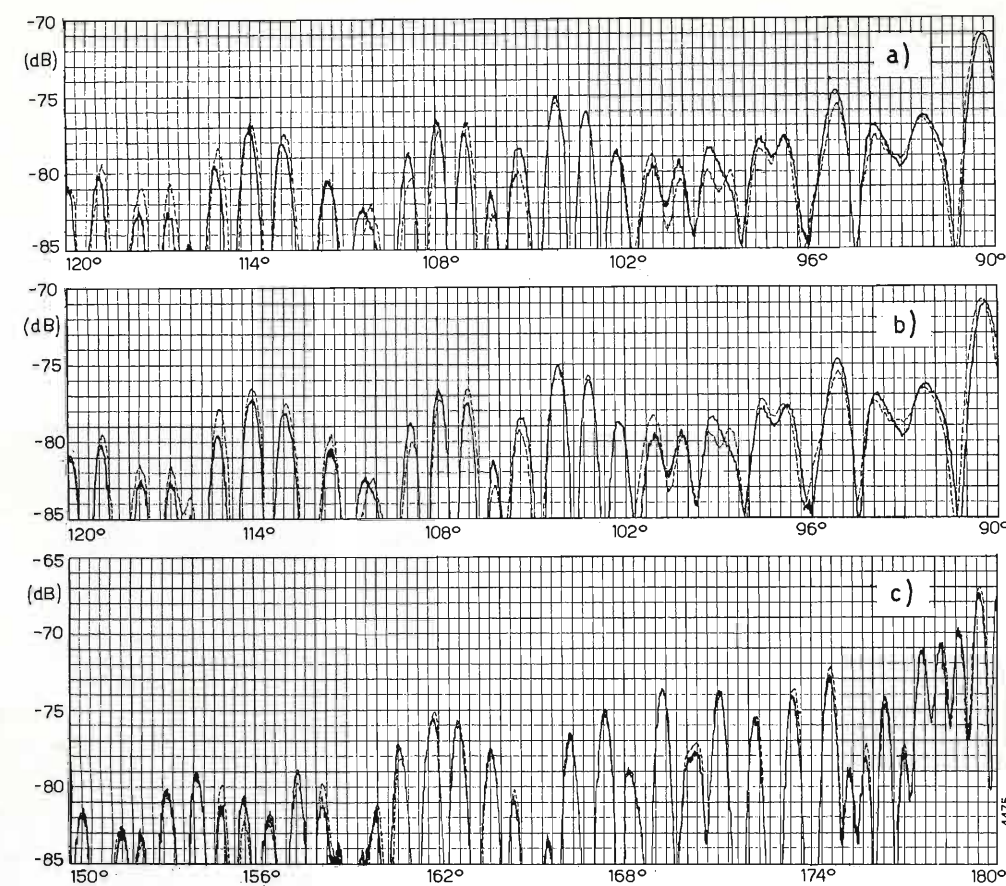


Fig. 8. — Sovrapposizione (linea continua e linea a tratti) di due zone del diagramma di irradiazione rilevate in due giorni successivi.

Fig. 9. — Sovrapposizione (linea continua e linea a tratti) di due zone del diagramma di irradiazione rilevate cambiando l'antenna trasmittente.

Fig. 10. — Sovrapposizione (linea continua e linea a tratti) di due zone del diagramma di irradiazione rilevate con e senza la ringhiera (coperta di materiale assorbente) della piattaforma A.

irradiazione ripetuto in giorni successivi. Da essa si può rilevare che, anche per attenuazioni relative del diagramma di irradiazione di 75 dB, il ricoprimento dei massimi dei lobi avviene con la precisione di circa $\pm 1 \text{ dB}$. Ciò è sicuramente un indice di basse riflessioni sugli ostacoli, infatti si è constatato che in presenza di

parti riflettenti sulla torre causanti riflessioni con differenze di cammino geometrico anche soltanto di alcuni metri il diagramma di irradiazione a 7 GHz non risultava più ricopribile in registrazioni immediatamente successive (5).

Un'altra prova che ha permesso di valutare soprattutto l'importanza delle riflessioni sugli ostacoli del terreno è consistita nel rilevare il diagramma di irradiazione con due antenne trasmettenti di tipo diverso. Infatti cambiando l'antenna trasmittente risultano soprattutto modificati i lobi secondari del diagramma di irradiazione che investono gli ostacoli del terreno e quindi viene a variare l'importanza relativa delle riflessioni sugli ostacoli stessi. In figura 9 sono indicate le variazioni che ha subito una zona del diagramma di irradiazione di un'antenna ricevente a paraboloide di 4 metri di diametro passando da un'antenna trasmittente a paraboloide di 2 metri ad una da 3 metri. Si può rilevare che tali variazioni sono dello stesso ordine di grandezza di quelle che si manifestano nei diagrammi rilevati in tempi successivi con la stessa antenna trasmittente.

Infine per valutare l'importanza delle riflessioni residue sulle parti della torre ricoperte con materiale assorbente si sono rilevati i diagrammi di irradiazione di un'antenna di 4 metri senza e con la ringhiera della piattaforma di sostegno delle antenne ricoperta di materiale assorbente. Dalla figura 10 in cui è riportata la zona del diagramma di irradiazione che nei due casi ha presentato le maggiori variazioni, si può rilevare come le riflessioni sulle parti ricoperte di materiale assorbente risultino praticamente inapprezzabili; le piccole variazioni rilevabili non si distinguono infatti da quelle che si manifestano con due registrazioni immediatamente successive.

Risulta comunque molto difficile determinare l'imprecisione dei diagrammi di irradiazione. Si può soltanto dedurre che essendo l'influenza delle riflessioni sui massimi dei lobi generalmente dell'ordine di ± 1 dB ed essendo l'influenza delle altre cause d'errore, quali la curvatura del fronte d'onda, gli errori strumentali e di registrazione, presumibilmente inferiori a 1 dB per livelli relativi maggiori di -70 dB, l'imprecisione di misura, sui massimi dei lobi aventi tali livelli, dovrebbe essere dell'ordine di 2 dB.

3. Stazione trasmittente.

Attualmente la sezione trasmittente (fig. 11) è ancora provvisoria. Essa è costituita da un'antenna a paraboloide di 3 metri di bocca alimentata da un generatore ed amplificatore a frequenza variabile. Il guadagno dell'antenna è di circa 44 dB alla frequenza di 7,5 GHz e la potenza a radiofrequenza alla flangia d'entrata dell'antenna è di circa 1 W. Detta antenna è installata su un traliccio ad un'altezza di circa 2,5 metri dal terreno.

Le reti del recinto di protezione poste davanti e di fianco all'antenna trasmittente vengono tolte durante le misure, in modo che l'antenna stessa risulti al di fuori del recinto e libera da qualsiasi ostacolo.

(5) Si può facilmente calcolare che anche con differenze di cammino, tra raggio diretto e raggio riflesso, soltanto dell'ordine di una decina di metri, al variare delle condizioni atmosferiche il raggio risultante può mutare notevolmente.

(6) DE PADOVA: *Analisi dei metodi di riduzione dell'accoppiamento tra antenne paraboliche.* «Elettronica» n. 2, 1967, p. 60.



Fig. 11. — Stazione trasmittente.

Entro il prossimo anno verrà installata la sezione trasmittente definitiva. Questa sarà equipaggiata di un'antenna a paraboloide di tipo profondo di 3 metri di bocca avente bassi lobi secondari. Questi lobi verranno ulteriormente ridotti mediante il noto artificio consistente nel disporre un anello ricoperto con materiale assorbente sulla bocca dell'antenna (6).

Essa sarà dotata di un polarizzatore comandabile a distanza, il quale permetterà di variare con continuità e precisione la polarizzazione del segnale trasmesso rendendo così più facile il rilievo dei diagrammi di irradiazione anche in piani diversi da quello verticale ed orizzontale. Il generatore a radiofrequenza sarà del tipo a frequenza fissa con possibilità di modulazione d'ampiezza e di frequenza. La potenza all'entrata dell'antenna sarà sempre di circa 1 W ed il guadagno dell'antenna di circa 43 dB alla frequenza di 7,5 GHz.

4. Stazione ricevente.

In figura 12 è riportato lo schema a blocchi del complesso di apparecchiature impiegato per il rilievo dei diagrammi di irradiazione delle antenne.

L'orientamento dell'antenna in misura rispetto all'asse di puntamento con la trasmittente viene effettuata mediante un posizionario (fig. 6), del tipo azimut su elevazione, secondo il sistema di coordinate sferiche riportato in figura 13. Detto posizionario

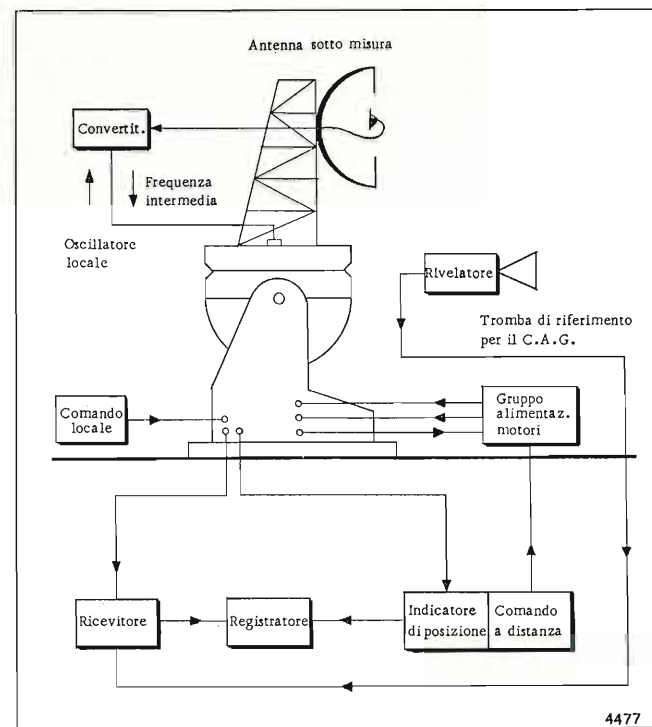


Fig. 12. — Schema a blocchi della stazione ricevente.

poggia su di una ralla mediante la quale esso viene orientato in modo che il piano Y, Z (fig. 13) formato dagli assi di rotazione in azimut ed in elevazione risulti perpendicolare alla direzione di puntamento con l'antenna trasmittente. Inoltre, onde evitare che i movimenti dell'antenna avvengano secondo un cono, durante l'installazione dell'antenna stessa si ha cura che la sua bocca irradiante risulti parallela al piano Y, Z.

Il posizionario permette una rotazione di $\pm 180^\circ$ in azimut e di $+92^\circ$ e -47° in elevazione con velocità regolabile fino ad un massimo di 15° /minuto in elevazione e $0,2$ giri/minuto in azimut a pieno carico. Esso può sopportare fino ad un carico assiale di 18.000 kg ed un momento di 11.000 kg/m. Risulta perciò possibile installarvi antenne paraboliche fino a 5 metri di diametro di bocca e sotto l'azione di un vento avente una velocità di 140 km/h.

I movimenti di orientamento dell'antenna vengono dati da due motori in corrente continua comandati dalla sala misure (comando del posizionario) oppure in prossimità

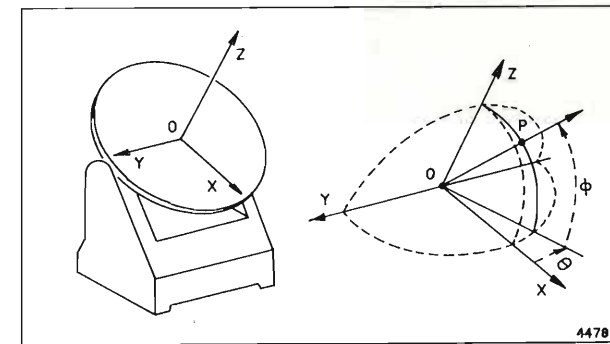


Fig. 13. — Rappresentazione del sistema di coordinate del posizionario.

del posizionario stesso (comando locale). Due coppie di sincro trasmettono nel rapporto 1:1 e 36:1 le posizioni angolari istantanee assunte dall'antenna a due corrispettive coppie di sincro ricevitori, i quali provvedono a riprodurre dette posizioni su due strumenti indicatori, uno per l'azimut e l'altro per l'elevazione, posti nella sala misure. Ognuno di questi strumenti indicatori è provvisto di due scale con relativi indici, una graduata ogni $0,1^\circ$ e l'altra ogni 10° . La precisione della lettura di detti indicatori definita quale errore massimo della posizione assunta, dall'indice rispetto alla informazione all'ingresso del sincro ricevitore, è di $0,03^\circ$.

Gli stessi segnali provenienti dai sincro trasmettitori provvedono a comandare il movimento della carta del registratore, la cui velocità di scorrimento

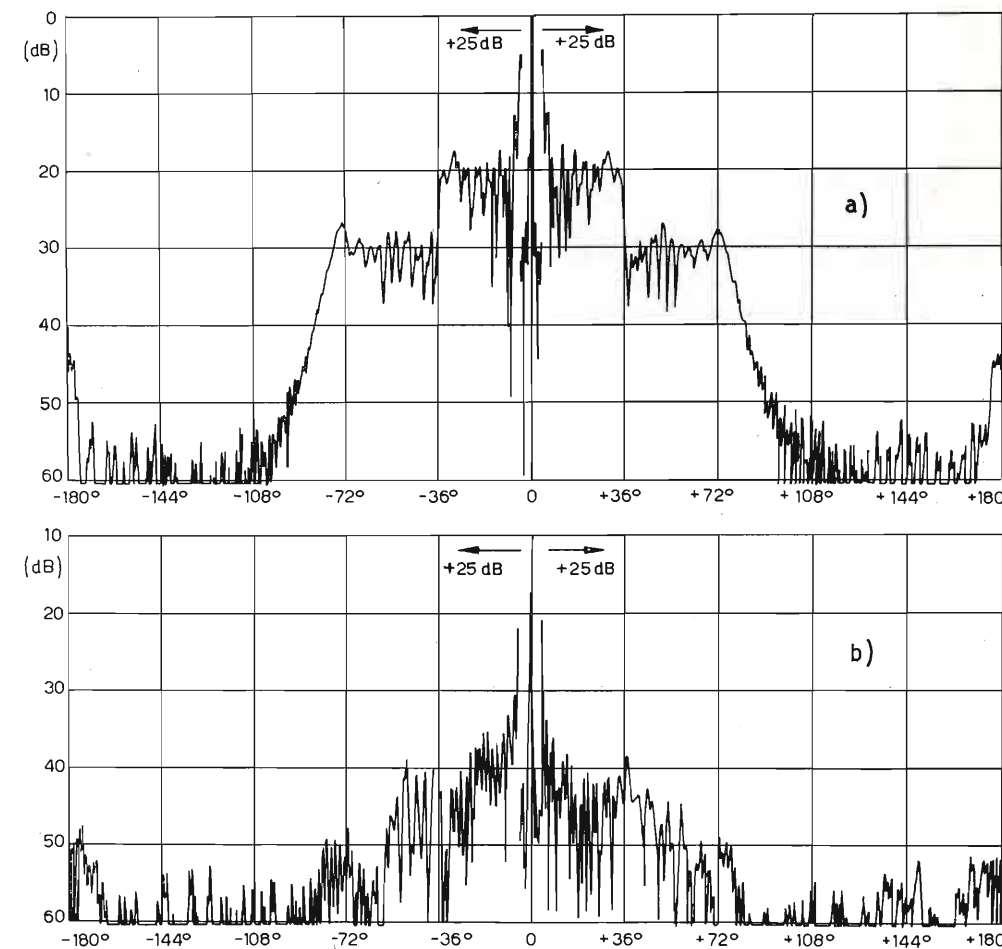


Fig. 14. — Esempio di diagramma di irradiazione rilevato con polarizzazione diretta.

Fig. 15. — Esempio di diagramma di irradiazione rilevato con polarizzazione incrociata.

NB. Le frecce orizzontali indicano gli angoli a partire dai quali la scala delle ordinate va aumentato di 25 dB.

può essere selezionata fra i seguenti valori: 51 cm/360°, 51 cm/60° e 51 cm/10°.

Il segnale captato dall'antenna in funzione della sua orientazione, dopo conversione a frequenza intermedia, viene inviato al ricevitore il quale provvede a rivelarlo ed a comandare il movimento del pennino scrivente del registratore.

Il ricevitore ha una sensibilità di — 100 dBm nella gamma 1,95 ÷ 10 GHz e valori minori per frequenze più basse e più alte fino ad un minimo di — 60 dBm a 100 GHz. Esso provvede pure all'invio del segnale di oscillatore locale.

Una tromba di riferimento riceve il segnale inviato dal trasmettitore il quale, dopo essere stato rivelato, agisce sul guadagno del sistema di amplificazione a frequenza intermedia del ricevitore, in modo da contenere in ± 0,5 dB una variazione massima di ± 3 dB del segnale trasmesso.

Il ricevitore è anche provvisto di un controllo automatico di frequenza. Il complesso ricevitore-registratore ha una dinamica di 60 dB. Vengono però effettuate registrazioni di diagrammi di irradiazione con dinamica di 85 dB escludendo, durante la misura, una attenuazione di 25 dB preventivamente inserita quando l'antenna si trova nella direzione di massima ricezione.

5. Attività del campo per misure sulle antenne.

Il campo per misure sulle antenne del CSELT è entrato in funzione nell'aprile 1969.

Finora sono stati rilevati nella banda dei 7 GHz i diagrammi di irradiazione per polarizzazione diretta ed incrociata di due antenne a riflettore parabolico di tipo normale, di un'antenna cassegrain e di un « horn reflector ». Di queste antenne sono stati anche misurati il guadagno ed il coefficiente di riflessione.

Per la misura di guadagno viene usato il metodo di confronto con una tromba campione, mentre per misurare il coefficiente di riflessione viene fatta prima una misura con scansione di frequenza nella gamma desiderata, la quale serve preliminarmente a determinare l'andamento del coefficiente di riflessione ed i punti di misura più significativi; successivamente in detti punti viene rifatta una misura più precisa mediante il sistema riflettometrico modificato.

Nelle figure 14 e 15 sono stati riportati, a titolo d'esempio, rispettivamente un diagramma di irradiazione per polarizzazione diretta ed uno per polarizzazione incrociata.

(1150)

VIII MOSTRA INTERNAZIONALE DEGLI STRUMENTI DI ELETTRONICA E AUTOMAZIONE

OLYMPIA LONDRA INGHILTERRA — 11-16 Maggio 1970

DOVE VA IL MONDO

Le vie del mondo e della sua popolazione sono state profondamente influenzate dal crescente progresso dell'elettronica.

L'VIII Mostra internazionale degli strumenti di elettronica e automazione — conosciuta come IEA — presenta il completo quadro internazionale di ciò che il Ministero di Tecnologia della Gran Bretagna definisce come « la più grande tecnologia oggi nel mondo ».

IEA '70, su un'area ancora più grande, è uno dei più importanti avvenimenti tecnologici del mondo.

La sua influenza non riguarda solo il progresso moderno, ma investe tutti gli sviluppi futuri in generale.

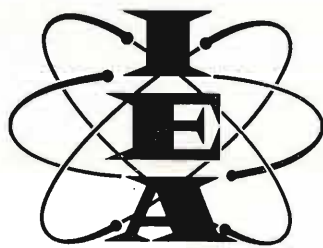
La rappresentazione del 1970 illustrerà i risultati raggiunti di anno in anno, attirando gli espositori e i visitatori da tutto il mondo. L'ultima edizione è stata visitata da 120.000 persone, 9.000 delle quali da 80 paesi stranieri.

IEA è realmente un avvenimento internazionale. America, Canada, Giappone, Germania dell'Est, Polonia, Francia, Cecoslovacchia sono fra i paesi che partecipano con la presentazione dei più recenti ritrovati della tecnologia.

IEA Vi indica dove va il mondo



INDUSTRIAL EXHIBITIONS LIMITED - 9, Argyll Street London W1V 2HA - Inghilterra



VALUTAZIONE DEL PARCO MINIMO DI ATTREZZATURE SOGGETTE A CONSUMO E RIPRISTINABILI

ITALO MUSSETTO (*)

SOMMARIO — Viene illustrato un procedimento per determinare, in regime probabilistico, il numero minimo di attrezzature, usurabili e ripristinabili, facenti parte di complessi che forniscono un servizio. Il caso è stato studiato per le testine dei registratori videomagnetici ma ha validità molto più generale. Nella RAI è stato tradotto in programma di elaboratore elettronico in « time sharing ».

1. Premessa.

Il problema che qui si vuole studiare è il seguente: un servizio viene espletato da un certo numero M di complessi (macchine, stazioni, apparati, ecc.). La fornitura del « servizio » comporta un « consumo » delle capacità di una parte (attrezzatura) di questi complessi e, dopo un certo quantitativo di prestazioni (in genere valutabili probabilisticamente) l'attrezzatura deve essere sostituita. L'attrezzatura consumata può essere convenientemente ripristinata impegnando un certo costo e un certo tempo.

È chiaro che per far fronte al « servizio » e al « ripristino » occorre un certo numero di attrezzature (parco) e che conviene considerare anche i costi d'immobilizzo di capitale nel parco, oltre a quelli per l'esecuzione del ripristino, onde valutare il parco minimo necessario ed, eventualmente, la convenienza del ripristino stesso o delle sue condizioni.

Il problema è sorto alla RAI, a proposito del numero di testine videomagnetiche di cui occorre disporre per far fronte all'entità del lavoro richiesto alle macchine di registrazione. La testina videomagnetica (fig. 1) (o meglio il gruppo testine) è il pezzo di lettura-scrittura di un apparato registratore video su nastro magnetico. Tale pezzo è soggetto ad usura, per cui, dopo un certo numero di ore di lavoro, non dà più prestazioni entro i limiti di tolleranza e deve essere sostituito. Il costo di tale pezzo è sensibile, mentre, è possibile il suo ripristino a costi notevolmente inferiori al nuovo. Sfortunatamente per le distanze della fabbrica, le procedure doganali e simili, il tempo necessario al ripristino è dell'ordine dei mesi. Dato che il servizio non può essere interrotto, occorre avere una scorta sufficiente alla copertura dei fabbisogni. Di qui la necessità di valutarla al minimo costo.

Le procedure usate nel nostro studio sono adattabili facilmente ai casi più diversi; per esempio: motori di veicoli da revisionare dopo un certo numero di ore o chilometri, attrezzi di macchine operatrici da riaffilare, filamenti di grossi (e costosi) tubi elettronici che possano essere convenientemente rimpiazzati, contenitori che dopo il vuotamento devono essere riempiti, in generale tutti i casi in cui un'attrezzatura, che fa parte di un complesso, fornitore di un certo bene di consumo, si esaurisca e convenga ripristinarla (anziché eliminarla per sostituirla con una nuova) mentre il

(*) Dott. ing. Italo Mussetto della RAI. Dattiloscritto pervenuto il 14 ottobre 1969.

complesso debba continuare il suo lavoro con un'altra attrezzatura.

Il caso, che noi seguiamo, contiene funzioni e parametri in regime probabilistico, che vanno valutati col criterio di avere un certo grado di fiducia di non trovarsi nelle condizioni di mancare della attrezzatura di ricambio.

Nel testo al posto di « attrezzatura » useremo spesso la parola « gruppo testine » o « testine » e al suo uso

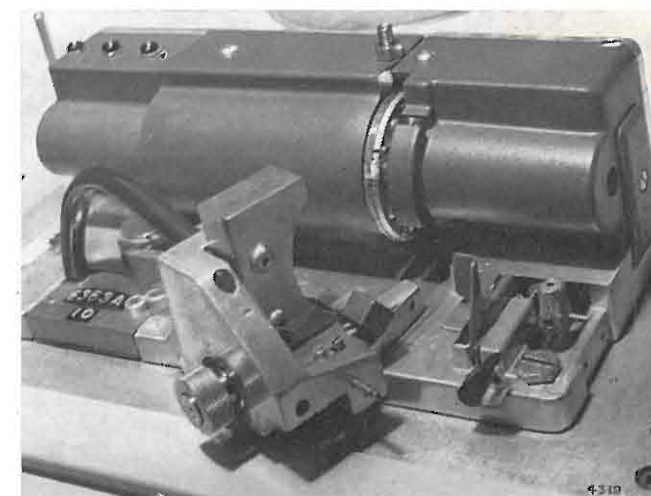


Fig. 1. — Insieme delle testine videomagnetiche che costituisce il gruppo di « scrittura-lettura » di un apparato di registrazione-riproduzione video su nastro magnetico.

ci riferiremo anche se la procedura è più generale. Essa è usabile sia per il periodo transitorio (quando si inizia un servizio con tutte le attrezzature nuove) sia a regime (quando il servizio, pur variabile nei vari periodi dell'anno, può essere stimato e ritenuto costante).

Notazioni principali:

M = numero attrezzature (gruppi testine videomagnetiche nel nostro caso) in esercizio;

I = pedice del periodo di approvvigionamento (mese nell'esempio riportato);

S_I = richiesta di servizio nel mese I (in ore);

P_I = periodo di funzionamento (in unità omogenea a S_I);

N = pedice del periodo di funzionamento;

P_T = periodo di ripristino (misurato in periodi di approvvigionamento);
 V_N = percentuale di attrezzature in vita alla fine del periodo N ;
 R_N = percentuale di attrezzature da reintegrare alla fine del periodo di funzionamento N (coefficiente di reintegro);
 N_{PI} = numero intero di periodi di funzionamento necessari nel mese I ;
 R_{PI} = frazione di periodo di funzionamento residua al mese I ;
 T_I = parte intera del fabbisogno di attrezzature del mese I ;
 D_I = parte decimale del fabbisogno di attrezzature del mese I ;
 R_{II} = rimanenza di attrezzature di scorta alla fine del mese I ;
 F_I = numero pezzi forniti dalla fabbrica al mese I ;
 P_{r1}, P_{r2}, P_{r3} = periodi di ripristino verificabili probabilisticamente rispettivamente con probabilità p_1, p_2, p_3 , ($p_1 + p_2 + p_3 = 1$).

2. Funzione di sopravvivenza - Coefficienti di reintegro.

Cominciamo con l'esaminare il comportamento nel tempo del « gruppo testine » e chiamiamo funzione di sopravvivenza

$$v = v(t)$$

la funzione definita nell'intervallo da zero all'infinito che fornisca, per ogni valore di t , il numero di gruppi sopravvissuti al tempo t . Trattasi, ovviamente, di una funzione probabilistica. All'istante iniziale, cioè per $t = 0$, supponiamo di aver messo in servizio M gruppi. Diremo allora $v(0) = M$. Se, poi, supponiamo $M = 100$ allora $v = v(t)$ è sempre un numero compreso tra 0 e 100 e rappresenta, in definitiva, la *percentuale probabile* dei gruppi sopravvissuti al tempo t , rispetto a quelli iniziali ($t = 0$).

Al crescere di t avremo che $v(t)$, diminuisce fino ad annullarsi per $t \rightarrow \infty$.

Chiamiamo, poi, T la variabile aleatoria che rappresenta la durata totale della vita del gruppo; avremo ovviamente:

$$\text{probabilità } (\%) (T < t) = 100 - v(t)$$

mentre

$$\text{probabilità } (\%) (T > t) = v(t)$$

cioè $v(t)$ rappresenta la probabilità che la durata in vita T del gruppo superi o sia eguale a t .

Ovviamente $v(t)$ e $1 - v(t)$ sono funzioni di ripartizione. È noto che la « mortalità » di una apparecchiatura, o probabilità di avaria p_a , può essere considerata una funzione di t cioè del tempo del « servizio » prestato (che per il nostro caso si esprime in ore di funzionamento); in generale ha un andamento del tipo rappresentato in

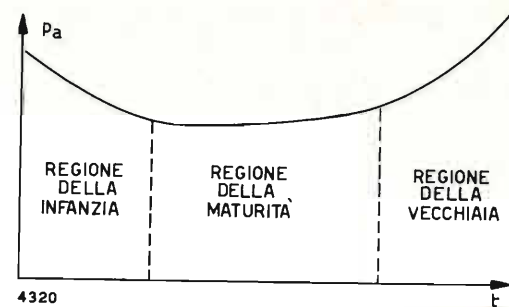


Fig. 2. — Andamento della probabilità di avaria p_a in funzione del tempo t .

figura 2 dove sono evidenziate tre regioni (indicative): la prima (infanzia) che comprende la prima parte della vita, nella quale le avarie sono facili e corrispondono al « rodaggio » ben noto delle macchine; la seconda (maturità) che comprende la maggior parte della vita, dove le avarie hanno un andamento « statisticamente » regolare (costante, crescente con il tempo, ecc.) e la terza dove le avarie crescono rapidamente.

Non si considera, nel nostro esempio, la regione iniziale (avarie nelle prime ore di vita) per la quale si seguono altre considerazioni (cioè per ottenere curve di sopravvivenza facilmente trattabili), ma la limitazione non è propria del metodo che si è seguito.

Le curve di sopravvivenza, qui considerate negli esempi, sono riprodotte nella figura 3a (curva a campana) e 3b (curva a trapezio), che corrispondono agli apparati da noi considerati (testine videomagnetice) in due modelli operativi diversi.

In pratica dette curve vengono dedotte da indagini campionarie sulle quali non ci si sofferma: se le curve sono valutazioni « medie » si otterranno risultati

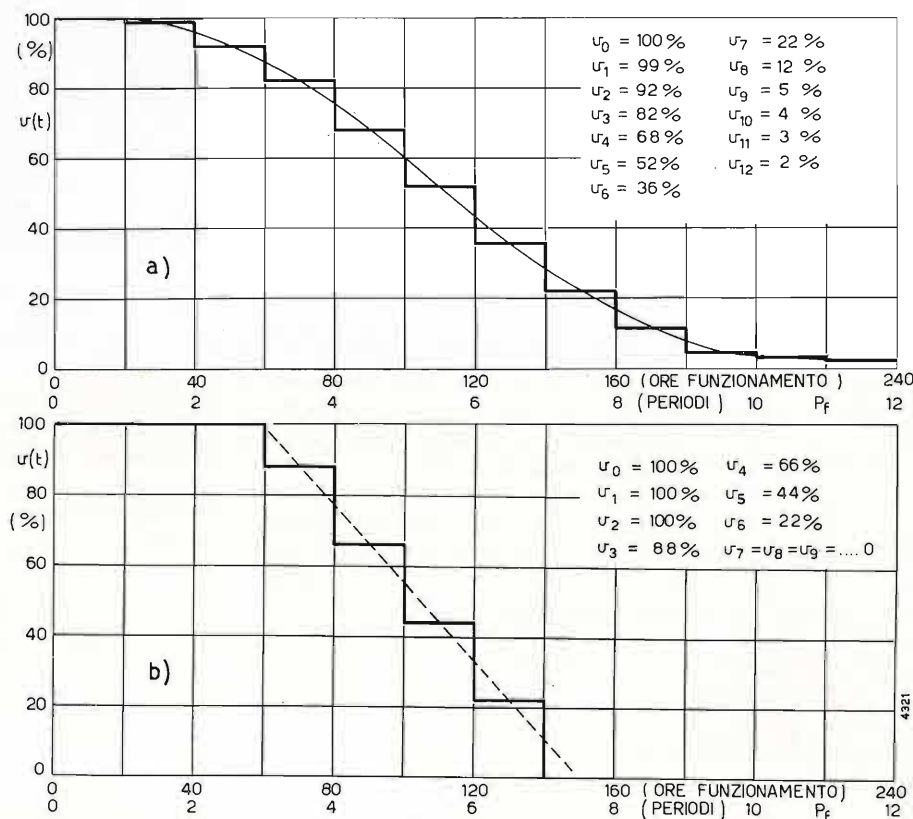


Fig. 3. — Curve di sopravvivenza di testine videomagnetice: a) tipo 1, andamento a campana; b) tipo 2, andamento a trapezio. Di ciascuna curva, approssimata da un andamento a gradini con « periodi di funzionamento » P_f di 20 ore, sono tabulati i livelli dei gradini.

« medi », se esse sono valutazioni estreme dei limiti di confidenza assegnati per politica di gestione ad una rilevazione statistica, avremo le valutazioni « ottimistiche » o « pessimistiche » (o meglio di sicurezza al 97,5% e simili).

Vogliamo ora verificare qual è l'andamento del consumo di testine e quindi la necessità del reintegro con altre, prese dal parco, al trascorrere del tempo t e supponendo di partire da $t = 0$ con testine tutte nuove. Per tale calcolo si passa dalla variabile continua t al numero N di « periodi di funzionamento » P_f .

Supponiamo che si debbano sostituire i gruppi di testine consumate con altre nuove ad ogni periodo P_f (i periodi siano tutti eguali). Avremo, chiamando R_N il quantitativo che probabilisticamente si dovrebbe mettere in servizio alla fine del periodo di funzionamento ennesimo (per essere usato nel periodo $N + 1$ e seguenti) e notando che $R_0 = M$, non rappresenta in realtà un reintegro, ma l'avvio dell'esercizio:

$$R_0 = M, R_1 = M - R_0 \cdot v_1, R_2 = M - R_1 \cdot v_1 - R_0 \cdot v_2, \dots, R_N = M - R_{N-1} \cdot v_1 - R_2 \cdot v_{N-2} \dots - R_0 \cdot v_N$$

dove con v_1 si intende la percentuale di attrezzature che sono ancora in vita alla fine del primo periodo. Tale elemento si deduce dalla curva di sopravvivenza ed è precisamente il valore che assume $v(t)$ quando a t si dia il valore corrispondente ad un periodo P_f , analogamente per v_2, \dots, v_N .

In realtà la sostituzione del discreto al continuo comporta qualche attenzione in quanto, come vedesi nella figura 3, si sostituisce alla curva continua una curva a gradini. Quest'ultima dovrà aver come linea di compenso la curva a campana e pertanto le aree in eccesso della curva a gradini dovranno essere compensate da quelle in difetto. Una buona approssimazione è facile, specie se P_f è scelto opportunamente piccolo. Le ordinate dei vari gradini sono pertanto i coefficienti $v_0, v_1, v_2, \dots, v_N$ sopra considerati. M rappresenta il numero totale di macchine in funzione e ponendo $M = 100$ la formula generale diventa:

$$R_N = 100 - (R_0 \cdot v_N + R_1 \cdot v_{N-1} + \dots + R_{N-1} \cdot v_1)$$

che rappresenta la « frazione attesa » o « coefficiente di reintegro » delle apparecchiature da sostituire alla fine del periodo ennesimo.

Il calcolo successivo è elementare, ma laborioso. Se si utilizza un elaboratore elettronico, è facile calcolare le « frazioni attese » per un numero di periodi tale da superare tutto il transitorio e arrivare al regime stazionario. Non riportiamo i tabulati, ma in figura 4 abbiamo disegnato le « curve » dell'andamento delle frazioni attese per i due casi esemplificati: funzione di sopravvivenza a campana e funzione di sopravvivenza a trapezio. Si può vedere che i quantitativi di testine da reintegrare con il crescere di t variano con andamento oscillante smorzato intorno ad un valore medio. La stabilizzazione della « frazione attesa » R_N , da reintegrare, avviene tanto più rapidamente quanto più dolce è l'andamento della funzione di sopravvivenza e avviene su valori corrispondenti al reciproco della vita media degli apparati considerati.

La considerazione del periodo « transitorio » interessa quindi i casi nei quali si parte da un gruppo di macchine tutte nuove. Tali periodi sono caratterizzati da oscillazioni, anche ragguardevoli, nella richiesta di attrezzature, per cui è necessario conoscerle per

prevedere le scorte adeguate: riteniamo opportuno tenerne sempre conto, anche in fase di esercizio avanzato, per prevedere, sia le condizioni sfavorevoli, sia la messa in funzione di qualche nuovo lotto di macchine.

La curva di sopravvivenza non può considerarsi una funzione determinabile una volta per tutte; essa varia con i lotti di produzione, con i progressi della

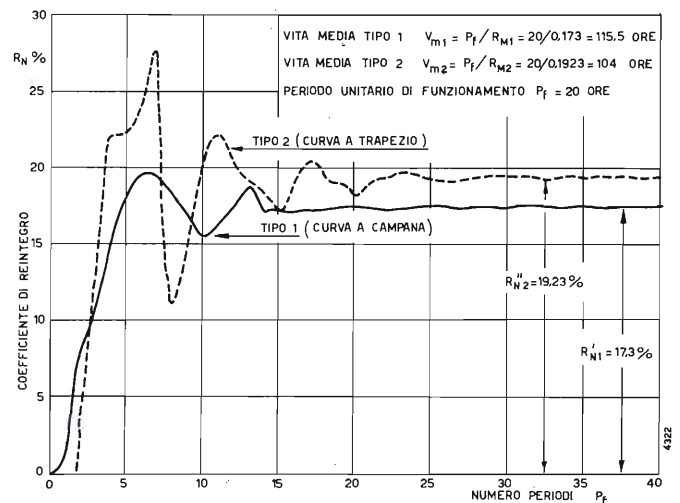


Fig. 4. — Andamento del coefficiente di reintegro per i due casi di fig. 3. Non è stato considerato reintegro la messa in esercizio di $R_0 = 100$ attrezzature.

tecnologia, ecc.; nel nostro caso non si può avere che per via empirica, dall'effettivo esercizio delle macchine con una rilevazione statistica di routine. Con i dati rilevati si fanno le nuove previsioni in base ad una certa quantità e qualità di servizio.

3. Richieste del servizio - Fabbisogni.

A questo punto possediamo i coefficienti di reintegro per i vari periodi di funzionamento, per cui siamo in grado, conoscendo l'effettiva « richiesta del servizio », giorno per giorno, di valutare il fabbisogno atteso di testine videomagnetice di ogni settimana o di ogni mese dell'anno. La « richiesta di servizio », che si prevede in un anno, dà il numero di ore-macchina per ogni giorno oppure per ogni quindicina o per ogni mese di un anno (come nel nostro esempio).

Non si entra nel merito della valutazione di queste previsioni né sui criteri con i quali viene definito il numero totale M delle macchine in lavoro.

Si assume come periodo unitario (periodo d'approvvigionamento), quello che può interessare ai fini del problema: nel caso nostro si è assunto, per semplicità, il mese, ma in realtà i calcoli vengono fatti per quindicina, perché l'approvvigionamento è considerato quindicinale.

Si suppone che i reintegri avvengano a fine periodo (mese nell'esempio) e, ovviamente, per numeri interi, per cui è necessario nei calcoli scartare le parti decimali che vengono accreditate al periodo successivo.

La « richiesta di servizio » è tabellata per un anno ma i conteggi successivi verranno estesi a più anni (quattro nell'esempio) per considerare sia la fase transitoria del fenomeno, sia quella di regime: ciò consente un'analisi completa che non si avrebbe con altri procedimenti più semplici, che in realtà si possono adottare, quando ci si preoccupi solo della fase di regime.

Per estendere i calcoli su quattro (o più) anni si ripetono mensilmente le « richieste di servizio » del primo anno. Qualora si volesse valutare l'effetto di una tendenza annuale, se ne potrebbe benissimo tener conto nell'assegnare a valori ai periodi successivi e arrivare a determinarne gli effetti nel tempo.

Occorre ora utilizzare i coefficienti di reintegro precedentemente determinati, cioè R_1, R_2, \dots, R_N relativi ai vari periodi di funzionamento di P_f ore. All'uopo calcoliamo quanti periodi interi P_f sono contenuti nelle richieste di servizio S_1 , facendo slittare al mese successivo la parte decimale; avremo:

$$S_1/P_f = N_{p1} + R_{p1}$$

dove N_{p1} è la parte intera di S_1/P_f e R_{p1} quella decimale. Così di seguito avremo:

$$S_2/P_f + R_{p1} = N_{p2} + R_{p2}$$

$$S_3/P_f + R_{p2} = N_{p3} + R_{p3}$$

con ovvio significato delle operazioni successive. Evidenziando gli N_p al primo membro, per l' i -esimo periodo d'approvvigionamento, avremo la formula ricorrente:

$$N_{pI} = \text{INT} \left[\left(\sum_{i=1}^I S_i \right) / P_f - \sum_{i=1}^{I-1} N_{pi} \right]$$

Con la notazione $\text{INT}[Z]$ s'intende la funzione: « parte intera di Z ».

Con i vari N_{pi} si calcolano i fabbisogni mensili di attrezzature. Anche qui l'uso di elementi discreti impone la discriminazione della parte intera da quella decimale, che slitta al periodo d'approvvigionamento successivo.

Ricordiamo che M è il numero degli apparecchi contemporaneamente in funzione e quindi il fabbisogno testine del primo periodo d'approvvigionamento è:

$$M \sum_{n=1}^{N_{p1}} R_n = T_1 + D_1$$

dove T_1 è la parte intera e D_1 quella decimale. A questo va, ovviamente, aggiunto il fabbisogno di M testine iniziali.

Per il secondo periodo si può scrivere:

$$M \sum_{n=N_{p1}+1}^{N_{p1}+N_{p2}} R_n + D_1 = T_2 + D_2$$

e così via. Anche qui evidenziando T_1, T_2, \dots ecc. si ha l' i -esimo periodo di approvvigionamento:

$$T_i = \text{INT} \left[\left(R_1 + R_2 + \dots + R_{(N_{p1}+N_{p2}+\dots+N_{pi})} \right) \times M - \sum_{i=1}^{I-1} T_i \right]$$

e ponendo $C_1 = N_{p1}, C_2 = N_{p1} + N_{p2},$

$$C_i = N_{p1} + N_{p2} + \dots + N_{pi} = \sum_{i=1}^I N_{pi}$$

risulta:

$$T_i = \text{INT} \left[\sum_{i=1}^{C_i} R_i \times M - \sum_{i=1}^{I-1} T_i \right]$$

Risulta quindi elementare, anche se laborioso, ottenere i fabbisogni attesi di testine $T_1, T_2, T_3, \dots, T_N$, che servono per rispondere al servizio richiesto con apparecchi di cui è nota la curva di sopravvivenza.

4. Valutazione parco attrezzature.

A questo fabbisogno si risponde dapprima con apparati nuovi, poi, quando disponibili, con apparati revisionati, fino a lavorare sempre con apparati usati, quando si è costituito un parco testine sufficiente alla gestione. Si è detto che, quando consumate, le testine possono essere rigenerate inviandole alla fabbrica. Il periodo di tempo per ottenere questo, che chiameremo periodo di rigenerazione P_r , può essere desunto dai dati storici o dai dati contrattuali o tecnici. In un primo momento supponiamo quindi P_r unico e ben determinato. Avremo pertanto che, per un generico periodo d'approvvigionamento I , dovranno essere fornite T_1 testine nuove o rigenerate e che alla fine di detto periodo queste T_1 , ormai esaurite, vanno al ripristino; esse saranno nuovamente disponibili dopo il tempo P_r , cioè per il periodo d'approvvigionamento $I + P_r$.

Il gioco delle forniture di testine, degli invii e dei reintegri può essere compreso con il ricorso del grafo di figura 5.

Trattasi di un grafo, in un certo senso singolare, perché indefinito in quanto rappresentativo di un fenomeno che si evolve nel tempo. Ciò porta a qualche complicazione grafica: s'intende che gli archi che terminano sulla linea HH sono da saldarsi con i successivi, che nascono dalla linea KK. Si può pensare ad un grafo che dovrebbe essere disegnato su una superficie cilindrica con successioni elicoidali degli archi.

Il nodo F rappresenta la fabbrica che approvvigiona gli apparati nuovi ai vari nodi tutte le volte che è necessario, gli altri nodi rappresentano l'utenza nei periodi successivi e nel nodo sono indicate le domande relative. I nodi che raffigurano i periodi sono contemporaneamente utenze che assorbono T_i unità e sorgenti che forniscono T_i unità per il nodo $I + P_r$. I rifornimenti della fabbrica F che arrivano a nodi interni, sono indicati ripetendo il simbolo della fabbrica, costituito da due cerchietti che circondano il numero delle unità nuove rifornite (anziché disegnando il collegamento fra il nodo e il simbolo centrale della fabbrica).

In figura 5 è stato raffigurato il grafo per periodi d'approvvigionamento mensili e richieste, nei vari mesi, calcolate sulla base della curva a campana a fronte della stessa richiesta di servizio indicata in tabella I (questa tabella è peraltro relativa al grafo di fig. 6).

Il problema della determinazione dei quantitativi da muovere lungo gli archi del grafo è un problema di trasferimento da sorgenti di una data disponibilità (i nodi raffiguranti i periodi d'approvvigionamento o la fabbrica F , a sedi con date esigenze (i fabbisogni mensili). In problemi di questo tipo vi sono generalmente da associare, ai quantitativi da trasportare, anche i costi relativi; però nell'esempio che stiamo svolgendo i costi di trasferimento sono ben noti (costi

d'acquisto per le unità provenienti da F e costo di ripristino per le unità provenienti da altri nodi) e il notevole divario tra i due costi fa sì che la soluzione ottima del problema consista nel ridurre al minimo l'acquisto.

Il problema si riduce pertanto alla valutazione del flusso minimo che partendo da F soddisfa, nelle ipotesi fatte, le richieste dei nodi; se poi vi fossero altre alternative possibili, si potrebbero determinare nuovi flussi minimi e ricercare la soluzione che offra il costo globale di gestione minimo.

Il flusso minimo, uscente dalla sorgente F e soddisfacente le richieste dei nodi, costituisce il « parco » minimo che si voleva determinare.

Vale per tutti i nodi, eccetto F , il principio di conservazione, mentre per tutti gli archi non vi sono limiti di capacità, ma vi è la condizione di portare quantitativi interi non negativi. Per un generico nodo I potremo avere:

- a) entrata (eventuale) di testine dal periodo precedente ($I-1$) come rimanenza non usata $R_{(I-1)}$;
- b) entrata di testine rigenerate provenienti dal periodo ($I - P_r$) e pari al consumo di quel periodo $T_{I - P_r}$;
- c) uscita di testine consumate verso $I + P_r$ in numero pari al consumo di I cioè T_I ;
- d) uscita di testine verso $I + 1$ come rimanenza di eventuali eccedenze R_{I+1} ;
- e) entrata eventuale da F per sopperire a deficienze del parco.

Evidentemente per ogni nodo potremo scrivere la equazione d'equilibrio:

$$\Sigma \text{ entrate} = \Sigma \text{ uscite.}$$

Tenendo poi presente che quanto detto in b), c) corrisponde a dati noti, con l'equazione d'equilibrio è facile calcolare gli altri elementi del grafo procedendo dal primo periodo in avanti. Il grafo inizia dalla messa in esercizio delle M attrezzature e idealmente prosegue all'infinito: nel nostro esempio (richiesta di servizio mensile per un anno) è stato prolungato per quattro anni, con le stesse richieste servizio nei vari anni, allo scopo di tener conto, sia del periodo transitorio caratterizzato da punte di domanda, sia di quello a regime in cui le domande riflettono esattamente l'andamento delle richieste di servizio. Si arriva a regime quando si stabilisce un flusso, lungo il grafo, che si autosostiene senza ricorrere alla

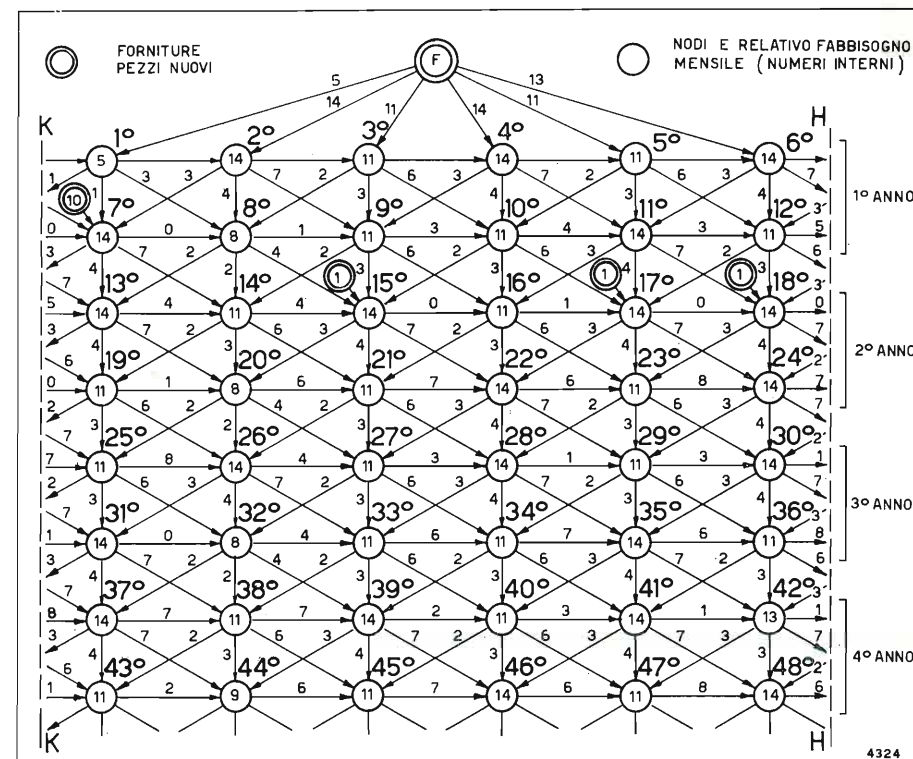


Fig. 6. — Grafo simile a quello di fig. 5 nel caso in cui, anziché considerare un periodo di ripristino unico di 7 mesi si considerino tre periodi di ripristino: 5 mesi con probabilità del 20%, 6 mesi con probabilità del 30% e 7 mesi con probabilità del 50%.

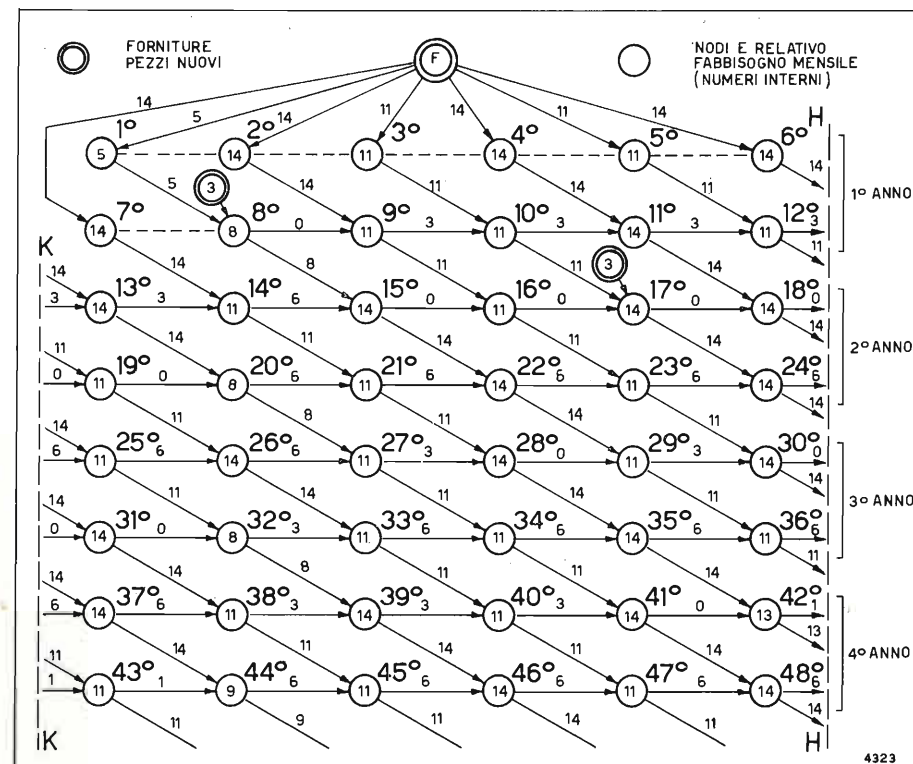


Fig. 5. — Grafo per la gestione di $M=16$ apparecchi di registrazione-riproduzione su nastro che usano testine videomagnetice di tipo 1 (fig. 3a) o di tipo 2 (fig. 3b). Il periodo d'approvvigionamento è supposto di un mese; questo è indicato dal numero esterno che vi è accanto ai cerchietti (nodi). Il numero interno indica il fabbisogno mensile. Il periodo di ripristino delle testine deteriorate è supposto di 7 mesi.

sorgente F e soddisfacendo alle domande dei nodi. In questa situazione la somma dei quantitativi usciti da F , aggiunta alla quantità iniziale di testine M , dà il totale del parco nelle condizioni di gestione considerate.

Si era detto di non considerare, dapprima, le « morti » della regione dell'« infanzia »: ciò viene fatto escludendo dalla determinazione della curva di sopravvivenza le attrezzature che fanno avaria entro le prime 10 ore. Queste « morti » in effetti esistono e di esse si tiene conto sotto forma di percentuale di « scarti al collaudo » (noti dalle indagini campionarie). Il parco è pertanto costituito da:

- 1) le attrezzature inserite nelle macchine (M);
 - 2) le attrezzature acquistate lungo tutto l'arco del periodo transitorio;
 - 3) gli scarti al collaudo avuti sulla voce 2);
- la somma 1) + 2) + 3) costituisce il parco minimo.

Un'ulteriore approssimazione del procedimento si ha introducendo, nel calcolo del grafo, elementi probabilistici nella valutazione di P_r . In realtà, infatti, non è sempre facile trovarsi con un periodo di rigenerazione ben preciso e, anche nel nostro caso, molte cause, in parte sfuggenti al controllo, rendono P_r una variabile probabilistica. È possibile, però, fare delle induzioni con i risultati dell'immediato passato: si può decidere di assegnare a P_r il valore medio e procedere col calcolo come detto sopra, oppure si possono prendere più valori di P_r (noi ne abbiamo presi tre) e assegnare ad essi le probabilità di verificarsi che un'indagine statistica o una stima facciano emergere. Qualora si volesse valutare, per esempio, il parco di sicurezza si potrebbero assegnare valori che facciano rientrare i parametri nella fascia di confidenza stabilita.

Esaminiamo come viene modificato il grafo, in tale caso. Si veda l'esempio di figura 6 (lo stesso grafo a colori, disegnato in forma più espressiva appare nella copertina di questo fascicolo). In questo caso l'equilibrio di un nodo viene modificato nelle voci b) e c) che diventano:

b) entrata di testine rigenerate che provengono:

b₁) dal nodo $I - P_{r1}$ in numero di INT
($p_1 T_{I-P_{r1}} + 0,5$),

b₃) dal nodo $I - P_{r3}$ in numero di INT
($p_3 T_{I-P_{r3}} + 0,5$),

b₂) dal nodo $I - P_{r2}$ in numero di:

$T_{I-P_{r2}} - \text{INT}(p_1 T_{I-P_{r2}} + 0,5) - \text{INT}(p_3 T_{I-P_{r2}} + 0,5)$,

c) uscita di testine da rigenerare che assommano a T_I e che vanno:

c₁) al nodo $I + P_{r1}$ in numero di INT ($p_1 T_I + 0,5$),

c₃) al nodo $I + P_{r3}$ in numero di INT ($p_3 T_I + 0,5$),

c₂) al nodo $I + P_{r2}$ in numero di T_I meno le precedenti.

Poiché p_1, p_2, p_3 sono numeri inferiori a 1 e le attrezzature da gestire non sono frazionabili, si è adattata la funzione INT (Z) con l'artificio di scrivere INT ($Z + 0,5$), allo scopo di far corrispondere al numero non intero Z il numero intero più vicino. Ciò è stato fatto per i quantitativi indicati sopra in b₁), b₃), c₁), c₃) mentre, ovviamente, per il rimanente quantitativo di ogni terna cioè b₂) e c₂) si è ricorsi al calcolo per differenza.

Per chiarire, riferiamoci alla figura 6 e prendiamo, per esempio, il nodo 9° della seconda riga del grafo (settembre del primo anno). In esso vengono consu-

mate ed inviate al ripristino 11 testine. Queste vengono spedite per il ripristino e saranno disponibili per nodi seguenti. I calcoli statistici, nel nostro esempio, hanno indicato come periodi di ripristino:

5 mesi con probabilità $p_1 = 0,2$

6 mesi con probabilità $p_2 = 0,3$

7 mesi con probabilità $p_3 = 0,5$

di conseguenza le 11 testine si ripartiscono come segue:

c₁) INT ($0,2 \times 11 + 0,5$) = 2 verso il nodo 14° cioè dopo 5 mesi,

c₃) INT ($0,5 \times 11 + 0,5$) = 6 verso il nodo 16° cioè dopo 7 mesi,

e le rimanenti:

c₂) 11 - (2 + 6) = 3 verso il nodo 15° cioè dopo 6 - mesi.

Tali conteggi fatti, per tutti i nodi, dall'algoritmo indicato, fanno sì che al medesimo nodo 9° affluiscono dai nodi (mesi) precedenti:

b₁) 3 dal nodo 4° pari a INT ($0,2 \times 14 + 0,5$),

b₃) 7 dal nodo 2° pari a INT ($0,5 \times 14 + 0,5$),

b₂) 3 dal nodo 3° pari a 11 - INT ($0,2 \times 11 + 0,5$) - INT ($0,5 \times 11 + 0,5$).

Queste operazioni vengono a determinare i flussi di quasi tutti gli archi convergenti nel nodo 9°; manca solamente sapere se gli afflussi sono sufficienti o esuberanti o insufficienti. In realtà è nota anche la rimanenza $R_{i8} = 1$ del mese precedente (da operazioni precedenti quelle relative al nodo 9° preso ad esempio). La somma delle entrate note è pertanto:

$$3 + 7 + 3 + 1 = 14.$$

La somma delle uscite note è 11 (pari sempre al consumo del nodo). La differenza $14 - 11 = 3$ (positiva), è, pertanto, il numero d'attrezzature che vanno, come rimanenza, al successivo 10° nodo. Se questa differenza fosse stata negativa, ciò avrebbe indicato un afflusso inferiore alla necessità con la conseguenza di un acquisto alla fabbrica, per un pari numero, mentre, ovviamente, la rimanenza sarebbe stata nulla (è il caso dei nodi collegati, in fig. 6, con F).

In generale chiamando con X la differenza sopra introdotta, per il generico nodo I si ha:

$$X = \text{INT}(p_1 \cdot T_{I-P_{r1}} + 0,5) + [T_{I-P_{r2}} - \text{INT}(p_1 \cdot T_{I-P_{r2}} + 0,5) - \text{INT}(p_3 \cdot T_{I-P_{r3}} + 0,5)] + \text{INT}(p_3 \cdot T_{I-P_{r3}} + 0,5) + R_{iI-1} - T_I,$$

e quindi:

$$\begin{aligned} \text{per } X > 0 & , R_{iI} = X , F_I = 0 , \\ \text{per } X = 0 & , R_{iI} = 0 , F_I = 0 , \\ \text{per } X < 0 & , R_{iI} = 0 , F_I = X . \end{aligned}$$

L'algoritmo viene così a calcolare successivamente tutti i valori di flusso del grafo.

Sono state fatte alcune approssimazioni, a causa soprattutto della necessità di trattare con numeri interi, ma abbiamo potuto verificare che la presenza d'elementi aleatori rende più che sufficiente la finezza del procedimento.

Il grafo di figura 6 rappresenta un esempio dell'algoritmo che potrebbe essere fatto anche manualmente, ma in pratica tutto il metodo è stato tradotto in programma per un elaboratore elettronico che fornisce tutti i dati più significativi in pochi minuti.

Le entrate (input) sono:

- a) curva di sopravvivenza delle testine dedotta col metodo campionario e fornita all'elaboratore sotto forma di tabella (v_1, v_2, \dots, v_N di fig. 3a o b);
- b) numero M delle attrezzature in funzione (che si suppongono dividersi equamente il lavoro, cosa che appunto è verificata nel nostro caso);

TESTINE VIDOMAGNETICHE TIPO 1. RICHIESTA SERVIZIO ANNUO 16800				
PERIODI RIPRISTINO 5.6.7 MESI CON PROBABILITA 0.2.0.3.0.5				
a) MACCHINE M=16	b)	c)	d)	
MESE	RICH. SERV.	FABB. TEST.	ACQUISTO	RIMANENZA
1	1440	5	5	0
2	1440	14	14	0
3	1440	11	11	0
4	1512	14	14	0
5	1512	11	11	0
6	1512	14	13	0
7	1512	14	10	0
8	864	8	0	1
9	1344	11	0	3
10	1344	11	0	4
11	1440	14	0	3
12	1440	11	0	5
13	1440	14	0	4
14	1440	11	0	4
15	1440	14	1	0
16	1512	11	0	1
17	1512	14	1	0
18	1512	14	1	0
19	1512	11	0	1
20	864	8	0	6
21	1344	11	0	7
22	1344	14	0	6
23	1440	11	0	8
24	1440	14	0	7
25	1440	11	0	8
26	1440	14	0	4
27	1440	11	0	3
28	1512	14	0	1
29	1512	11	0	3
30	1512	14	0	1
31	1512	14	0	0
32	864	8	0	4
33	1344	11	0	6
34	1344	11	0	7
35	1440	14	0	6
36	1440	11	0	8
37	1440	14	0	7
38	1440	11	0	7
39	1440	14	0	2
40	1512	11	0	3
41	1512	14	0	1
42	1512	13	0	1
43	1512	11	0	2
44	864	9	0	6
45	1344	11	0	7
46	1344	14	0	6
47	1440	11	0	8
48	1440	14	0	6

e) PARCO TEORICO=M+ACQUISTO*SCARTO+ACQUISTO*IOS

c) ore di servizio previste per un'attrezzatura per ogni periodo dell'anno;

d) periodo d'approvvigionamento e periodo di ripristino (o periodi di ripristino con le rispettive probabilità).

L'uscita (output) del programma è:

- a) la tabella dei coefficienti di reintegro;
 - b) la tabella dei fabbisogni per ogni periodo d'approvvigionamento;
 - c) la tabella degli acquisti di nuove unità per ogni periodo d'approvvigionamento;
 - d) la tabella dei superi per ogni periodo d'approvvigionamento;
 - e) il parco totale testine per una gestione a regime.
- La tabella sotto riportata contiene le uscite b), c), d), e) per l'esempio considerato.

Avuto il parco testine è facile determinare il costo di gestione annuo corrispondente ad un certo servizio e a certe condizioni d'approvvigionamento.

Dall'esame dei risultati si possono studiare molti elementi di gestione del problema, come il periodo d'approvvigionamento economico, alternative sulla modalità di rigenerazione critica (cioè che comincia a rendere più conveniente l'acquisto piuttosto che la rigenerazione), il programma degli acquisti, ecc., e anche valutare dati tecnici in confronto a quelli economici nella scelta del tipo della testine e nella politica di usura delle stesse (esempio: utilità di spese per provvedimenti per ridurre l'usura, prolungamento della vita fuori standard per lavorazioni secondarie, ecc.).

A titolo d'esempio si accenna ad un tipo d'esame che può essere fatto. A parità di altre condizioni, la lunghezza di P_r è determinante per la consistenza del parco e quindi i provvedimenti atti a ridurlo possono portare a economie d'esercizio.

(1123)

BIBLIOGRAFIA

1. - CHURCHMAN, ACKOFF, ARNOFF: *Introduction to operations research*. « John Wiley », 1967.
2. - FORD FULKERSON: *Flows in network*. « Princeton University Press », 1962.
3. - KAUFMANN: *Méthodes et modèles de la recherche opérationnelle*. Tome 1^{er}. « Dunod », Parigi, 1962.



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

METODO DI PROGETTO PER FILTRI COMBINATORI AUDIO-VIDEO

GIULIO PAOLO PACINI (*)

SOMMARIO — Dopo una descrizione dei circuiti attualmente più usati per la combinazione su un'unica antenna della potenza d'uscita dei trasmettitori audio e video (capo 2) vengono prese in considerazione, dal punto di vista del progetto, le principali caratteristiche di un filtro combinatorio e cioè: caratteristiche di attenuazione (capo 3), caratteristiche di fase (capo 4), modulazione sincrona di ampiezza audio (capo 5). Il capo 6 è dedicato a considerazioni concernenti il coefficiente di qualità di risuonatori a costanti distribuite e ai criteri per ottenere in pratica i valori voluti. Seguono considerazioni sulle massime sollecitazioni elettriche (capo 7) ammesse in sistemi a costanti distribuite e sui sistemi di compensazione e controlli (capo 8) per un esercizio sicuro delle unità combinatrici. È infine descritto il criterio di progetto mediante calcolatore elettronico (capo 9) per i filtri in oggetto. La scarsa letteratura tecnica concernente i metodi di progetto di queste unità combinatrici ha portato a sviluppare un sistema di calcolo, in parte originale, che, impostato in forma rigorosa, consente semplificazioni ed approssimazioni per una formulazione semplice del progetto. (In questo fascicolo è pubblicata la parte comprendente i primi cinque capi).

1. Generalità.

La trasmissione di un programma televisivo richiede l'irradiazione contemporanea del segnale video e del segnale audio.

Escludendo il sistema d'irradiare mediante due antenne separate la potenza video e quella audio, perché antieconomico e non privo d'inconvenienti, si pone il problema d'alimentare un'unica antenna con i due trasmettitori, pur conservando tra loro il necessario disaccoppiamento. Ciò viene ottenuto mediante un'unità combinatoria.

Il tipo di circuito attualmente più usato è il doppio ponte a filtri con impedenza d'entrata costante. Si accenna anche ad un circuito con circolatori a ferrite, le cui maggiori perdite possono essere giustificate dalla semplicità circuitale, anche se attualmente questa soluzione può essere riservata solo ai casi di limitata potenza.

In ogni caso, la presenza di queste unità combinatrici pone alcuni delicati problemi derivanti dal limitato scarto di frequenza tra il canale video e quello audio. Tali problemi da un punto di vista elettrico sorgono dalla necessità di distorcere il meno possibile il segnale televisivo e, da un punto di vista meccanico, d'ottenere una grande stabilità di funzionamento anche per forti potenze.

Le caratteristiche da prendere in considerazione nel progetto di un filtro combinatorio sono le seguenti:

- a) caratteristiche d'attenuazione;
- b) caratteristica di fase;
- c) modulazione sincrona d'ampiezza;
- d) impedenze d'entrata del filtro.

Quest'ultima caratteristica è legata alla scelta del circuito che viene descritto nel capitolo che segue.

(*) Dott. ing. Giulio Paolo Pacini della RAI.

Questo articolo è ricavato dalla omonima memoria presentata dall'autore al «7° Convegno Tecnico Componenti Elettronici» organizzato dall'ANIE a Milano il 9-10 settembre 1969. Tema del Convegno: «Filtri - Nuove realizzazioni e nuovi metodi di progetto». Pervenuto il 16 ottobre 1969.

Successivamente saranno considerate nell'ordine le prime tre caratteristiche sopra elencate.

2. Descrizione del circuito.

Il circuito a doppio ponte è costituito da due giunzioni ibride e da due circuiti risuonatori F identici tra loro (fig. 1).

Si ricorda che una «giunzione ibrida» è un circuito a quattro porte due a due «coniugate»: le porte coniugate sono isolate tra loro. La potenza applicata ad un terminale non appare al suo coniugato, ma si divide in parti uguali agli altri terminali; un circuito ibrido ideale è caratterizzato da un perfetto adattamento

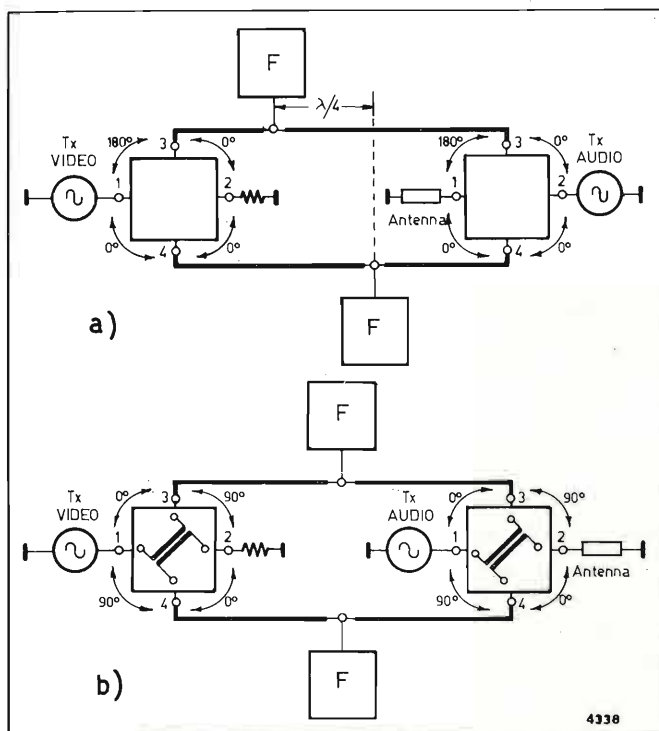


Fig. 1. — Schema di unità combinatrici audio video: a) con giunzioni ibride ad uscite 0° e a 180° (es. diplexer); b) con giunzioni ibride ad uscite 90° (es. accoppiatore 3 dB).

delle impedenze, da un isolamento infinito tra le porte coniugate e da un perfetto bilanciamento delle due uscite. Si attuano giunzioni ibride sia a costanti concentrate sia a costanti distribuite (in linea o in guida d'onda) e per quanto tra esse, anche se appartenenti allo stesso gruppo, vi sia una grande varietà nella configurazione fisica, per tutto vale lo stesso principio elettrico. L'unica differenza riguarda la relazione di fase tra i due segnali in uscita: per un gruppo la differenza di fase tra questi è 0° o 180°, per l'altro è di 90°.

Nella figura 2 è rappresentato il circuito equivalente di una giunzione ibrida realizzato a costanti concentrate con trasformatori ideali, valido anche per

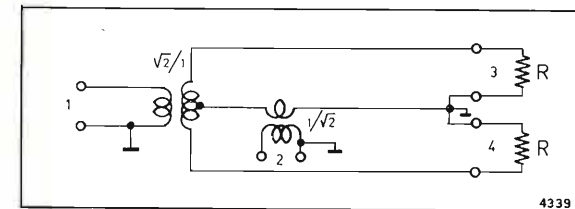


Fig. 2. — Circuito equivalente per giunzione ibrida con trasformatori ideali.

dispositivi in linea o in guida. Le porte coniugate sono 1-2 e 3-4; i segnali alle uscite 3 e 4 sono in controfase quando la potenza è applicata alla porta 1 e sono in fase quando è applicata alla porta coniugata 2.

Per la descrizione dello schema di figura 1 a) si fa riferimento al circuito indicato nella figura 3. Esso è costituito da un doppio ponte bilanciato, la cui carat-

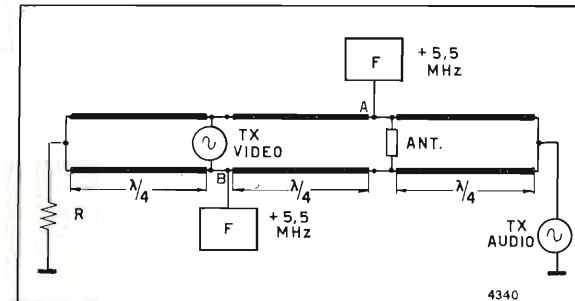


Fig. 3. — Schema di filtro combinatorio a doppio ponte.

teristica principale è quella d'avere l'impedenza d'entrata video costante e perfettamente adattata per tutte le frequenze, anche prossime alla portante audio; il circuito consente inoltre valori di disaccoppiamento molto elevati fra i trasmettitori. L'uscita del trasmettitore video viene simmetrizzata ed applicata a due linee di lunghezza eguale che alimentano in controfase l'antenna, anch'essa simmetrizzata. In parallelo all'antenna è posta una linea bilanciata in corto circuito, che essendo lunga $\lambda/4$ non applica alcun carico all'antenna.

Le tensioni agenti sui conduttori di questa linea oscillano in controfase alle frequenze video, per cui sul punto centrale si forma uno zero di tensione video. È in questo punto che viene posto il trasmettitore audio che perciò resta disaccoppiato dalla potenza video. In parallelo all'alimentazione video è posta un'analogo linea bilanciata lunga $\lambda/4$, sul cui punto centrale è derivata una resistenza d'assorbimento che, per essere anch'essa su un punto di zero video, non assorbe energia.

Sulle linee, nei punti A e B spostati tra di loro di $\lambda/4$, sono inseriti due circuiti identici la cui caratteristica è rappresentata (fig. 4) da un'acuta risonanza sulla portante audio ed un'antrisonanza sulla portante video, realizzati mediante cavità risonanti ad alto coefficiente di qualità.

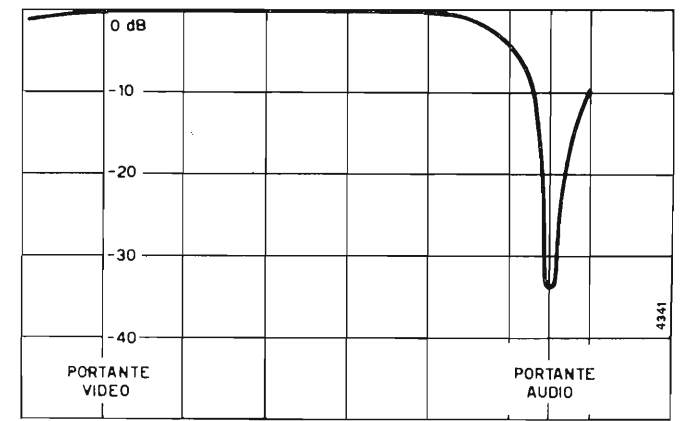


Fig. 4. — Caratteristica di attenuazione di un risuonatore audio per unità combinatoria.

L'energia del trasmettitore audio, inviata in parallelo sulle due linee (a questa frequenza i punti corrispondenti della linea bilanciata oscillano in fase), giunta nei punti A e B incontra un'impedenza molto bassa (corto circuito trascurando le perdite) e subisce una riflessione quasi totale. La componente riflessa della linea inferiore ha percorso una lunghezza $\lambda/2$, maggiore di quella della linea superiore, per cui l'energia audio torna all'antenna in controfase e da questa è raccolta ed irradiata, mentre non può più tornare sul trasmettitore audio.

L'esigua quantità d'energia audio che passa oltre le cavità, essendo in fase sulle due linee, non appare all'entrata video, ma può solo essere assorbita dal carico R. Con ciò quindi l'attenuazione delle frequenze audio verso il video è ottenuta come somma dell'attenuazione delle cavità e del disaccoppiamento del ponte bilanciato; ciò consente d'ottenere valori alquanto più elevati di quelli ottenibili con altri circuiti non a ponte.

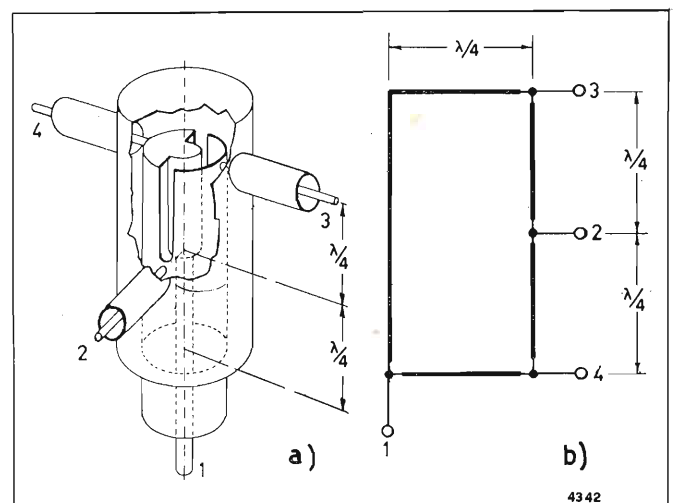


Fig. 5. — Circuito ibrido con uscite a 0° e a 180° nella realizzazione a diplexer a) e in quella ad anello b).

Infine tutta l'energia video corrisponde alle frequenze più alte di modulazione vicine alla portante audio, che non può raggiungere l'antenna perché parzialmente riflessa dalle cavità, torna in fase e quindi non può rientrare sul trasmettitore video, ma raggiunge il carico R. Perciò l'entrata video, non vedendo riflessione, resta ad impedenza costante.

Costruttivamente l'ibrido con due uscite sfasate di 0°-180° è indicato nella figura 5 a) (tipo a diplexer). Nella figura 5 b) è indicato un ibrido ad anello dello stesso tipo, costruttivamente più semplice però a banda più stretta; entrambi sono di tipo coassiale.

L'analisi del circuito figura 1 b) facente uso di un ibrido con uscite a 90° può essere condotta in modo analogo tenendo presenti le rispettive relazioni di fase alle uscite dell'ibrido indicate nella stessa figura. Nella figura 6 è indicata una possibile schematica realizza-

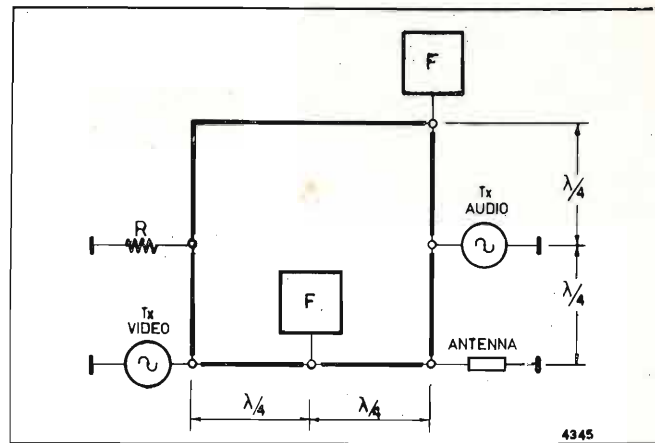


Fig. 7. — Circuito combinatore ad anello.

cuiti risuonatori. L'energia parzialmente riflessa da questi alle frequenze video più alte viene rinviata al circolatore e da questi smistata alla porta 3 su cui è posto un carico d'assorbimento; l'energia video che prosegue entra nel secondo circolatore ed è inviata all'antenna. L'energia del trasmettitore audio entra alla porta 4 del secondo circolatore e seguendo il senso di circolazione esce alla porta 1 e raggiunge i circuiti risuonatori; da questi è quasi totalmente riflessa per cui rientra nel circolatore alla stessa porta ed è inviata all'antenna.

Il carico posto sulla porta 3 del secondo circolatore serve a raccogliere tutta la riflessione d'antenna, sia video sia audio. Quest'ultima prestazione non è essenziale ai fini della combinazione, per cui i circolatori possono anche essere entrambi a 3 porte.

Si fa presente che il filtro vestigiale, necessario per la soppressione parziale della banda inferiore di modulazione video, molte volte è conglobato con l'unità combinatoria. In tal modo si realizza un'economia di spazio e di costo per un filtro a impedenza d'entrata costante anche nella banda soppressa (1).

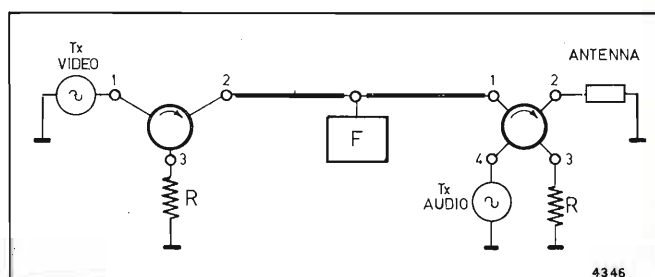


Fig. 8. — Unità combinatoria con circolatori a ferrite.

3. Caratteristiche di attenuazione.

La caratteristica d'attenuazione nella banda video dovrà essere contenuta nella maschera di tolleranza per la risposta del trasmettitore video stabilita dalle norme di trasmissione (fig. 9). L'attenuazione introdotta dai risuonatori alle frequenze più elevate della banda video porterebbe, se di valore troppo elevato, ad una perdita di dettaglio nei segnali in bianco e nero e ad una desaturazione per segnali a colori.

(1) PACINI G. P.: Filtro combinatorio e vestigiale UHF da 25 kW. «Elettronica», N. 1, 1963, p. 2.

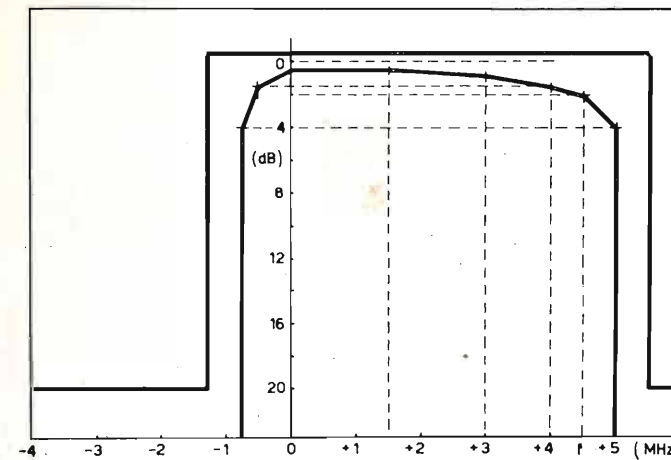


Fig. 9. — Maschera di tolleranza per la risposta del trasmettitore video

L'attenuazione del segnale audio deve dare luogo a perdite che corrispondano ad un accettabile compromesso con il rendimento e il costo dell'impianto e, soprattutto devono essere limitate in vista della necessaria stabilità dei circuiti.

Le caratteristiche d'attenuazione di un'unità combinatoria sono determinate dall'andamento delle impedenze dei circuiti risuonatori F in essa impiegati.

Si premettono perciò le relazioni che legano i valori d'attenuazione del circuito ai parametri reattivi e dissipativi dei risuonatori.

3.1. ATTENUAZIONE DI UN FILTRO DERIVATO SU UNA LINEA DI TRASMISSIONE - CARATTERISTICA DI ATTENUAZIONE VIDEO.

Si consideri una linea d'impedenza caratteristica R_c , di lunghezza s qualunque, alimentata con un generatore di f.e.m. V e resistenza interna R_c e supponiamo di derivare in parallelo al carico R_c un filtro d'impedenza Z (fig. 10). L'attenuazione dovuta alla presenza del filtro, attenuazione che qui si considera come rapporto tra la potenza di riferimento

$$P_R = V^2/4 R_c$$

che si avrebbe sul carico in assenza del filtro e la

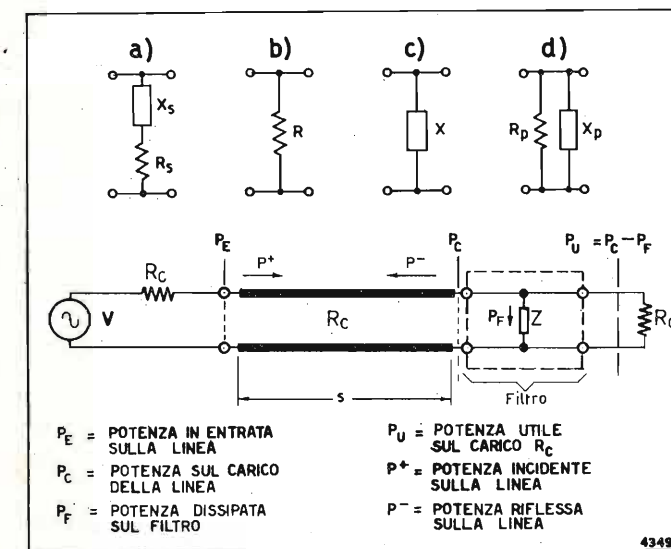


Fig. 10. — Linea caricata attraverso un filtro.

potenza utile P_u effettivamente raccolta sul carico R_c dipende da tre fattori:

- 1) attenuazione per riflessione dovuta al fatto che il carico, essendo diverso da R_c , rifiuta parte dell'energia incidente;
- 2) attenuazione per dissipazione sulla componente ohmica equivalente alle perdite del filtro, dell'energia che riesce ad entrare nel filtro stesso;
- 3) attenuazione della linea a monte del filtro che aumenta all'aumentare del rapporto di onde stazionarie sulla linea.

Tutti e tre questi fattori sono funzione dell'impedenza Z del filtro.

Se il filtro è del tipo risonante serie (fig. 10 a):

$$Z = R_s + j X_s' = R_c (r_s + j x_s)$$

[ove si sono espressi i parametri dell'impedenza in forma normalizzata rispetto all'impedenza caratteristica R_c della linea: $r = R/R_c$; $x = X/R_c$], l'attenuazione in dB calcolata sui due primi termini 1) e 2) assume il valore:

$$[1] \quad A = 10 \log_{10} \left[1 + \frac{1 + 4 r_s}{4 (r_s^2 + x_s^2)} \right] \text{ dB},$$

che alla risonanza ($x_s = 0$ fig. 10 b) diventa:

$$[2] \quad A = 20 \log_{10} \left[1 + \frac{1}{2 r_s} \right] \text{ dB},$$

e per scarti di frequenza dalla risonanza per i quali possano essere considerate trascurabili le perdite del filtro, cioè per $r_s \ll x_s$ ed $r_s \ll 1$ (fig. 10 c) la [1] diventa:

$$[3] \quad A = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{1}{4 x_s^2} \right) \text{ dB}.$$

Nel caso in cui la Z sia del tipo risonante parallelo (fig. 10 d) l'espressione dell'attenuazione diventa:

$$[4] \quad A = 10 \log_{10} \left[\left(1 + \frac{1}{2 r_p} \right)^2 + \frac{1}{4 x_p^2} \right] \text{ dB};$$

nel caso $X_p = \infty$, oppure $R_p = \infty$, si riottengono rispettivamente la [2] o la [3] corrispondenti ai casi b) e c) della figura 10.

Nelle figure 11 e 12 sono tracciate le curve corrispondenti alle funzioni [2] e [3]. Nella figura 13 sono tracciate le curve corrispondenti alle perdite nella linea a monte del filtro [fattore 3) sopra elencato] in

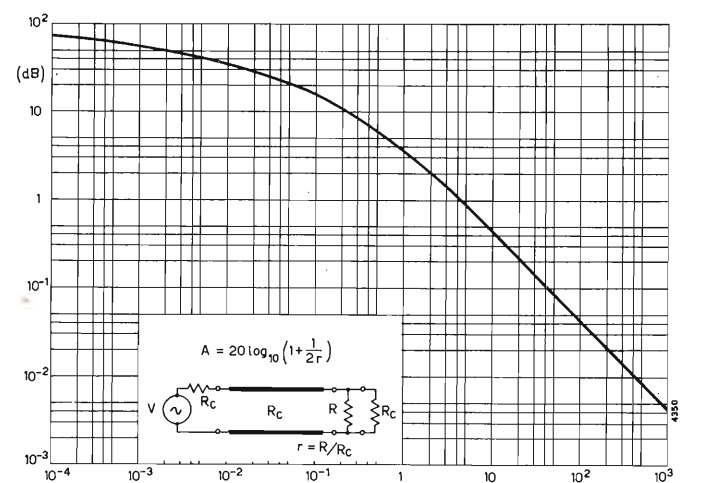


Fig. 11. — Grafico per il calcolo dell'attenuazione (ordinate) di un filtro puramente resistivo (alla risonanza) posto su una linea di trasmissione, in funzione di $r=R/R_c$ (ascisse).

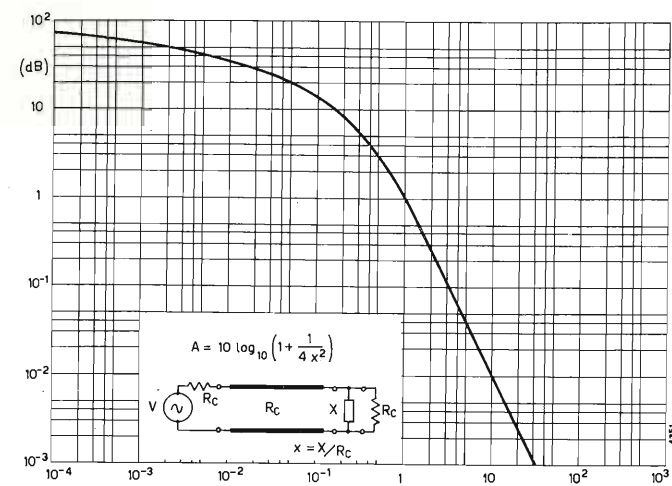


Fig. 12. — Grafico per il calcolo dell'attenuazione (ordinate) di un filtro puramente reattivo posto su una linea di trasmissione, in funzione di $x = X/R_c$ (ascisse).

funzione del rapporto di onde stazionarie stabilito sulla linea dalla presenza del filtro e in funzione dell'attenuazione che presenterebbe la stessa linea in onde progressive.

Il circuito duale, con filtro in serie alla linea, viene trattato in modo perfettamente simmetrico. Mediante la [1], conoscendo già il valore r_s corrispondente alle perdite ammesse alla portante audio (v. oltre 3.3.) è possibile ricavare il valore preliminare della reattanza x_s che deve realizzare il risonatore per un'attenuazione assegnata in uno o più punti della caratteristica video. Quando ancora non si conosce il valore r_s , o per un calcolo più rapido, è utilizzabile la [3] con buona approssimazione a condizione che non sia usata per frequenze troppo vicine alla risonanza (portante audio), ove il valore di x_s diventa dello stesso ordine di grandezza di r_s .

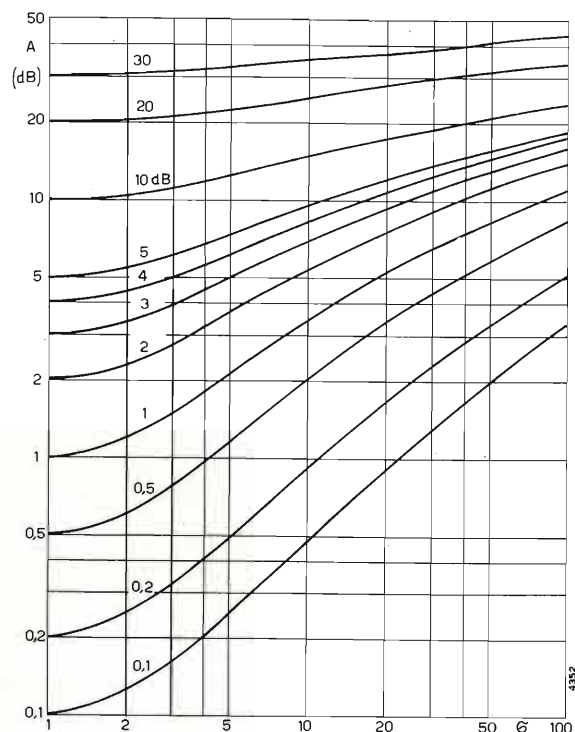


Fig. 13. — Attenuazione (ordinate) di una linea di trasmissione in onde stazionarie in funzione del rapporto di onde stazionarie σ (ascisse). Il parametro sulle curve indica l'attenuazione della stessa linea perfettamente adattata.

Per la valutazione dell'attenuazione alla portante video vedere oltre 6 — 3 = c), d, e).

3.2. CIRCUITI RISONATORI.

Un circuito risonatore (serie o parallelo) è completamente determinato mediante tre parametri: due per la parte reattiva ed uno per la parte resistiva. Per un circuito risonante serie in costanti concentrate i tre parametri sono induttanza L , capacità C e resistenza R o più utilmente una combinazione di essi: impedenza caratteristica

$$Z_0 = \sqrt{L/C}$$

frequenza di risonanza

$$f_0 = 1/2\pi \sqrt{LC}$$

e coefficiente di qualità $Q = Z_0/R$ (v. Tav. I sez. 1°-A).

Per un analogo circuito in costanti distribuite (risonante in $\lambda/4$) i tre parametri sono: l , c , r cioè induttanza, capacità e resistenza per unità di lunghezza. Si trascurano le perdite nei dielettrici. Analogamente nel calcolo si usano più agevolmente tre combinazioni di questi parametri: impedenza caratteristica della linea:

$$R_c = \sqrt{l/c}$$

frequenza di risonanza:

$$f_0 = 1/(4s \sqrt{lc})$$

e coefficiente di qualità:

$$Q = \beta R_c/r$$

dove s = lunghezza della linea (Tav. I sez. 2°-A).

Come si è visto nel capo 2, il circuito risonatore da inserire nelle unità combinatorie descritte deve presentare una risonanza alla frequenza f_a della portante audio e un'antirisonanza alla frequenza f_v della portante video. In costanti concentrate senza perdite il circuito si rappresenta come in figura 4. Gli elementi L_s e C_s risonano alla frequenza f_a (portante audio) dando luogo ad uno zero d'impedenza mentre alla frequenza della portante video $f_v < f_a$, gli stessi ele-

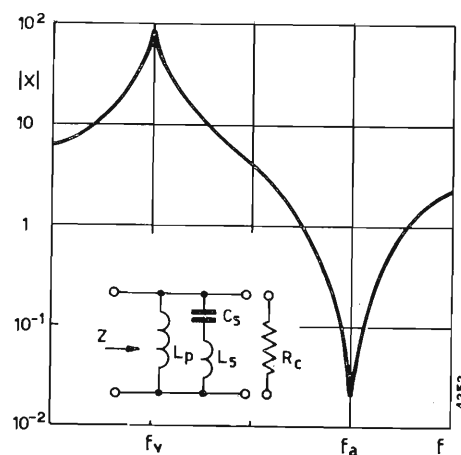


Fig. 14. — Circuito equivalente in costanti concentrate e relativa caratteristica di impedenza.

menti danno luogo ad una reattanza capacitiva, che risonando con L_p provocano l'antirisonanza. Si tratta di un circuito con un polo e uno zero (rispettivamente alla portante video e audio) e quindi è esprimibile nella forma

$$[4] \quad Z = j\omega L \frac{\omega^2 - \omega_a^2}{\omega^2 - \omega_v^2}$$

con:

$$L = L_p \cdot L_s / (L_p + L_s);$$

$$\omega_a^2 = 1 / (L_s \cdot C_s);$$

$$\omega_v^2 = 1 / (L_p + L_s) C_s$$

e il cui andamento è rappresentato in forma normalizzata nella stessa figura 14.

La maschera di tolleranza per la risposta del trasmettitore video indica quale deve essere l'andamento del taglio eseguito in prossimità della portante audio. La caratteristica d'attenuazione dei risonatori deve essere tale da conservare a livello la portante video,

ed arrivare a perdere non più di 2,5 ÷ 3 dB a 5 MHz sopra la portante video, considerando che nell'intera catena vi sono altri fattori di perdita; a 5,5 MHz si ha la risonanza che taglia la portante audio. Considerando quindi le bande laterali di modulazione audio in poco più di 400 kHz la caratteristica del filtro deve cadere da circa 3 dB ad una attenuazione dell'ordine dei 25 dB o più.

Il valore di quest'ultima attenuazione, e quindi il dimensionamento delle cavità, è scelto in base a considerazioni legate alle perdite ammesse nel filtro, alla stabilità, alla potenza del trasmettitore audio ed al disaccoppiamento (per quanto in un circuito a doppio

Tavola I
FORMULE APPROSSIMATE PER CIRCUITI RISONANTI
(ottenute con sviluppi in serie) valide intorno alla frequenza di risonanza $|\Delta f/f_0| \ll 1$

STRUTTURA DEL CIRCUITO	1°		2°		3°	
	RISONANZA SERIE A)	RISONANZA PARALLELO B)	RISONANZA SERIE A)	RISONANZA PARALLELO B)	RISONANZA SERIE A)	RISONANZA PARALLELO B)
PARAMETRI DI IDENTIFICAZIONE	$L \begin{cases} Z_0 = \sqrt{L/C} \\ f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \end{cases}$	$L \begin{cases} Y_0 = \frac{1}{Z_0} = \sqrt{C/L} \\ f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \end{cases}$	$l \begin{cases} R_c = \frac{1}{G_c} = \sqrt{l/c} \\ f_0 = \frac{v}{\lambda_0} = \frac{1}{4s\sqrt{lc}} \end{cases}$	$l \begin{cases} R_c = \frac{1}{G_c} = \sqrt{l/c} \\ f_0 = \frac{v}{\lambda_0} = \frac{1}{4s\sqrt{lc}} \end{cases}$	$R_c' = \frac{R_c}{\sin^2 a n \frac{\pi}{2}} = \frac{\sqrt{l/c}}{\sin^2 a n \frac{\pi}{2}}$	$G_c' = \frac{G_c}{\sin^2 a n \frac{\pi}{2}} = \frac{\sqrt{c/l}}{\sin^2 a n \frac{\pi}{2}}$
IMPEDENZE E AMMETTENZE DI ENTRATA	$Z_e = R + j2Z_0 \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{Z_0}{Q} + j2Z_0 \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{Z_0}{Q} [1 + j2Q \frac{\Delta f}{f_0}]$	$Y_e = G + j2Y_0 \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{Y_0}{Q} + j2Y_0 \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{Y_0}{Q} [1 + j2Q \frac{\Delta f}{f_0}]$	$Z_e = R_c \alpha s + jn \frac{\pi}{2} R_c \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{n\pi R_c}{4} + jn \frac{\pi}{2} R_c \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{n\pi R_c}{4} [1 + j2Q \frac{\Delta f}{f_0}]$	$Y_e = G_c \alpha s + jn \frac{\pi}{2} G_c \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{n\pi G_c}{4} + jn \frac{\pi}{2} G_c \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{n\pi G_c}{4} [1 + j2Q \frac{\Delta f}{f_0}]$	STESSE FORMULE SEZIONE 2° CON R_c' AL POSTO DI R_c	STESSE FORMULE SEZIONE 2° CON G_c' AL POSTO DI G_c
CONDIZIONI DI EQUIVALENZA AD UN CIRCUITO A COSTANTI CONCENTRATE			$Z_0 = \frac{n\pi}{4} \sqrt{l/c} = \frac{n\pi}{4} R_c$ $L = \frac{1}{2} l s$ $C = \frac{8}{(n\pi)^2} c s$ $R = n \frac{\lambda}{4} \alpha \sqrt{l/c} = \alpha s R_c$	$Z = \frac{4}{n\pi} \sqrt{l/c} = \frac{4}{n\pi} R_c$ $L = \frac{8}{(n\pi)^2} l s$ $C = \frac{1}{2} c s$ $R = \frac{4}{n\lambda \alpha} \sqrt{l/c} = \frac{R_c}{\alpha s}$	PER Z_0, L, C, R , VEDI SEZIONE 2° A) $Z_0' = \frac{Z_0}{\sin^2 a n \frac{\pi}{2}}$ $L' = \frac{L}{\sin^2 a n \frac{\pi}{2}}$ $C' = C \sin^2 a n \frac{\pi}{2}$ $R' = \frac{R}{\sin^2 a n \frac{\pi}{2}}$	PER Z_0, L, C, R , VEDI SEZIONE 2° B) $Z_0' = Z_0 \sin^2 a n \frac{\pi}{2}$ $L' = L \sin^2 a n \frac{\pi}{2}$ $C' = \frac{C}{\sin^2 a n \frac{\pi}{2}}$ $R' = R \sin^2 a n \frac{\pi}{2}$

Per la Sez. 3° $|\frac{\Delta f}{f_0} \cdot \frac{n\pi/2}{\tan(a n \pi/2)}| \ll 1$. In Sez. 3° sono trascurate le reattanze (o suscettanze) di accoppiamento. Per Sez. 1°: L, C, R = induttanza, capacità, resistenza; Z_0, f_0, Q = impedenza caratteristica, frequenza di risonanza, coefficiente di qualità. Per Sez. 2°, 3°: l, c, r = induttanza, capacità, resistenza per unità di lunghezza; R_c, f_0, Q = impedenza caratteristica, frequenza di risonanza, coefficiente di qualità; α, β = costante d'attenuazione, costante di fase; v, λ = velocità di propagazione, lunghezza d'onda.

ponete quest'ultimo fattore ha meno importanza). Si vede quindi che l'impedenza nell'intorno della risonanza serie deve variare in modo molto rapido: il circuito risonante serie deve fornire una reattanza la cui derivata rispetto alla frequenza nel punto di risonanza $(dX/df)_{f=f_a}$ sia molto alta, ossia deve avere un'impedenza caratteristica.

$$Z_0 = \sqrt{L_s/C_s}$$

che ad essa è proporzionale, molto elevata. Ciò risulta anche dall'espressione approssimata dell'impedenza Z d'entrata nell'intorno della frequenza di risonanza f_a : $Z \cong j 2 Z_0 \cdot \Delta f/f_a$ (v. Tav. I sez. 1°-A).

Si esaminano ora alcuni risuonatori che permettano di realizzare queste caratteristiche a costanti distribuite.

Il mezzo più diretto è quello di riprodurre mediante spezzoni di linea il circuito indicato nella figura 14. Un circuito risonante serie in linea si può ottenere con uno spezzone di linea lungo $\lambda/4$ (o multipli dispari) e aperto all'estremità; tuttavia in pratica questo semplice circuito non realizza le condizioni richieste a causa del valore troppo basso che è possibile ottenere in linea coassiale per l'impedenza caratteristica R_c .

È possibile tuttavia aumentare l'impedenza caratteristica equivalente di un circuito risonante serie (o dualmente diminuirla per un circuito risonante parallelo); si ottiene ciò accoppiando il risuonatore al circuito esterno anziché direttamente, mediante un dispositivo (in teoria un trasformatore ideale) che sia in grado di trasformare l'impedenza caratteristica del risuonatore o come si dice ridurre il « grado d'accoppiamento a » del risuonatore alla linea cui è collegato (da non confondersi col grado d'accoppiamento di un trasformatore che è indicato dal « coefficiente d'accoppiamento »); il rapporto di trasformazione sarà uguale alla radice quadrata del rapporto di trasformazione delle impedenze caratteristiche. Esistono diversi mezzi per ottenere questo risultato, basati sul trasformatore (o autotrasformatore) reale che, come è noto, dà luogo a « reattanze (o suscettanze) d'accoppiamento » di cui dovrà esserne tenuto conto quando esse assumono valori non trascurabili.

Nella figura 14 è indicato per linea bifilare (a sinistra) e per linea coassiale (a destra) uno dei più semplici mezzi per ridurre il grado d'accoppiamento a di un circuito risonante: per il risuonatore parallelo (fig. 15 a accoppiato induttivamente), l'ammettenza $Y = 1/Z_p$ presentata ai morsetti posti sulla linea in un punto intermedio (distante $a \lambda/4$ dal corto cir-

cuito), è rappresentata nell'intorno della risonanza e con le approssimazioni indicate nella Tav. I, dalla stessa formula che fornisce l'ammettenza all'estremo aperto ($a = 1$) salvo che l'impedenza caratteristica equivalente passa dal valore R_c al valore

$$R_c' = R_c \text{sen}^2 (a \pi/2)$$

(v. Tav. I - sez. 3°) per cui:

$$Y = \frac{1}{Z_p} = \frac{\pi}{4} \frac{1}{R_c \text{sen}^2 (a \pi/2)} \frac{1}{Q} + j \frac{\pi}{2} \frac{1}{R_c \text{sen}^2 (a \pi/2)} \frac{\Delta f}{f_0}$$

e ponendo $2Q \Delta f/f_0 = q$ si ha:

$$[5] \quad Y = \frac{\pi}{4} \frac{1}{R_c \text{sen}^2 (a \pi/2)} \frac{1}{Q} (1 + j q)$$

Dualmente per il risuonatore serie (fig. 15 b accoppiato capacitivamente), l'impedenza d'entrata Z_s ha un andamento uguale a quello del risuonatore con grado d'accoppiamento unitario, salvo che l'impedenza caratteristica equivalente ha il valore $R_c/\text{sen}^2 (a \pi/2)$ per cui:

$$[6] \quad Z_s = \frac{\pi}{4} \frac{R_c}{\text{sen}^2 (a \pi/2)} \frac{1}{Q} (1 + j q)$$

Si è supposto che le impedenze caratteristiche dei due tronchi di linea (in parallelo o in serie) siano eguali. In tal caso la lunghezza del risuonatore è ancora $\lambda/4$ come risulta dal fatto che la reattanza induttiva e quella capacitiva dei due tronchi (reattanze che alla risonanza devono essere uguali) sono proporzionali rispettivamente alla tangente e alla cotangente di due angoli elettrici complementari.

Nella Tav. I - sez. 3° è riassunto il caso più generale di risuonatori di lunghezza $n\lambda/4$ con l'indicazione dei limiti delle approssimazioni fatte. Si noti che nelle sezioni 2° e 3° non sono state considerate le reattanze (o suscettanze) d'accoppiamento. Nei casi indicati nella sez. 2° esse sono assolutamente trascurabili, nella sez. 3° possono anche non esserlo: in tal caso bisogna tenerne conto.

Il caso dei due tronchi a impedenza diversa (utile quando si desidera un accorciamento fisico del risuonatore) è esaminato oltre.

Per quanto visto, il circuito di figura 14 può essere realizzato in forma coassiale con un risuonatore avente una struttura indicata nella figura 16 a: i due tronchi capacitivo e induttivo inferiori danno luogo alla risonanza serie alla portante audio, mentre la linea superiore più corta di $\lambda/4$ e in corto circuito, rappresenta l'induttanza per l'antirisonanza alla portante video. Una seconda versione (fig. 16 b) di risuonatore (sempre ad accoppiamento capacitivo) sfrutta per l'antirisonanza una linea in serie lunga un po' meno di mezza onda; questa linea infatti alla frequenza audio trasferisce la risonanza serie del risuonatore sulla linea di transito R_c ; alla portante video l'impedenza del risuonatore è capacitiva e quindi la stessa linea, caricata con questa modesta capacità a questa frequenza diventa lunga $\lambda/2$, ed essendo aperta al suo estremo dà luogo alla risonanza parallelo. Dovendo questa linea essere sia allo zero sia al polo lunga $\lambda/2$ e nei due casi rispettivamente cortocircuitata e aperta all'estremo, la risonanza della cavità sarà leggermente spostata verso l'alto rispetto alla frequenza di zero all'entrata

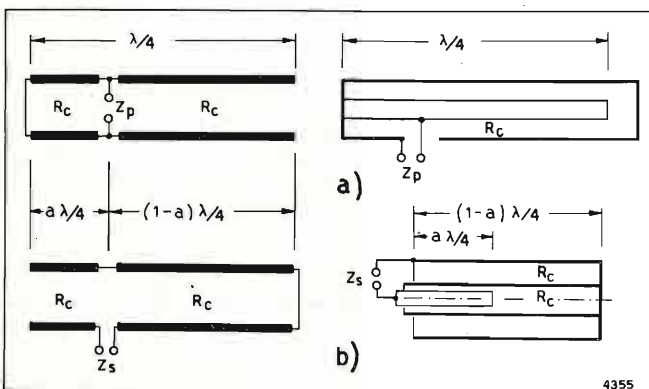


Fig. 15. — Sistemi per ridurre il grado di accoppiamento: (a) per un circuito risonante parallelo; (b) per un circuito risonante serie.

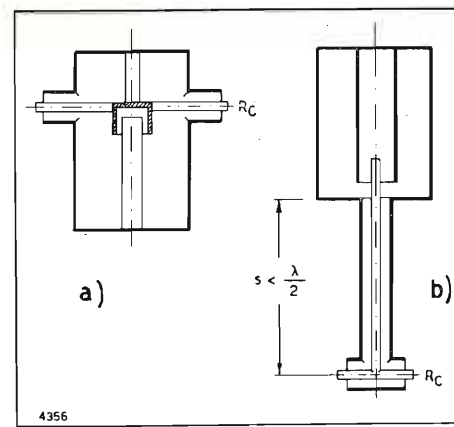


Fig. 16. — Strutture per la realizzazione in linea coassiale del circuito indicato in fig. 14.

della linea, e ciò per fornire la componente induttiva che allunga la linea a $\lambda/2$. L'effetto della suscettanza d'accoppiamento (in questo caso capacitiva) è quello d'allungare elettricamente la linea s .

Un secondo gruppo di cavità è possibile ottenerlo con accoppiamento induttivo; in questo caso il risuonatore di tipo parallelo dovrà avere un'impedenza caratteristica molto bassa.

Nella figura 17 a è rappresentato il caso duale del risuonatore di figura 16 b: la risonanza parallelo della cavità è trasferita sulla linea di transito R_c come risonanza serie mediante una linea lunga un po' meno

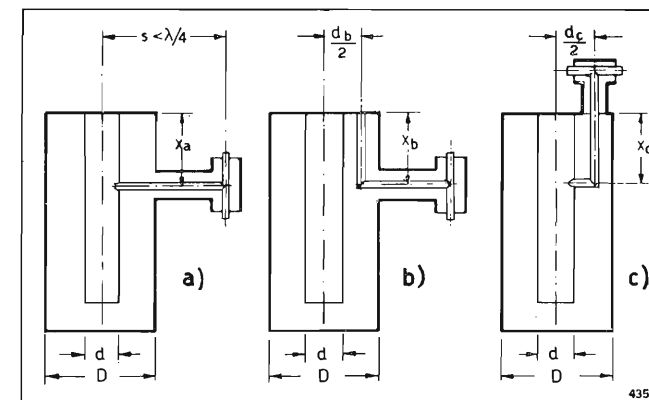


Fig. 17. — Strutture per la realizzazione in linea coassiale del circuito indicato in fig. 14.

di un quarto d'onda; mentre alla frequenza video quest'ultima linea, essendo cortocircuitata dall'induttanza residua che il risuonatore presenta a tale frequenza, dà luogo all'antirisonanza.

Nella figura 17 b e c è rappresentata la stessa cavità con accoppiamento a spira. Queste ultime versioni, in pratica sono da preferirsi per la facilità meccanica di rendere variabile l'accoppiamento variando le dimensioni della spira e quindi ottimizzare le caratteristiche passando da un canale all'altro. Dalle dimensioni d'accoppiamento della cavità a) è relativamente facile passare alla b) o alla c): il procedimento consiste nel determinare le dimensioni della spira che diano luogo a un flusso concatenato uguale a quello che si ha nel caso b). Il procedimento porta alle seguenti relazioni:

$$(7) \quad \begin{aligned} \text{(fig. 17 b)} \quad \text{sen } \beta x_b \log \frac{D}{d_b} &= \text{sen } \beta x_a \log \frac{D}{d} \\ \text{(fig. 17 c)} \quad \text{sen } \beta x_c \log \frac{d_c}{d} &= \text{sen } \beta x_a \log \frac{D}{d} \end{aligned}$$

Finora sono state considerate cavità di tipo coassiale. Quando nel progetto del filtro venga stabilito il coefficiente di qualità Q del risuonatore, bisognerà esaminare se il risuonatore coassiale è ancora idoneo a realizzarlo. Infatti per una cavità di tipo coassiale, a parità di frequenza, di rapporto dei diametri e di materiale, il coefficiente di qualità Q risulta proporzionale al diametro del conduttore esterno [per $\varphi (D/d) = 1$ v. oltre 6.1.].

D'altra parte esiste un limite all'aumento del diametro in una linea coassiale, perché quando la lunghezza d'onda di lavoro risulta inferiore alla lunghezza d'onda critica della linea (che con buona approssimazione è uguale alla media aritmetica tra le circonferenze dei conduttori esterno ed interno), cessa il modo d'oscillazione fondamentale TEM, per dar luogo a modi d'oscillazione superiori, se le condizioni d'eccitazione li consentono, il primo dei quali, per una linea coassiale, è il modo H_{11} . In questi casi è necessario realizzare un risuonatore ad elevato coefficiente di qualità di tipo diverso dal coassiale. Tra le varie cavità possibili è preferibile per quest'applicazione e a queste frequenze, sia per ragioni costruttive, sia d'eccitazione, il tipo cilindrico, dimensionato ed eccitato per oscillare nel modo TM_{010} , anche se non consente, come la sfera il massimo coefficiente di qualità a parità di volume.

La sintonia fine è possibile ottenerla mediante lo spostamento di un pistoncino cilindrico avente l'asse parallelo alle linee del campo elettrico entro la cavità; tali linee nel modo TM_{010} sono parallele all'asse del risuonatore.

Nelle figure 18 a) e b) è rappresentato un risuonatore di questo tipo con accoppiamento rispettivamente capacitivo ed induttivo.

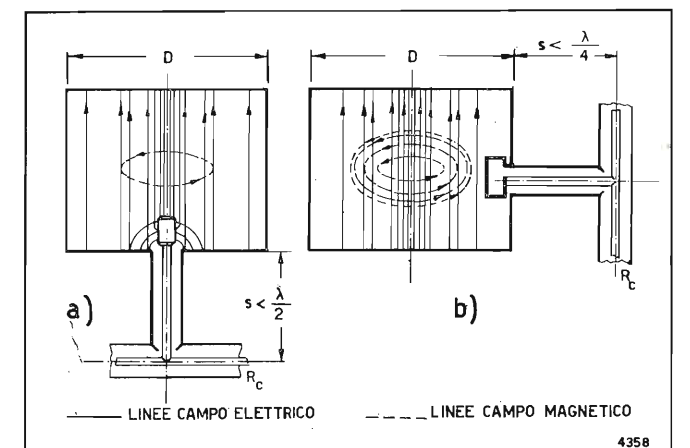


Fig. 18. — Strutture per la realizzazione in cavità cilindrica TM_{010} del circuito indicato in fig. 14: (a) accoppiamento capacitivo; (b) accoppiamento induttivo.

La risonanza della cavità cilindrica oscillante nel modo TM_{010} dipende solo dal suo diametro perché la variazione dei campi si ha soltanto percorrendo il raggio come indica la stessa sigla [si ricorda che il significato dei tre pedici posti sotto la sigla TM (trasverso magnetico) che caratterizzano l'ordine del modo, indicano rispettivamente il numero d'onde intere di

variazione del campo che s'incontrano percorrendo il contorno della sezione circolare; il numero dei punti nodali che s'incontrano percorrendo il raggio e il numero di mezze lunghezze d'onda di variazione del campo lungo l'asse principale].

La lunghezza d'onda di risonanza di una cavità TM_{010} è legata al raggio dalla relazione $\lambda = 2,61 R$ e quindi per una frequenza di risonanza f il diametro D della cavità TM_{010} deve essere:

$$[8] \quad D = 2,3 \cdot 10^5 / f \quad , \quad [D \text{ in mm, } f \text{ in MHz}] \quad ,$$

tenendo presente che questa frequenza f è da considerarsi la più alta di funzionamento, perché la sintonia ottenuta introducendo un cilindretto parallelo all'asse della cavità abbassa la frequenza di risonanza. A questo proposito si osserva che non è conveniente prevedere regolazioni di sintonia molto ampie perché tale manovra diminuisce il rapporto volume/superficie della cavità cui è proporzionale il coefficiente di qualità Q .

3.3. PERDITE ALLA PORTANTE AUDIO.

Nel paragrafo 3.1. si è visto come è possibile ricavare il parametro x_s del risuonatore, ossia i valori di reattanza corrispondenti ad una prefissata attenuazione video. L'altro parametro r_s viene ricavato in funzione delle perdite ammesse alla portante audio con criteri esposti all'inizio del capo 3.

Per la struttura stessa del filtro, la potenza utile audio che raggiunge l'antenna è quella riflessa dalla cavità. Se si indica quindi con ρ_0 il coefficiente di riflessione provocato su una linea d'impedenza caratteristica R_c dall'impedenza del risuonatore alla risonanza ($Z = R_s$) caricata con l'impedenza R_c e con p_0 il rapporto tra la potenza audio P_0 perduta nel filtro e la potenza audio P_a in entrata al filtro, la potenza relativa perduta alla frequenza della portante audio è $p_0 = 1 - |\rho_0|^2$; ed esprimendo ρ_0 in funzione di r_s risulta:

$$[9] \quad p_0 = \frac{P_0}{P_a} = 1 - |\rho_0|^2 = 1 - \frac{1}{(1 + 2r_s)^2} \quad ,$$

che lega la potenza audio perduta alla componente ohmica normalizzata r_s del risuonatore alla risonanza.

Di questa potenza perduta una parte P_c va a dissiparsi in parti eguali sulle due cavità e l' rimanente P_d va a dissiparsi sul carico R_c d'assorbimento

$$[10] \quad p_c = \frac{P_c}{P_a} = \frac{4r_s}{(1 + 2r_s)^2} \quad ,$$

$$[11] \quad p_d = \frac{P_d}{P_a} = \frac{4r_s^2}{(1 + 2r_s)^2} \quad .$$

La conoscenza del valore $P_c/2$ della potenza assorbita da ogni singola cavità è necessaria agli effetti della stabilità dei risuonatori.

3.4. VALUTAZIONE DEL COEFFICIENTE DI QUALITÀ Q IN BASE ALLE CARATTERISTICHE DI ATTENUAZIONE.

Alla base del progetto del filtro sta la scelta del coefficiente di qualità Q dei risuonatori: ciò è inizialmente fatto partendo dalla perdita massima ammessa alla portante audio e dall'attenuazione massima all'estremo della banda video ossia a +5 MHz dalla portante video, (-0,5 MHz dalla portante audio) o alla frequenza della sottoportante di colore: +4,43 MHz. L'attenuazione ammessa all'estremo della banda

video ci fornisce mediante la [3] o (con più approssimazione: v. oltre 6.3. mediante la [1], la reattanza x_s presentata dal risuonatore ad una distanza $\Delta f = 0,5$ MHz dalla portante audio f_a . Come risulta dalla [6] o analoghe (Tav. I), il rapporto tra la componente reattiva e la componente ohmica di un risuonatore, con le approssimazioni ammesse, è indipendente dal tipo di risuonatore e dal suo grado d'accoppiamento a ; si ha:

$$[12] \quad \frac{x_s}{r_s} = 2Q \frac{\Delta f}{f_a} = q \quad ,$$

per cui è possibile stabilire mediante la [12] il valore del coefficiente di qualità Q .

Tale valore dovrà però anche soddisfare i requisiti richiesti dalle altre caratteristiche (caratteristica di fase o modulazione sincrona AM); ciò richiede una valutazione globale del problema (v. oltre capi 4 e 5).

4. Caratteristiche di fase.

La distorsione di fase in un segnale televisivo è una delle principali cause di degradazione delle immagini. Quest'effetto si manifesta con un'errata risposta dei transistori e, per segnali a colori, con sfrangiature o slittamento di colore dovute a sfasamenti relativi tra il segnale di crominanza e quello di luminanza. Affinché le fasi relative di tutte le componenti di un segnale televisivo siano rispettate è necessario che, nella banda di trasmissione, lo sfasamento sia proporzionale alla frequenza ossia il tempo di transito indipendente dalla frequenza.

Se lo sfasamento non ha andamento lineare nella banda di trasmissione, è utile conoscere per ogni frequenza la pendenza dalla caratteristica di fase ossia il tempo di transito in una banda molto piccola intorno ad ogni frequenza; esso è il tempo di *ritardo di gruppo*

$$[13] \quad \tau = - \frac{d\varphi}{d\omega} \quad .$$

Nel caso generale le variazioni di τ si manifestano in prossimità della portante video per la presenza dei circuiti destinati alla soppressione parziale della banda inferiore di modulazione video (filtro vestigiale), e alle frequenze video più elevate per il taglio eseguito alla portante audio.

Quando τ non è costante nella banda utile di trasmissione è necessaria un'equalizzazione del tempo di transito; da un punto di vista teorico l'esatta correzione sarebbe possibile solo a radio frequenza perché la distorsione in radio frequenza è introdotta da circuiti con risposta non simmetrica rispetto alla portante video; essa viene tuttavia eseguita con buoni risultati in video frequenza, ove i circuiti relativi risultano di più agevole realizzazione.

4.1. RITARDO DI GRUPPO INTRODOTTO DALL'UNITÀ COMBINATRICE.

Il filtro combinatore audio-video introduce distorsione di fase solo alle frequenze alte della banda video; queste distorsioni sono legate, come è noto, alle caratteristiche d'attenuazione.

Considerando il rapporto tra la corrente all'entrata del filtro e la tensione in antenna, si ricava il ritardo di gruppo che viene qui espresso con i soliti parametri:

$$[14] \quad \tau = \frac{1}{2\pi} \frac{q}{\Delta f} \frac{1 + 2r_s(1 - q^2)}{[1 + 2r_s(1 + q^2)]^2 + q^2} \quad ,$$

dove q è data dalla [12] e τ risulta in μs se f è espresso in MHz.

L'andamento del ritardo di gruppo τ in funzione di Q per $r_s = \text{cost.}$ e $\Delta f/f_0 = \text{cost.}$, è rappresentato dalle curve di figura 19, tracciate per il valore di τ

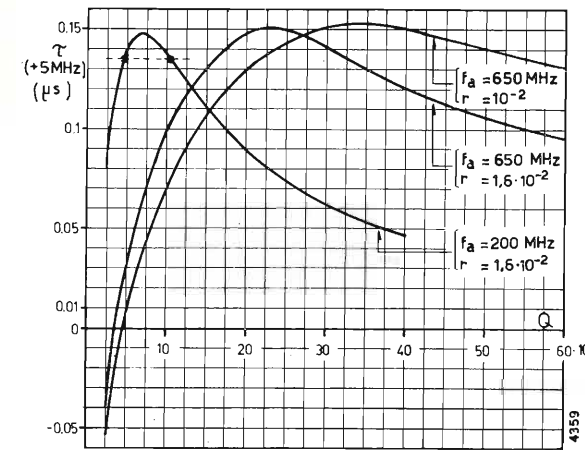


Fig. 19. — Andamento del ritardo di gruppo a +5 MHz da f_v in funzione del coefficiente di qualità Q per alcuni valori di r_s e di f_a .

relativo all'estremo della banda video ($\Delta f = 0,5$ MHz) e per alcuni valori di r_s e di f_a .

Nel progetto interessa ricavare il coefficiente di qualità Q del circuito in funzione di un valore stabilito a una certa frequenza per il ritardo di gruppo τ . Dalla [14] si ottiene l'equazione di quarto grado in q :

$$[14'] \quad 4\tau r_s^2 q^4 + \frac{r_s}{\pi \Delta f} q^3 + \tau(8r_s^2 + 4r_s + 1)q^2 - \frac{1 + 2r_s}{2\pi \Delta f} q + \tau(1 + 2r_s)^2 = 0 \quad .$$

Per ogni valore di τ prefissato la [14'] fornisce due soluzioni di Q reali e positive, o nessuna (intersezione di una orizzontale $\tau = \text{cost.}$ in fig. 19). Nel primo caso la scelta d'uno fra questi due valori non comporta incertezza perché solo uno di essi soddisfa anche le altre caratteristiche, in particolare quella d'attenuazione.

È utile raffrontare l'andamento del ritardo di gruppo τ con quello dell'attenuazione A nei tre casi seguenti:

Caso a) $x_s = \text{cost.}$, (fig. 20 a).

Per una serie di curve con $x_s = \text{cost.}$ (ossia attenuazione costante nella zona superiore della banda video) le caratteristiche dell'attenuazione A al diminuire di r_s (perdite audio) cioè all'aumentare di Q (sequenza 1, 2, 3 di fig. 20 a) cambiano il loro andamento solo nelle vicinanze di f_a cioè quando x_s , diminuendo, diventa dello stesso ordine di grandezza di r_s . Corrispondentemente per la caratteristica τ il valore all'estremo superiore della banda video varia molto poco, mentre, in vicinanza della portante audio, il valore massimo di τ aumenta spostandosi, nel contempo, verso la risonanza audio.

Ciò perché se $2r_s \ll 1$ e $r_s \ll 2x_s^2$ il ritardo di gruppo τ rimane indipendente dal valore di r_s .

Caso b) $r_s = \text{cost.}$, (fig. 20 b).

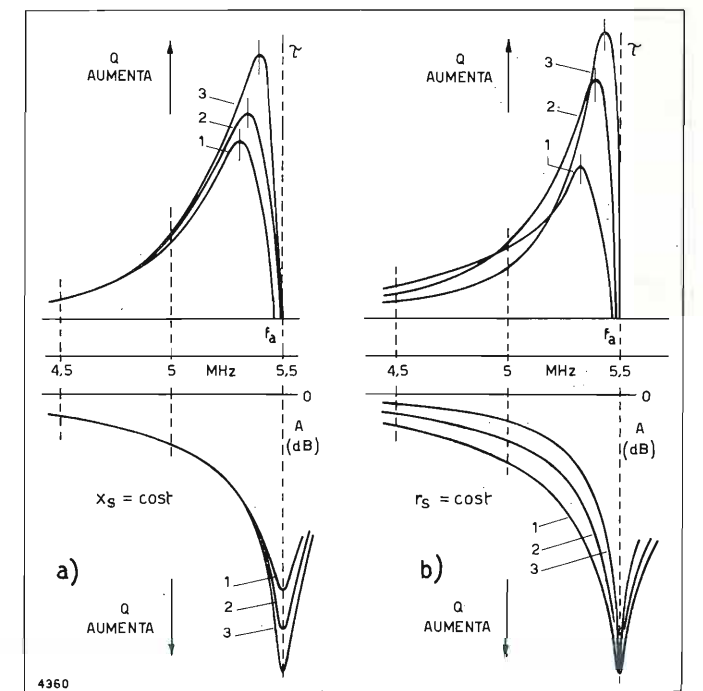


Fig. 20. — Relazioni tra la caratteristica di ritardo di gruppo e la caratteristica di attenuazione in funzione dei parametri del circuito.

Per una serie di curve con $r_s = \text{cost.}$ (ossia perdite e attenuazione costante alla portante audio f_a) le caratteristiche dell'attenuazione A all'aumentare di x_s e quindi di Q (sequenza 1, 2, 3 di fig. 20 b) si spostano su valori sempre minori all'estremo alto della banda video. Corrispondentemente τ alle alte frequenze video può risultare maggiore o minore. Per esempio dalle curve b) di figura 21, tracciate per $f_a = 533$ MHz e $r_s = 1,6 \cdot 10^{-2}$ risulta che per Q compreso fra 7.000 e 17.000, τ a +4,43 MHz diminuisce mentre τ a +5 MHz aumenta; invece per valori di Q ancora maggiori τ diminuisce in tutti e due i casi.

Caso c) $\frac{x_r}{r_s} = q = \text{cost.}$, $r_s = \text{cost.}$

Il τ espresso in funzione di x_s e r_s dipende da Δf ma non dal rapporto $\Delta f/f_0$ (v. [14]); cioè a parità di x_s e r_s ossia per una uguale caratteristica d'attenuazione, la caratteristica di fase è identica per tutti i canali di trasmissione.

4.2. VALUTAZIONE DEL COEFFICIENTE DI QUALITÀ Q IN BASE AL RITARDO DI GRUPPO.

Il ritardo di gruppo τ nella banda video dipende in modo preponderante dalla reattanza x_s ; ciò consente una buona libertà di scelta del parametro r_s . E poiché a parità di r_s , la caratteristica d'attenuazione migliora per un aumento del Q , mentre quella di fase, per alcune frequenze, può migliorare o meno, conviene calcolare mediante la [14'] il Q in base ai valori di τ desiderati a +4,43 MHz e a +5 MHz; risalire ai valori d'attenuazione valutati con questi valori di Q e confrontarli con quelli imposti all'inizio del progetto (v. 9. progetto mediante calcolatore elettronico).

5. Modulazione sincrona di ampiezza (MA).

Il segnale audio, che è modulato in frequenza, raggiunge l'antenna dopo aver subito una riflessione quasi totale sui risuonatori (v. 3.3.). Poiché questi hanno

una caratteristica d'attenuazione molto acuta, sulle frequenze laterali alla portante audio la riflessione è minore, ossia a queste frequenze una quantità maggiore del segnale prosegue verso il carico d'assorbimento e il segnale che raggiunge l'antenna è minore che alla portante. Ciò porta come conseguenza una modulazione d'ampiezza sul segnale audio in sincronismo (e di frequenza doppia se il filtro è in sintonia) con la propria modulazione di frequenza. Come conseguenza se il segnale completo audio-video passa attraverso quadripoli non perfettamente lineari come ad esempio ripetitori, si creano, in presenza di non linearità del 3° ordine, fenomeni di intermodulazione sulla portante video, dando luogo sull'immagine televisiva al disturbo di « audio sul video ».

La profondità di modulazione sincrona d'ampiezza, normalmente viene espressa in dB e viene valutata a 50 kHz di deviazione dalla portante audio. Per evitare i disturbi citati il suo valore M deve essere contenuto a valori dell'ordine di $-40 \div -45$ dB a 50 kHz, considerando un massimo di tre ripetitori in cascata.

5.1. MODULAZIONE SINCRONA DI AMPIEZZA INTRODotta DALL'UNITÀ COMBINATRICE.

Il suo valore, calcolato come si è indicato, è:

$$[15] \quad M = 20 \log_{10} \frac{|e_0| + |e|}{|e_0| - |e|}$$

con

$$[16] \quad |e| = \frac{1}{\sqrt{1 + 4r_s [1 + r_s (1 + q^2)]}}$$

che alla risonanza ($\Delta f = 0$) diventa:

$$[17] \quad |e_0| = \frac{1}{1 + 2r_s}$$

Come risulta dalla [15] allorché $r_s \ll 1$ e $x_s \ll 1$ (ossia in prossimità di f_a) M è la somma di termini di cui, quello dipendente dalla frequenza è $-40 \log_{10} (\Delta f/f_0)$. Ciò indica che, per una data deviazione di frequenza, una dissintonia dello stesso valore peggiora M di 12 dB; come conseguenza, per la banda UHF la stabilità richiesta ai risonatori è dell'ordine di $2 \div 5 \cdot 10^{-5}$ (v. capo 8).

5.2. VALUTAZIONE DEL COEFFICIENTE DI QUALITÀ Q IN BASE ALLA MODULAZIONE SINCRONA AM.

Se si esprime la [16] in funzione del rapporto x_s/r_s si vede che M dipende quasi esclusivamente da x_s e in piccola misura da r_s . Anzi, con l'approssimazione $2r_s \ll 1$ (il che nella maggior parte dei casi è

lecito), la modulazione sincrona M risulta solo funzione di x_s , nel senso che se si vuole diminuire M bisogna diminuire x_s , ossia è necessario aumentare l'attenuazione nella banda video e variare il ritardo di gruppo.

Ne segue che la scelta del valore del Q e del grado d'accoppiamento a deve risultare da un compromesso soddisfacente per le tre caratteristiche considerate,

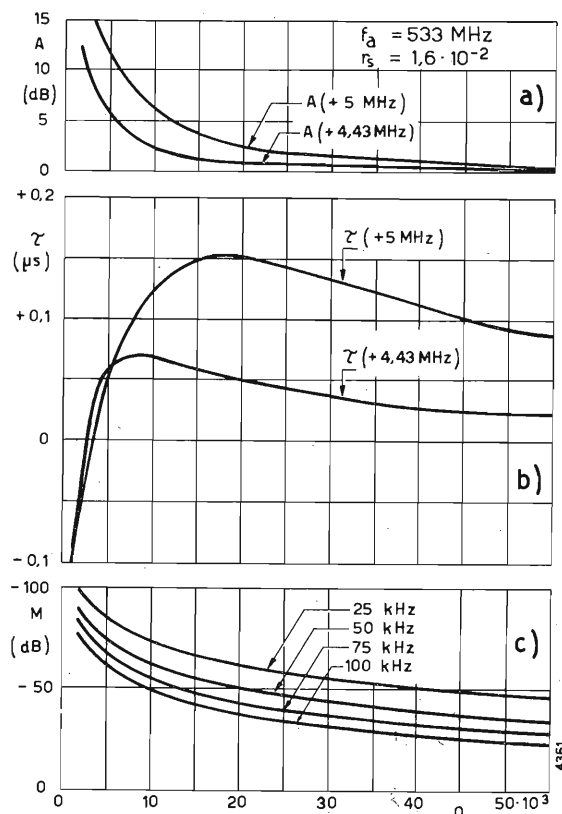


Fig. 21. — Caratteristiche di attenuazione A , ritardo di gruppo τ e modulazione sincrona audio M per un filtro combinatorio (banda IV).

che non solo sono legate tra loro, ma variano in maniera contrastante al variare del Q , come è indicato per un filtro in banda IV nella figura 21. La scelta di questo parametro può essere ottenuta valutando il coefficiente di qualità (a frequenze particolari) in base ai valori desiderati per l'attenuazione, per il ritardo di gruppo, per la modulazione sincrona d'ampiezza; e per ogni valore del Q così calcolato, valutando le caratteristiche risultanti del filtro per frequenze particolari. (v. capo 9: progetto mediante calcolatore elettronico). In alternativa, la scelta del Q può essere eseguita mediante procedimento grafico tracciando le curve caratteristiche (come in fig. 20) nell'intorno dei valori presunti per il coefficiente di qualità. (continua)

PROVE DI TRASMISSIONE DATI TRA ROMA E NEW YORK VIA CAVO SOTTOMARINO

G. PUCCIONI, M. KETMAIER (*)

SOMMARIO — Prove effettuate fra Roma e New York via cavo sottomarino hanno consentito di stabilire, per la prima volta su un collegamento di così rilevante lunghezza, la rispondenza di tale canale di trasmissione di tipo telefonico per la trasmissione dei dati. Alla velocità di 9600 bit/sec il tasso medio d'errore sul bit è infatti risultato di $2,28 \cdot 10^{-5}$; tale tasso d'errore si riduce a $1,94 \cdot 10^{-6}$ inserendo un correttore d'errori operante alla velocità in 7200 bit/sec e diminuisce ulteriormente, riducendosi a valori trascurabili allorché la velocità di trasmissione viene limitata a 4800 bit/sec.

1. Premessa.

Nei giorni dal 24 ottobre all'8 novembre 1969 tecnici americani della Codex Corp. e tecnici della Italcable hanno eseguito una serie di prove di trasmissione dati a 4800 e 9600 bit/sec su un collegamento intercontinentale Roma-New York via cavo sottomarino TAT4, in collaborazione con i tecnici della Western Union International. Scopo delle prove è stato quello di osservare il comportamento delle apparecchiature in esame, per la prima volta sperimentate su un collegamento di così rilevante lunghezza, e di studiare la rispondenza del canale trasmissivo di tipo telefonico a tecniche di trasmissione dati raffinate, mediante l'effettuazione delle misure e delle rilevazioni che a tal fine il CCITT consiglia.

2. Apparecchiature utilizzate.

Il CCITT prescrive che su un canale telefonico adibito a trasmissione dati siano eseguite misure di tipo telefonico e di tipo telegrafico; a tal fine sono state utilizzate le moderne apparecchiature in dotazione all'IDCC (Intercontinental Data Co-ordinating Center) dell'Italcable.

Le apparecchiature terminali di linea erano di produzione Codex Corp. e compaiono nella figura 1; esse sono costituite da:

- N. 2 modem (= modulatore-demodulatore) a 9600/4800 bit/sec, mod. AE-96;
- N. 2 multiplex TM-4;
- N. 2 autocorrettori TD-24.

Ci sembra opportuno, per comprendere l'importanza di tali prove, descrivere brevemente le apparecchiature Codex.

2.1. IL MODEM AE-96.

Esso permette la trasmissione e la ricezione di dati a velocità di 9600 bit/sec su circuiti telefonici rispondenti alle caratteristiche della « Raccomandazione M89 » del CCITT, siano essi via cavo, via satellite, o via troposcatter; su circuiti di qualità non rispondente alla M89 può essere utilmente usata la velocità di 4800 bit/sec.

(*) Dott. ing. G. Puccioni e dott. ing. M. Ketmaier della Italcable.

Dattiloscritto pervenuto il 27 gennaio 1970.

Il modem può lavorare in « full-duplex », su un circuito a 4 fili; oppure in « simplex ». Esso è dotato di un sistema di equalizzazione automatica di tipo numerico (spesso si usa il termine « digitale » linguisticamente poco corretto) che, operando su un canale già rispondente alla « Raccomandazione M89 » del CCITT, ne migliora continuamente le caratteristiche compensando eventuali fluttuazioni d'ampiezza e di fase, dovute ad esempio ad un diverso reistradamento del collegamento, e impedendo quindi il manifestarsi dell'interferenza intersimbolo che è la causa principale degli errori sui dati.

Il processo di equalizzazione automatica avviene in questo modo: il modem di trasmissione mescola, insieme al segnale binario da trasmettere, in segnale di riferimento pseudo-casuale; il segnale così ottenuto



Fig. 1. — Apparecchiature del terminale Codex.

viene poi modulato ed inviato in linea. Il modem di ricezione demodula il segnale ricevuto, separa il segnale di riferimento pseudo-casuale da quello contenente l'informazione codificata, e utilizza il primo per misurare e compensare le eventuali fluttuazioni d'ampiezza e fase suddette. Questo processo di misura e di compensazione avviene quindi di continuo, mediamente 8 volte al secondo; all'attivazione di un collegamento, si ha l'invio del solo segnale di riferimento per 3,5 secondi in modo da effettuare una equalizzazione iniziale.

Il modem adotta il sistema di modulazione d'ampiezza a quattro livelli, con invio in linea di una sola banda laterale dei prodotti di modulazione. Ogni livello di modulazione è associato a una delle quattro possibili combinazioni di una coppia di bit (00, 01, 10 e 11) facente parte del flusso codificato dell'informazione a velocità di 9600 bit/sec in entrata al modem. In tal modo si ha una velocità effettiva di 4800 bit/sec in linea. La banda trasmessa è quella laterale inferiore compresa tra 500 e 2900 Hz, con portante a 2900 Hz.

Nel caso di trasmissione a 4800 bit/sec il tipo di modulazione usato è quello di ampiezza a 2 livelli.

2.2. MULTIPLEX TM-4.

Opera a divisione di tempo e tramite subcanalizzazione permette di suddividere la quantità d'informazione a 9600 bit/sec che riceve dalla linea in quattro flussi paralleli d'informazione a 2400 bit/sec per quattro diverse utilizzazioni, ciascuna delle quali può poi essere subcanalizzata per telegrafia a 50 baud.

2.3. AUTOCORRETORE TD-24.

Esso esegue una protezione degli errori sui dati trasmessi e ricevuti; consta di un codificatore e decodificatore. Il primo aggiunge in trasmissione dei bit di ridondanza ai bit d'informazione secondo un codice di particolare struttura logica, detto convoluzionale. Il decodificatore in ricezione esegue la ripartizione dei bit di ridondanza da quelli d'informazione, analizza i bit di ridondanza e tramite questi effettua la rivelazione e la correzione degli errori introdotti dal mezzo trasmissivo sul messaggio senza richiederne la ripetizione.

3. Costituzione, natura e caratteristiche del collegamento.

Per le prove in questione è stato utilizzato un collegamento intercontinentale Roma ITC/New York WUI costituito dai seguenti segmenti:

- segmento terrestre su biccoppie e cavo coassiale tra Roma ITC e Parigi;
- segmento marino in cavo coassiale TAT4 tra Parigi e New York AT&T;
- segmento terrestre su biccoppie e cavo coassiale tra New York AT&T e WUI.

Si è utilizzato il canale telefonico TAT4 - Chnl 2 - CO 12402 avente il supporto fisico e l'instradamento geografico sopra indicato. Le sue caratteristiche d'ampiezza e fase per ogni direzione sono riportate nelle figure 2 e 3 (sinistra) unitamente alle relative maschere

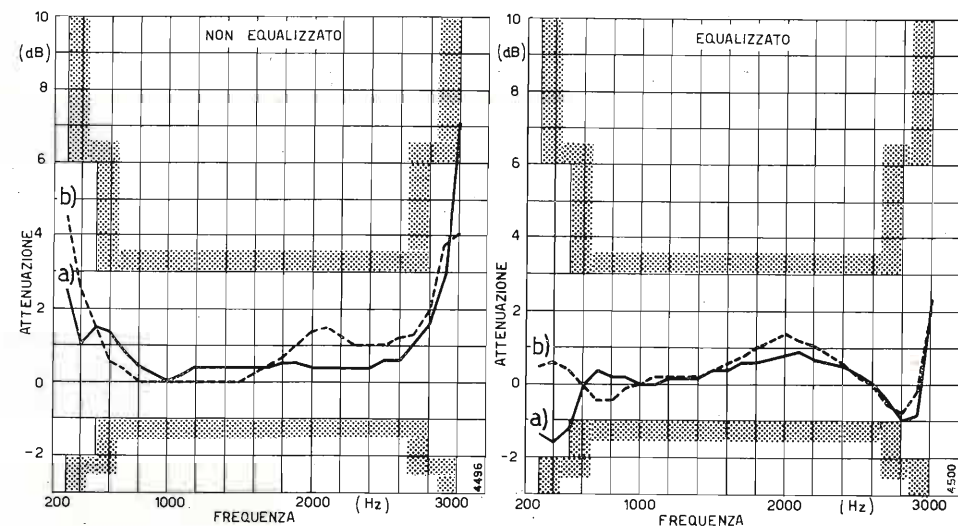


Fig. 2. — Caratteristiche «attenuazione-frequenza» del circuito CO 12402 non equalizzato (a sinistra) ed equalizzato (a destra), rilevate il 29 ottobre 1969; caratteristica a) direzioni Roma ITC → NYK WUI; caratteristica b) direzioni NYK WUI → Roma ITC.

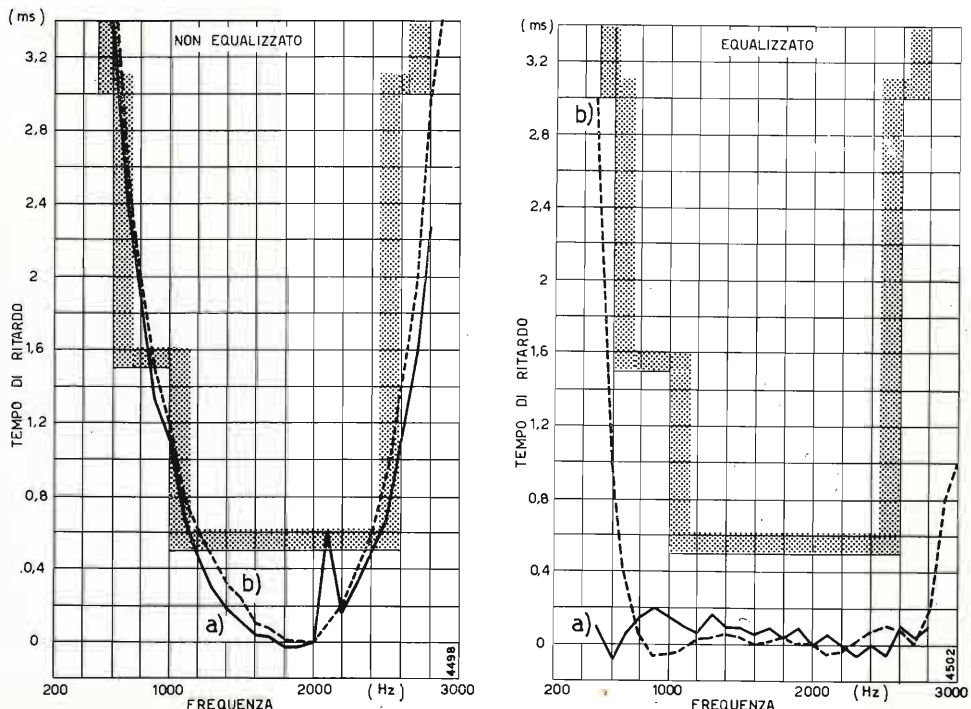


Fig. 3. — Caratteristica «fase-frequenza» del circuito CO 12402 non equalizzato (a sinistra) ed equalizzato (a destra), rilevata il 29 ottobre 1969; caratteristica a) direzioni Roma ITC → NYK WUI; caratteristica b) direzioni NYK WUI → Roma ITC.

prescritte dal CCITT nella « Raccomandazione M89 » per i canali telefonici adibiti a trasmissione dati.

Tali caratteristiche, non essendo rispondenti alla suddetta Raccomandazione, hanno richiesto un'opportuna equalizzazione, i cui risultati sono resi evidenti dalle stesse figure 2 e 3 (destra).

4. Rilevazione delle misure e analisi dei risultati.

Come detto nel paragrafo 2, il CCITT raccomanda che su circuiti di tipo telefonico adibiti a trasmissione dati siano eseguite misure di tipo telefonico e telegrafico; i risultati del primo tipo di misure sono riportati nella tabella I. Da essa si deduce uno spostamento di fase assai elevato (15° picco-picco), che sotto questo

TABELLA I
Misure di tipo telefonico

Frequenza di riferimento: 700 Hz
Livello in trasmissione: -10 dBm in Roma e New York

Tipo di misura	New York WUI	Roma ITC
Rumore psometrico	-41 dBmp	-54 dBmp
Spostamento di fase	—	15° picco-picco
Distorsione di 2ª armon.	a 700 Hz: -5 dBm a 1400 Hz: -57 dBm	a 700 Hz: -14,8 dBm a 1400 Hz: -60 dBm
Rumore impulsivo (misure di 5' ciascuna)	—	Livello di soglia: -18 dBm: 2 picchi -20 dBm: 3 » -22 dBm: 20 » -24 dBm: 298 » -26 dBm: 4920 »

aspetto conduce il modem a lavorare, alla velocità di 9600 bit/sec, in condizioni piuttosto critiche (massimo spostamento di fase ammesso: 14°).

Nella tabella II sono riportati i risultati di quattro gruppi di prove, costituiti da un numero di rilievi (di 50 secondi ciascuno) variabile fra 10 e 50, alla velocità di 9600 bit/sec, con trasmissione da New York e ricezione a Roma. Gli errori vengono registrati su un oscilloscopio a memoria, con spazzolamento di 50 secondi (corrispondente alla ricezione di un totale di 480.000 bit per rilievo).

Un'altra serie di 50 rilievi è stata effettuata fra le ore 11,45 e le 12,40 dell'8 novembre 1969, sempre per una durata di 50 secondi per ogni rilievo, inserendo in ricezione un correttore d'errore a 3/4 della velocità cioè a 7200 bit/sec (3,6 · 10⁶ bit per rilievo). Il numero degli errori, che senza correttore, alla velocità di 9600 bit/sec (per un totale di 24 · 10⁶ bit) è risultato in totale di 484 (errore medio per prova 9,68, tasso d'errore 2,02 · 10⁻⁵) si è ridotto, con il correttore e alla velocità ridotta, a 35 su un totale di 18 · 10⁶ bit trasmessi, con un errore medio per prova di 0,7 e un tasso d'errore di 1,94 · 10⁻⁶.

Analoghe prove effettuate alla velocità di 4800 bit/sec hanno dato un solo errore su 9,4 · 10⁶ bit trasmessi con un tasso d'errore praticamente nullo.

TABELLA II
Prove di trasmissione dati

Trasmissione da New York a 9600 bit/sec, pari a 48 · 10⁵ bit ogni 50". Livello del rumore di ricezione (a valle dell'equalizzatore) = -45 dBm.

1969 ora di Roma	N. d'ordine Errori contati	N. d'ordine Errori contati	N. bit trasmessi	Totale errori	Errore medio per prova	Tasso d'errore sul bit
1° gruppo 7-XI dalle 20,10 alle 20,50	1	11	16	13	4,8 · 10 ⁶ × 30 = 14,4 · 10 ⁶	377/14,4 · 10 ⁶ = 2,62 · 10 ⁻⁵
	2	11	17	12		
	3	13	18	13		
	4	9	19	12		
	5	7	20	12		
	6	14	21	16		
	7	11	22	11		
	8	11	23	16		
	9	16	24	12		
	10	5	25	15		
	11	17	26	12		
	12	9	27	14		
	13	18	28	10		
	14	14	29	14		
	15	14	30	15		
2° gruppo 7-XI 22,15 ÷ 23,00	1	13	11	12	9,6 × 10 ⁶	261/13,05 = 2,72 × 10 ⁻⁵
	2	16	12	14		
	3	17	13	11		
	4	11	14	15		
	5	11	15	12		
	6	11	16	12		
	7	14	17	12		
	8	17	18	13		
	9	12	19	14		
	10	12	20	12		
3° gruppo 7-XI 00,30 ÷ 00,50	1	7	6	2	4,8 × 10 ⁶	71/1,48 × 10 ⁻⁵
	2	10	7	10		
	3	8	8	5		
	4	9	9	8		
	5	4	10	8		
4° gruppo 8-XI dalle 09,00 alle 09,50	1	8	26	13	24 × 10 ⁶	618/12,36 = 2,57 × 10 ⁻⁵
	2	17	27	14		
	3	10	28	14		
	4	9	29	5		
	5	15	30	0		
	6	14	31	12		
	7	6	32	14		
	8	4	33	18		
	9	10	34	17		
	10	14	35	9		
	11	13	36	13		
	12	13	37	16		
	13	4	38	11		
	14	17	39	9		
	15	12	40	17		
16	17	41	16			
17	11	42	17			
18	8	43	9			
19	18	44	14			
20	13	45	11			
21	11	46	10			
22	16	47	10			
23	15	48	15			
24	14	49	13			
25	13	50	14			

Riassumendo: dalle prove effettuate risulta che alla velocità di 9600 bit/sec il tasso d'errore medio sul bit è di 2,28 · 10⁻⁵; esso diminuisce mediamente di un ordine di grandezza con l'introduzione del correttore d'errori TD-24 operante alla velocità di 7200 bit/sec e di almeno due ordini di grandezza per la velocità di 4800 bit/sec.

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
Teleg. ALFACAVI - MILANO
Telex: 33483 ALFACAVI

STABILIMENTO DI QUATTORDIO

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

STABILIMENTO DI AIROLA

(BN) Telefono 51157
Teleg. ALFACAVI - AIROLA
Stazione Ferrov.: CASERTA



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



**CONDENSATORI
PER IL
RIFASAMENTO**

delle linee elettriche
in bassa tensione per
illuminazione
forza motrice

IR **DUCATI** elettrotecnica **MICROFARAD** **UF**

Via M. E. Lepido, 178 - Bologna
TEL. 400.312 - TELEX 51042 DUCATI

NOTIZIARIO

NUOVO GENERATORE DI SEGNALE DI PROVA PER IL CONTROLLO DELLE CARATTERISTICHE DEL SISTEMA VIDEO-TV - La Philips ha presentato alla Fiera di Montreux un nuovo generatore di segnale per il controllo delle caratteristiche video delle apparecchiature di uno studio TV e dei collegamenti durante la trasmissione illustrato dalla fotografia riprodotta in figura. Tutti i segnali generati da tale apparecchiatura, denominata PM 5572-74, si adattano alle codificazioni CCIR, IEC e CMTT.

Il generatore a circuiti integrati consiste di tre unità: miscelatore di soppressione con l'unità di alimentazione, generatore di onde sinusoidali e generatore d'impulsi, fra loro collegate mediante un cavo con connettori ad innesto.

L'unità generatrice d'onda sinusoidale può essere usata a frequenza fissa, a «multiburst» o come generatore «video sweep».

Nel primo caso esso fornisce segnali 1-10 MHz variabili a gradini di 1 MHz. Nel secondo fornisce segnali «multiburst» da 1-5 MHz con o senza linee bianche-neri di riferimento e nel terzo dà segnali di spostamento da 100 kHz ÷ 10 MHz con o senza segnale marcatore di un MHz.

Il generatore di impulsi fornisce vari tipi di segnali di prova come onde quadre, a dente di sega, a scalinate e segnali sinusoidali quadratici. I segnali a onde quadre sono disponibili con ripetibilità di 0,5 e 50 Hz, oppure di 15 e 250 kHz; il tempo di salita è inferiore ai 60 ns.

Per assicurare aumenti di tempo normalizzati può essere inserito un filtro a T o a doppio T tipo Thomson.

I segnali a dente di sega generati possono comprendere, oppure no, linee intermedie al livello costante del bianco oppure del nero.

Il segnale a scalinata è a 5 o 10 gradini. A entrambi i tipi di segnali possono venire sovrapposte frequenze di 1 ÷ 10 MHz o segnali sottoportanti di colore, aggiunti nel miscelatore di soppressione. In tal caso è pure possibile inserire un segnale «colour-burst».

Fra i segnali sinusoidali quadratici disponibili sono i seguenti: 1) impulso $T/2T$ e segnale barra; 2) impulso $T/2T$

più $10T/20T$ (che può essere «portato fuori») e segnale barra; 3) impulso $10T/20T$ e segnale barra contenente l'informazione di crominanza con o senza informazione di luminanza.

Il miscelatore di soppressione e l'unità di alimentazione hanno due funzioni: 1) convertire i segnali di prova contenenti soltanto informazioni video in segnali composti occorrenti per controlli di studio ed apparecchiature di trasmissione; 2) di generatore ausiliario di sincronizzazione. Si può regolare l'ampiezza di tutte le tensioni componenti del segnale composto a mezzo di una regolazione sul miscelatore di soppressione ed effettuare numerose altre regolazioni come quella di invertire il livello di messa a punto e di includere od escludere l'informazione video. (1158)

AMPLIFICATORI PER TUBI AD ONDE PROGRESSIVE O PER CLISTRON

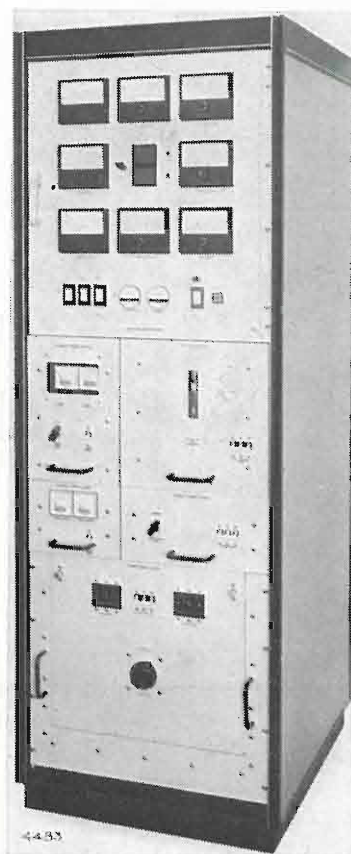
La nuova serie 5000 di amplificatori di elevata potenza per tubi ad onde progressive (TWT) o per clistron, è stata progettata dalla Nardcom Co. per l'impiego nelle stazioni terrestri delle telecomunicazioni mondiali via satellite, sia telefoniche, sia televisive. La gamma coperta va da 5925 a 6425 MHz.

Tali amplificatori sono attuati in modo da reggere ad un servizio continuativo di 24 ore su 24 con una vita minima di 10000 ore. A tale scopo sono stati impiegati i migliori componenti oggi disponibili e la tecnica più avanzata di progetto e di costruzione modulare con sei subunità indipendenti raccolte in schermi separati, facilmente accessibili e intercambiabili per consentire una facile manutenzione. Tutte queste apparecchiature soddisfano alle norme CCIR e ICSC.

L'amplificatore di base è di dimensioni e peso inconsuetamente piccoli ed è stato progettato in modo da consentire l'uso di qualsiasi fra i numerosi clistron o TWT disponibili nel campo di potenze compreso fra 0,3 e 3 kW.

Ciò consente al progettista o all'operatore di stazioni terrestri di combinare due o più di tali amplificatori di base in modo da funzionare con differenti tipi di tubi a differenti livelli di potenza e da consentire di avviare rapidamente ad ogni avaria.

Il comando completo dell'amplificatore è ottenuto direttamente sul suo pannello mentre un comando più ridotto può essere ottenuto a distanza usando una Unità di Comando Remoto costruita dalla stessa Nardcom.



Gli organi di controllo consentono di distinguere immediatamente fra le piccole avarie o difetti che possono permettere la continuazione del servizio e quelle maggiori che richiedono l'interruzione. Tale interruzione, in caso di pericolo per la conservazione dell'apparecchiatura, avviene automaticamente. La sequenza di avviamento controlla che tutti i dispositivi di sicurezza siano in funzione. (1152)

PREPARAZIONI PER FILM SPESSE

Il settore prodotti elettrochimici della Dupont ha presentato cinque nuove preparazioni resistive, chiamate «Birox», per microcircuiti a film spesso con valori che vanno da 100 ohm/quadro a 300 k ohm/quadro.

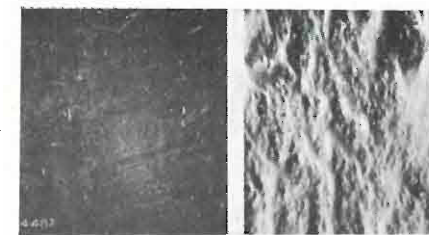
Le sigle e i valori sono i seguenti: 1021 da 100 ohm/quadro; 1031 da 1 k ohm/quadro; 1041 da 10 k ohm/quadro; 1051 da 100 k ohm/quadro; 1053 da 300 k ohm/quadro.

È in programma una estensione di valori, che andrà da 10 ohm/quadro a 1 mega ohm/quadro.

Queste nuove preparazioni hanno un'alta stabilità con o senza carico, sotto una grande varietà di condizioni

esterne, anche con grande densità di elementi resistivi. Esse determinano un livello di rumore molto basso. In più offrono un basso coefficiente di variazione della resistenza al variare della temperatura.

Le superfici molto lisce di queste preparazioni (vedi la figura che riproduce a sinistra una preparazione «Birox» e a destra una preparazione resistiva convenzionale, fotografate al



microscopio elettronico con un'amplificazione di circa 600 ingrandimenti) le rendono adatte alla fabbricazione di potenziometri di alta qualità. (1156)

MICROSCOPIO ELETTRONICO A SCANSIONE

Un nuovo microscopio elettronico a scansione, modello HSM-2, è stato recentemente presentato dalla Hitachi Ltd. di Tokyo. Questo nuovo strumento può essere ampiamente usato per l'osservazione di immagini tridimensionali di campioni, immagini di distribuzione del potenziale in campioni di semiconduttori, ecc.

Con il microscopio elettronico a scansione la superficie del campione viene esplorata da un fascetto elettronico accuratamente focalizzato; le variazioni di intensità del segnale prodotte da elettroni secondari, retrodiffusi (back-scattered), assorbiti e trasmessi, oltre che dalla luminescenza catodica e dalla forza elettromotrice ricavata dal campione, determinano la luminosità sullo

MICROFONO UNIDIREZIONALE - Un nuovo microfono unidirezionale che associa a caratteristiche professionali un basso costo, è stato introdotto sul mercato dalla Shure Brothers Inc., Evanston Illinois USA. Questo nuovo microfono, chiamato Unisphere B Model 588 è particolarmente indicato per l'uso nelle apparecchiature di ripresa sonora di alta qualità e per i registratori a nastro. Il diagramma della sua sensibilità ha effettivamente un andamento a cardioidale che elimina la controreazione dovuta alle riflessioni e consente, a chi lo usa, una maggiore libertà di movimenti attorno al microfono stesso senza un'innaturale accentuazione della voce.

La cartuccia del microfono è montata in modo antiurto per ridurre efficacemente i rumori prodotti dal maneggio; un filtro incorporato riduce il rumore prodotto dal respiro («pop»). Questo microfono ha un involucro tutto di metallo cromato e può essere usato indifferentemente in un luogo chiuso o all'aperto, su piedestallo o tenuto in mano. La risposta di frequenza del



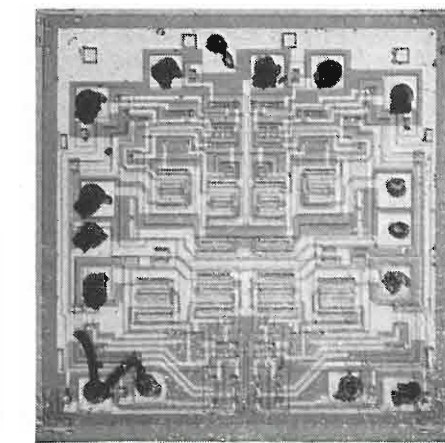
modello 588 va da 80 a 13.000 Hz. È dotato di un commutatore incorporato On-Off, un cavo staccabile lungo circa 6 metri con un connettore Cannon e un perno di raccordo. È prodotto in tre varianti: il modello 588 SA (ad alta impedenza); il modello 588 SAC (ad alta impedenza con connettore serie «c») e il modello 588 SB (a bassa impedenza). (1175)

ELABORATORI ELETTRONICI SEMPRE PIÙ INTEGRATI

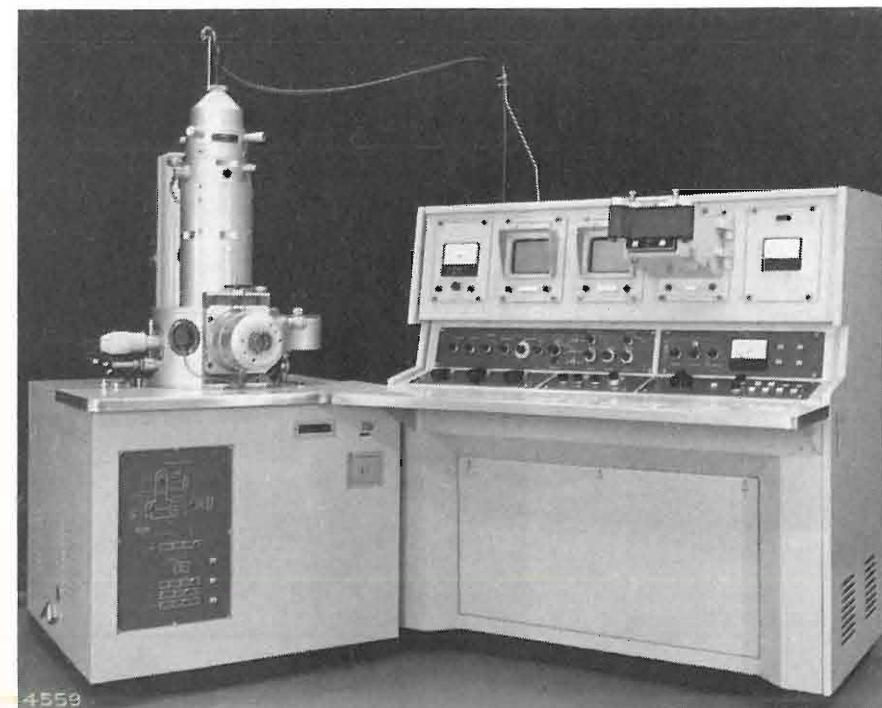
Presso i laboratori di Pregana Milanese della General Electric Systems Italia è stato messo a punto un nuovo tipo di circuito elettronico ad alta integrazione atto a svolgere funzioni che, anche negli elaboratori elettronici più recenti, erano ancora svolte con un elevato numero di componenti tradizionali.

Questo strumento possiede una precisione di messa a fuoco maggiore di quella conseguita dai normali microscopi ottici ed elettronici ed inoltre, a differenza di questi, è in grado di eseguire indagini accurate su campioni a tre dimensioni, come fratture di un metallo, il filo di una lama, spaccature della ceramica, microorganismi e così via. Le principali caratteristiche sono: risoluzione garantita fino a 200 Å; tensione acceleratrice da 3 a 40 kilovolt; fattore di ingrandimento da 20 a 100.000; camera del campione con goniometro a comando remoto. (1176)

Si tratta di circuiti «switch driver» destinati a trasformare segnali logici in impulsi di corrente ad elevato livello di potenza. Saranno impiegati nelle memorie degli elaboratori in particolare per «selezionare» cioè inviare ai nuclei corrispondenti agli indirizzi indicati dall'istruzione, le correnti necessarie alla commutazione di stato dei nuclei stessi. Finora tale operazione ha richiesto un insieme di 22 componenti come: diodi, transistori, trasformatori, resistenze e condensatori.



Questo nuovo circuito si inquadra in quello che è una delle più avanzate tendenze della tecnologia degli elaboratori e cioè la realizzazione di circuiti non solo integrati ma specializzati per determinate funzioni. Ciò permetterà di aumentare notevolmente la velocità



operativa, la sicurezza di funzionamento e di ridurre ulteriormente l'ingombro.

Le dimensioni reali del dispositivo, di cui riportiamo la fotografia sono di mm 1,5 x mm 1,5.

(1178)

UN ANALIZZATORE DI SEGNALI AD ALTA VELOCITÀ CONVERTE IMMEDIATAMENTE LA PAROLA IN INFORMAZIONI DIGITALI - Applicando la tecnica di analisi dei segnali chiamata «fast Fourier transform» che permette di estrarre e trasmettere simultaneamente le informazioni contenute negli elementi del discorso, la Sylvania Electric Product Inc., filiale della General Telephone & Electronics Corporation, ha sviluppato un analizzatore di segnali che converte immediatamente la parola in informazioni digitali. Il discorso così campionato può essere trasmesso su linee telefoniche o per radio in circa un decimo della banda di frequenza richiesta per la trasmissione digitale di comunicazioni di suoni non elaborati, rendendo così possibile l'invio di diversi messaggi su un canale che altrimenti porterebbe un solo segnale.

Tra i sistemi ora in funzione, solo circuiti analogici complessi, espressamente progettati possono, elaborare i dati in tempo reale. Inoltre il sistema, che registra l'altezza e l'energia della voce di chi parla, in funzione della distribuzione sulle diverse frequenze, ricomponde il discorso all'estremità ricevente, ricostruendo la voce originale.

Costruito interamente con circuiti integrati, l'analizzatore è istruito da un programma immagazzinato, eliminando la necessità di cavi speciali o di attrezzature supplementari per eseguire altre funzioni di elaborazione di segnali in tempo reale.

(1180)

CONDENSATORE A GAS COMPRESSO PER 1000 kV - Alla serie già segnalata (Elettronica e Telecomunicazioni n. 5 - 1969, p. 184) si è aggiunto un nuovo



4490

condensatore campione per alta tensione a gas compresso prodotto dalla Tettex AG di Zurigo: si tratta del tipo 3370/70/1000 da 70 pF e 1000 kV di tensione di esercizio.

Questo tipo di condensatore a doppia schermatura, serve principalmente come campione di capacità di alta precisione in circuiti per misure ad alta tensione, inoltre può essere utilizzato, con un voltmetro di cresta, per la misura precisa di tensioni a frequenze industriali. La sua capacità nominale di 70 pF è garantita al $\pm 0,03\%$; il suo fattore di perdita è minore di $1 \cdot 10^{-5}$. Il gas usato è una miscela di SF₆ e CO₂ sotto una pressione di 6 atmosfere.

(1161)

CIRCUITI INTEGRATI CON PROCEDIMENTO «SILICON GATE» - Un nuovo procedimento è stato sviluppato sulla base della nota tecnologia MOS. Si tratta della tecnologia «Silicon gate» che consiste nel sostituire alla tradizionale metallizzazione d'alluminio del «gate», uno strato di silicio cristallino quale elettrodo. Il nuovo procedimento, rispetto alla tecnologia MOS tradizionale, comporta tre tipi di vantaggi:

1) Bassa tensione di soglia a tolleranza stretta con conseguente compatibilità con i circuiti logici DTL e TTL.

2) Dal momento che il silicio cristallino è depositato sul «gate» prima che avvenga la diffusione del «Drain» e della «Source», la struttura dei tran-

si è stata usata per attuare simultaneamente numerose unità su una grande «fetta» di cristallo.

Il nuovo fotodiodo può sostituire i dispositivi di tipo convenzionale ad incandescenza od a scarica luminescente specialmente nei calcolatori portatili, negli apparecchi telefonici e in molte apparecchiature di misura.

Altri vantaggi del nuovo fotodiodo sono la piccola potenza richiesta, la lunga durata, la grande affidabilità e la grande rapidità di commutazione (1 nanosecondo).

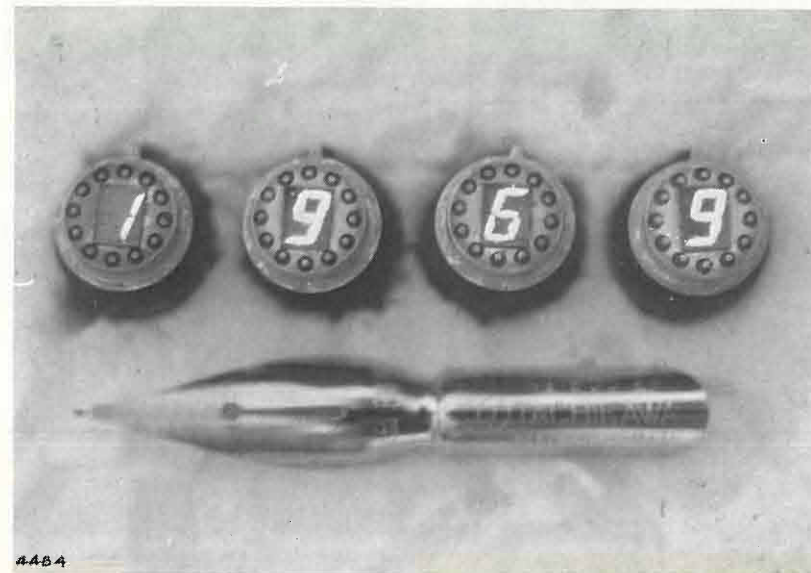
(1154)

NUOVO FOTODIODO ALFA-NUMERICO - Un nuovo fotodiodo ad elevata luminosità, che consente la riproduzione di numeri o caratteri alfabetici, è stato presentato dalla Hitachi. Esso funziona a bassa tensione e richiede piccola potenza (1,75 V con un assorbimento di 50 mA per ogni cifra).

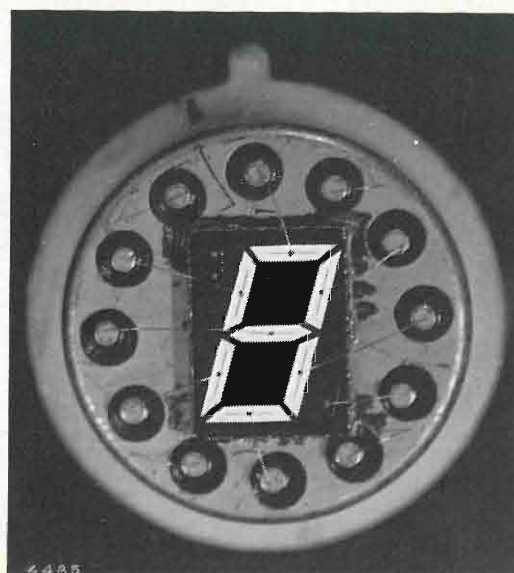
Le fotografie riprodotte in figura illustrano, a titolo di esempio, uno di tali dispositivi ad otto elementi, avente le dimensioni di una puntina da disegno, adatto per riprodurre i numeri da 0 a 6

ed anche il punto; il colore della luce è rosso brillante (6300 ÷ 6800 Å luminosità maggiore di 120 foot Lambert). Un dispositivo a sedici segmenti può riprodurre tutte le lettere dell'alfabeto.

Lo sviluppo del nuovo fotodiodo fu possibile per il successo tecnologico ottenuto nella produzione di grandi monocristalli di fosfato di arsenico e gallio mediante un procedimento epitassiale a fase di vapore. Una nuova struttura monolitica integrata, invece della normale struttura ibrida integrata,



4484



4485

si è autoallineante e diventano minime le sovrapposizioni della diffusione del «gate». Questa caratteristica consente strutture più piccole, più bassa capacità di reazione e pertanto impedenze inferiori e più alte velocità.

3) Il silicio policristallino si presta a un secondo livello di interconnessioni. Questo fornisce al progettista una maggiore libertà di scelta nella topologia circuitale.

Questa tecnologia, sviluppata dalla Fairchild, è stata applicata nella costruzione del nuovo circuito multiplexer 3708 «Silicon gate» che migliora considerevolmente le prestazioni rispetto al circuito precedente (3705) come risulta dal seguente raffronto:

	3705 (MOS normale)	3708 (Si-Gate)	
Resistenza del canale	190	80	ohm
Corrente di dispers. massima d'uscita	10	2	nA
Corrente di dispers. dell'entrata segnale	2	0,2	nA
Capacità di uscita	40	25,5	pF
Capacità dell'entrata segnale	7,5	4,5	pF
Capacità dell'entrata logica	5,5	2,5	pF
Ritardo di inserzione	1	0,3	ns

(1183)

TRANSISTORE PNP PER SINTONIZZATORI DI TELEVISIONE - Con transistori PNP si possono ottenere, nell'amplificazione di segnali UHF, prestazioni migliori, specialmente nei riguardi del guadagno e del rumore, di quelle conseguibili con transistori NPN. Il guadagno di potenza di un transistoro è infatti strettamente legato alla sua frequenza massima di oscillazione f_{max} ed è funzione del rapporto $f_T/r_{bb'}$.

Per rendere massimo il guadagno di potenza è quindi necessario rendere più alta possibile la frequenza di transizione f_T e minima la resistenza intrinseca di base $r_{bb'}$. La frequenza f_T può essere aumentata riducendo il tempo di transito dei portatori minoritari nelle ragioni di svuotamento di emettitore e di collettore e nella ragione di base; questo principio è valido indipendentemente dalla polarità del transistoro. La polarità del transistoro è invece

importante perché la $r_{bb'}$ è legata in modo inverso alla mobilità dei portatori maggioritari nella regione di base. Infatti essa risulta più bassa per un transistoro PNP (con un corrispondente aumento del guadagno di potenza) perché i portatori maggioritari nella regione di base sono gli elettroni che hanno una mobilità quasi tripla delle lacune (le quali sono invece maggioritarie nella base di un transistoro NPN). Anche la cifra di rumore è legata allo stesso modo alla f_T e alla $r_{bb'}$.

Tenendo conto di queste considerazioni la SGS di Agrate (Milano) ha recentemente sviluppato un nuovo transistoro planare al silicio di tipo PNP. Questo dispositivo, denominato BF 272, è stato espressamente studiato per amplificare segnali a frequenza fino a 800 MHz, cioè nel campo UHF.

Poiché i transistori usati nei sintonizzatori TV devono avere un guadagno che si riduce all'aumento della corrente, è stata inserita una resistenza in serie al collettore in modo da ottenere una caduta proporzionale alla corrente. Oltre a conferire al dispositivo caratteristiche con regolazione automatica di guadagno (AGC), la elevata resistenza di collettore, insieme alla capacità di collettore, funge da filtro. La f_T in questo modo è limitata a circa 800 MHz, cioè a solo un terzo o un quarto della f_T «intrinseca» dovuta alla carica spaziale di emettitore e al tempo di transito di base. Si evita così il pericolo di autooscillazioni del dispositivo.

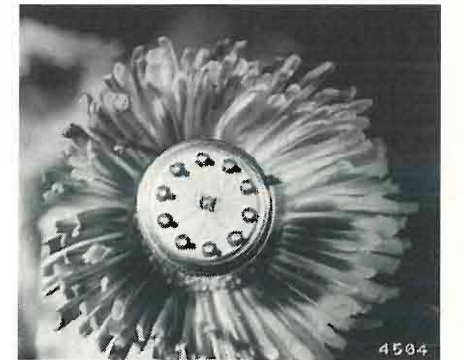
Il transistoro BF 272 possiede le seguenti caratteristiche elettriche: alta tensione di «break-down»; capacità di reazione a base comune 0,05 pF; capacità di reazione ad emettitore comune 0,25 pF; frequenza di transizione 800 MHz; figura di rumore 4 dB. Le prestazioni tipiche ottenibili in un sintonizzatore UHF attuato con uno stadio amplificatore a R.F. che faccia uso del BF 272 sono le seguenti: guadagno di potenza 27 dB; figura di rumore 5 dB; regolazione automatica di guadagno 40 dB.

Le caratteristiche del transistoro BF 272 variano poco al variare della temperatura. La sua struttura è ottenuta con il processo Planare II e il suo profilo è a doppia diffusione. Questo processo assicura un costante controllo sulla dispersione della f_T del dispositivo. Il processo epitassiale, inoltre, assicura un buon controllo delle caratteristiche di regolazione automatica di guadagno.

(1185)

CIRCUITI INTEGRATI A SEMICONDUZIONE - Nuovi circuiti integrati a semiconduttori per l'applicazione nel campo degli stadi a media frequenza audio di ricevitori televisivi e degli stadi a media frequenza di ricevitori radio MA e MF sono prodotti dalla Siemens. La serie comprende quattro nuovi circuiti denominati rispettivamente TAA 981, TAA 991, TBA 120 e TBA 140.

I circuiti integrati a semiconduttori TAA 981 e TAA 991 sono amplificatori combinati per la media frequenza MA/MF adatti ad essere inseriti in ricevitori radio. L'amplificatore TAA 991 ha in più, rispetto al modello



4584

TAA 981, un'uscita per una tensione impiegabile per la regolazione del guadagno di un preamplificatore a RF.

Il circuito amplificatore a media frequenza consiste essenzialmente di due stadi amplificatori accoppiati in continua attraverso un «emitter follower».

Per il funzionamento in modulazione di ampiezza (450 kHz) è prevista una regolazione di 60 dB. Senza regolazione automatica il guadagno di tensione è di 90 dB. Con la suddetta regolazione automatica il fattore di compressione raggiunge 50 dB.

Per il funzionamento in modulazione di frequenza (10,7 MHz) il guadagno di tensione è di 86 dB e la regolazione automatica incomincia ad intervenire a partire da una tensione di entrata di 200 microvolt.

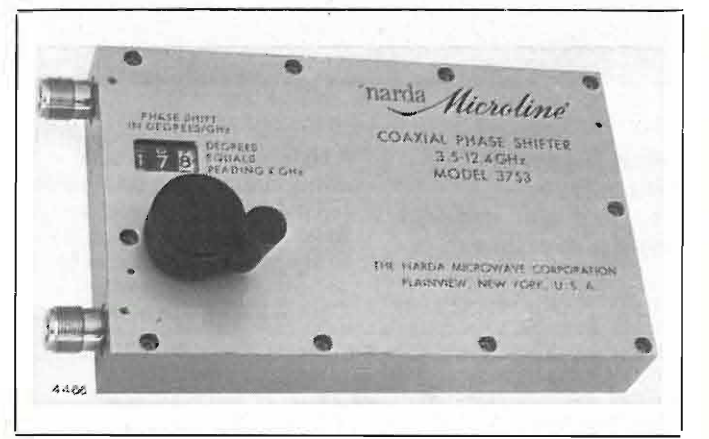
I valori indicati valgono per una tensione di alimentazione di 9 V.

NUOVO SFASATORE PER MICROONDE - È stato immesso nel mercato un nuovo sfasatore coassiale di precisione per uno sfasamento massimo di oltre 180°. Copre il campo di frequenze che va da 3,5 a 12,4 GHz ed è prodotto dalla Narda Microwave Co. con la denominazione Mod. 3753. Esso si affianca al precedente modello che copre la banda sottostante da 1 a 5 GHz.

Lo sfasamento, misurato in gradi per gigahertz, è indicato direttamente dalla scala numerata comandata dalla sottostante manopola come si vede in figura. Ciò permette di misurare lo sfasamento prodotto da linee di trasmissione, dispositivi ibridi, attenuatori, ecc. Può essere usato anche per compensare differenze di fase lungo le linee di trasmissione.

Il movimento di accordo, ottenuto mediante un cinematismo di precisione, è liscio e privo di gioco. La massima potenza media consentita è di 200 watt. La precisione è di $\pm 0,30^\circ/\text{GHz}$. Il rapporto di onde stazionarie è di solo 1,3 per la maggior parte della banda.

(1157)



4486

Riducendo la tensione fino a 5 V i valori si scostano poco da quelli sopra esposti.

Il circuito integrato TBA 120 è un amplificatore a modulazione di frequenza (MF) particolarmente adatto come media frequenza audio per televisori o per radiorecettori a MF. Esso può essere impiegato fino a 20 MHz anche come amplificatore-limitatore e come modulatore o modulatore pilotato con buona compressione della frequenza in entrata.

Questo circuito consta di un amplificatore differenziale a sei stadi, rigorosamente simmetrico e di un demodulatore a coincidenza anche esso simmetrico. Nel campo delle tensioni di alimentazione compreso tra 5 e 14 V il circuito comincia a funzionare come limitatore con una tensione d'entrata di 10 microvolt. Per 10 mV si ha una compressione della modulazione d'ampiezza di 60 dB.

In questo campo di tensioni d'entrata cambiano le caratteristiche del circuito, impiegato sia come limitatore, sia come amplificatore, inoltre compaiono effetti di sovrarmodulazione a bassa frequenza. D'altro canto la tensione di uscita a bassa frequenza cresce linearmente con la tensione di alimentazione a partire dal valore di 4 V e raggiunge, con una tensione di 12 V, i 600 mV (K = 1%).

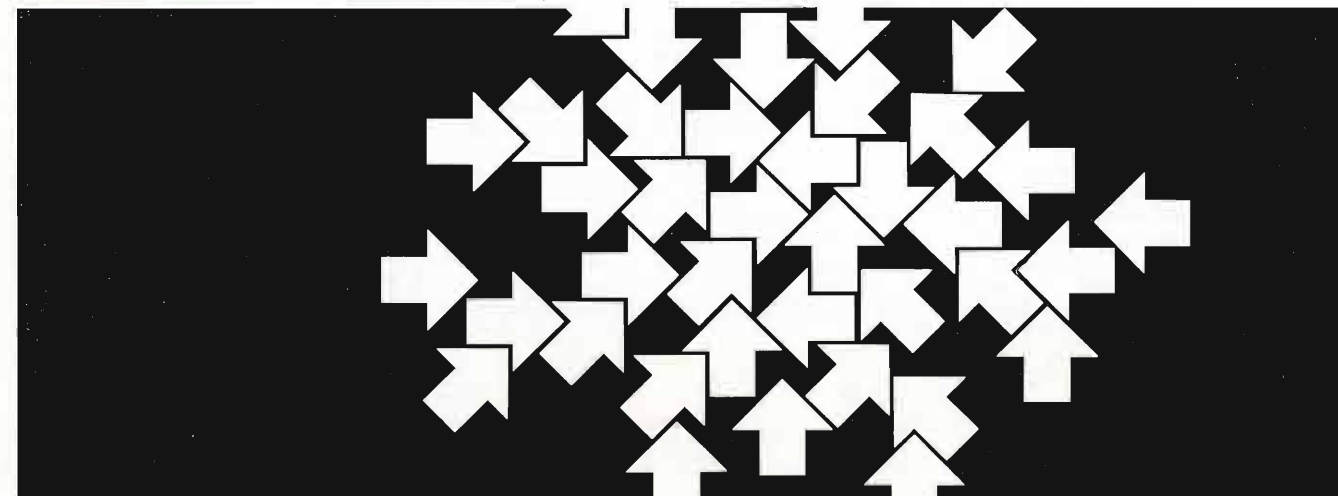
L'amplificatore integrato TBA 140 (vedi figura) non è altro che il modello TBA 120 racchiuso in un contenitore TO-5 con dieci piedini, che consente un notevole risparmio di spazio. (1182)

NUOVO CONTATORE-TEMPORIZZATORE - Il contatore-temporizzatore a diodi, funzionante fino a 40 MHz, con sensibilità di 10 mV ed illustrato dalla fotografia riprodotta in figura, è un nuovo prodotto della Marconi Instruments Ltd. - Inghilterra, denominato TF 2414 A. Alcune sue caratteristiche sono: misura dell'intervallo di tempo fino a 1 µs; impedenza d'entrata 1 M ohm; memoria di presentazione per mantenere la lettura durante il conteggio, si ottiene così una lettura continua e coerente in cui il progredire del

conteggio agisce solo sui numeri che via via debbono essere sostituiti con altri; oscillatore interno a cristallo in termostato che garantisce una stabilità di 1 · 10⁻⁶.

L'oscillatore interno pilota altresì una tensione di uscita a frequenze fisse scelte mediante un commutatore, manovrato dal pannello frontale, fra 0,1 e 1 MHz.

L'apparecchio utilizza componenti singoli ed integrati allo stato solido, misura cm 13 × cm 26,4 × cm 31 e pesa 5,7 chilogrammi. (1179)



Per 9 giorni: Hannover - centro del mondo della tecnica:

Il sistema di Hannover: importanti fiere specializzate nel medesimo periodo e nello stesso luogo. Con lo sguardo oltre il ciglio in settori affini. Hannover: Centro informativo per

cognizioni tecniche ed il know-how. Perciò:

Non mancate all'appuntamento!

FIERA DI HANNOVER '70

sabato, 25. 4.
domenica, 3. 5.
Mercato mondiale dell'industria

Camera di Commercio Italo-Germanica, Deutsch-Italienische Handelskammer, Via Napo Torriani, 29
20124 - Milano, Telex: 32202 Dicam Mi ☎ 637202 652.651/2/3
Via Rubicone 27, 00198 - Roma ☎ 85.31.09

C. so Cavour 40, 70121 - Bari ☎ 214.224
Via Fabio Severo 33, 34133 - Trieste ☎ 766.876
Via Villa Trabia 9, 90141 - Palermo ☎ 267.665
Via Trainotti 6, 37100 - Verona ☎ 32.660

LIBRI E PUBBLICAZIONI

DEBRAINE P.: Machines de traitement de l'information. Vol. II Programmation: Principes et langages d'assemblage. « Masson et Cie » Parigi, 1969.

Un volume di 420 pagine, formato cm 16,5 × cm 24,5 con 86 figure.

Prezzo 80 franchi francesi

Questo secondo volume sulla « Programmazione: principi e linguaggi d'assieme » di P. Debraine prosegue logicamente l'opera sulle « Macchine di trattamento dell'informazione » iniziata con il primo volume « Circuiti e programmi » a suo tempo recensito (« Elettrotecnica e Telecomunicazioni » 1968, p. 84). L'ultimo volume poi, il terzo, tratterà dei linguaggi avanzati e dei programmi specializzati e di servizio. In questo volume si studia in modo scientifico la struttura degli attuali elaboratori, cioè macchine sequenziali a programma registrato nella propria memoria con caratteristiche identiche a quella di registrazione dei dati.

L'autore, piuttosto che utilizzare un linguaggio particolare a scopo didattico, nel quadro di una macchina immaginaria costituita da tutti i possibili meccanismi, ha preferito approfondire, funzione per funzione, i linguaggi di programmazione di alcuni elaboratori esistenti: IBM 7090 - 7094, C11 90 - 40 (SDS 930), IBM 360.

Un capitolo particolarmente importante tratta dei sottoprogrammi; esso sviluppa la concezione modulare dei programmi, mette in luce i meccanismi di legamento e di trasmissione dei dati tra programmi preparati separatamente. Ciò nonostante il volume non si propone di sostituire un corso di programmazione propriamente detto, ma di chiarire alcuni concetti fondamentali sulla programmazione utile per affrontare poi corsi pratici per utilizzare gli elaboratori.

L'autore non ha tralasciato alcuni argomenti sui rapporti tra l'elaboratore e l'esterno quali i problemi di entrata ed uscita dei dati e di interruzione dei programmi che sono basilari per comprendere i procedimenti in tempo reale, in multiprogrammazione o multielaborazione, a partizione di tempo ecc, che saranno trattati a fondo nel volume terzo.

Ogni capitolo termina con esercizi ed una bibliografia particolarmente estesa.

Il volume comprende una introduzione; 9 capitoli e 5 allegati con i seguenti titoli:

- Introduzione: Tecniche digitali - Principi di realizzazione di circuiti automatici - Conclusioni (p. 1).
- Cap. 1°: Trattamento dell'informazione e struttura degli elaboratori (p. 9); Cap. 2°: Programmazione - Principi base (p. 38); Cap. 3°: Trasferimento di dati e operazioni aritmetiche a virgola fissa (p. 77); Cap. 4°: Operazioni di decisione e trasferimenti di comandi (p. 112); Cap. 5°: Routine e tabelle (p. 148); Cap. 6°: Istruzioni aritmetiche (p. 188); Cap. 7°: Istruzioni logiche (p. 232); Cap. 8°: Sottoprogrammi (p. 276); Cap. 9°: Istruzioni di entrata ed uscita (p. 339); Conclusioni (p. 395).

(1187)

FELDTKELLER R.: Bobines et transformateurs en électronique et télécommunications. « Dunod » Parigi, 1969.

Volume di XIV + 197 pagine, formato cm 16 × cm 25 con 148 figure.

Prezzo 48 franchi francesi

Il volume si propone di fornire al progettista di filtri o, più genericamente, di apparati che impiegano bobine o trasformatori, una sintesi di tutte quelle nozioni sui circuiti magnetici in pacco di lamierini o in ferrite, che sono necessarie per determinarne le caratteristiche e conoscerne le possibilità di impiego nei campi più svariati delle telecomunicazioni.

Una prima parte tratta i circuiti magnetici dal punto di vista generale, richiamando, a titolo di premessa, i noti concetti di induzione magnetica, di forza magnetomotrice, di induttanza e di riluttanza. Viene inoltre definita la permeabilità complessa, ponendo in particolare risalto il suo legame con i parametri che definiscono lo schema equivalente della bobina.

Le differenti forme con cui vengono comunemente realizzati i circuiti magnetici sono prese in esame nella seconda parte unitamente alla presentazione di numerosi esempi di progetto in cui vengono illustrate fra l'altro, le formule che permettono di valutare le perdite dovute alla resistenza degli avvolgimenti, alle correnti di Foucault e all'isteresi.

Il comportamento dei trasformatori in funzione della frequenza è infine oggetto di studio della terza parte. In essa sono passati in rivista tutti i tipi di trasformatori oggi impiegati nei circuiti a bassa e media frequenza e inoltre sono fornite indicazioni sul calcolo dei trasformatori d'alimentazione e delle bobine impiegate nei relativi filtri di livellamento.

Per ogni argomento trattato vengono riservate particolari attenzioni alle considerazioni di progetto. In molti casi i calcoli sono semplificati facendo ricorso ai numerosi abachi che completano ogni capitolo del testo.

Il volume è la traduzione, a cura di H. Soulier, dell'opera: « Theorie der spulen und ubertrager », pubblicata in lingua tedesca dall'editore S. Hirzel Verlag di Stuttgart. Autore ne è R. Feldtkeller, direttore dell'Istituto di Telecomunicazioni della Technische Hochschule di Stuttgart.

I titoli dei capitoli sono i seguenti:
A. Circuiti magnetici; A.I. Proprietà dei lamierini e delle ferriti (p. 1); A.II. Circuiti magnetici con traferro (p. 39).
B. Bobine (p. 61).
C. Trasformatori; C.I. Trasformatori funzionanti tra due resistenze (p. 88); C.II. Trasformatore accordato (p. 147); C.III. Trasformatore a risonanza per larga banda (p. 155); C.IV. Trasformatori d'alimentazione e bobine per filtro d'alimentazione (p. 172).

Seguono la bibliografia (p. 187), due appendici (p. 193 e 194) e l'indice (p. 199).

(1184)

RCA: Power circuits manual. Ed. RCA, Harrison N.J., 1969.

Un Volume di 448 pagine, formato cm 13,5 × cm 20,5 con molte figure.

Prezzo 2 dollari

È l'ultima edizione — gennaio 1969 — convenientemente aggiornata, con notevoli rifacimenti ed aggiunte al fine di includere le più recenti informazioni disponibili sulle caratteristiche e sulle possibilità di applicazione dei transistori di potenza, dei diodi raddrizzatori al silicio e dei tiristori (SCR, Triacs e Diacs).

Il manuale è dedicato ai progettisti di circuiti e di apparati, che utilizzano tali dispositivi. Tuttavia, analogamente agli altri manuali della serie RCA, per la sua chiarezza, completezza e facilità di lettura, può essere utilmente impiegato anche da insegnanti, studenti e altre persone che abbiano interessi nel campo specifico.

Oltre a una breve introduzione alla fisica dei semiconduttori, il volume contiene descrizioni dettagliate della costituzione e del funzionamento di ogni dispositivo prima citato, insieme alle caratteristiche e alle applicazioni circuitali. Sono compresi criteri e procedure di progetto per l'uso di tali dispositivi per la rettificazione, la regolazione, la conversione e l'amplificazione di potenza. Sono anche riportati numerosi esempi di progetto e pratiche realizzazioni circuitali.

Il Manuale è suddiviso in dieci capitoli, dei quali riportiamo l'elenco:

Cap. 1°: Materiali, giunzioni e dispositivi semiconduttori (p. 3). Cap. 2°: Raddrizzatori al silicio (p. 10); funzionamento, caratteristiche. Cap. 3°: Thyristors (p. 29); funzionamento, costruzione, caratteristiche, funzionamento serie e parallelo, protezione dai transistori. Cap. 4°: Transistori di potenza al silicio (p. 65); fabbricazione, parametri importanti, limitazioni, considerazioni termiche, tensioni di rottura secondaria, limiti e area di funzionamento sicuro, analisi ai piccoli segnali e ai grandi segnali, funzionamento ad interruttore. Cap. 5°: Rettificazione (p. 149); circuiti di raddrizzamento, filtraggio, circuiti con carico capacitivo. Cap. 6°: Conversione di potenza (p. 162); invertitori a transistori e diodi controllati. Cap. 7°: Regolazione di potenza (p. 200); regolatori di tensione lineari e ad interruttore. Cap. 8°: Controllo di tensione c.a. con tiristori (p. 226); controllo di motori, di forni ed impianti di illuminazione ad incandescenza. Cap. 9°: Amplificatori di potenza ad alta frequenza (p. 262); progetto di amplificatori a radio frequenza, trasmettitori HF, VHF, UHF, amplificatori e oscillatori a microonde, moltiplicatori di frequenza. Cap. 10°: Amplificatori di comando e di potenza a bassa frequenza (p. 379); amplificatori audio, generatori di potenza ad ultrasuoni, servo-amplificatori.

Segue una bibliografia (p. 438) ed un indice alfabetico (p. 440).

(1144)

R.D.C.

G.F.B.

R.A.

ORTUSI J.: *Mathématiques appliquées a l'électronique*. «Dunod» Parigi, 1969.

1° volume di XIV + 396 pagine formato cm 16 × cm 25, con 229 figure. Rilegato. Prezzo 68 franchi francesi.

2° volume di XII + 330 pagine, stesso formato, con 236 figure. Rilegato.

Prezzo 62 franchi francesi.

Il prof. Ortusi, autore del testo, è direttore del Centro di Formazione Tecnica Superiore della Thomson - C.S.F. Il testo è stato scritto per un corso di formazione professionale, destinato a procurare ai tecnici più dinamici di questa società, una formazione pressappoco equivalente a quella degli allievi anziani di una scuola d'ingegneria.

Nel primo volume sono trattati i seguenti argomenti: serie infinite, numeri complessi, equazioni differenziali, calcolo vettoriale e matriciale, calcolo delle probabilità.

Nel secondo sono trattate le funzioni analitiche, le trasformazioni conformi e le trasformate di Laplace e di Fourier.

Il metodo seguito è tutto particolare; ad ogni teoria matematica viene fatta seguire una trattazione abbastanza approfondita di alcuni problemi pratici a cui quella teoria può essere applicata. Così per esempio, la teoria delle funzioni di variabile complessa è seguita da una scorribanda nel campo dei filtri e delle loro funzioni di trasferimento; il calcolo vettoriale viene applicato ad alcuni problemi meccanici ed elettrici e perfino alla colorimetria, alla quale sono dedicate ben 26 pagine; nel capitolo sul calcolo matriciale trova posto la teoria del giratore; nel capitolo sulle equazioni differenziali si parla di missili balistici intercontinentali, ecc.

Man mano che si avanza nella lettura le applicazioni rubano sempre più posto alla matematica, fino a che, nella seconda metà del secondo volume si entra pienamente nel campo dell'elettronica. Così l'autore ritiene di poter incoraggiare anche i tecnici dell'industria ad approfondire le loro conoscenze matematiche, facendo vedere quanto

queste siano utili nella pratica quotidiana di lavoro.

La parte strettamente matematica del testo è trattata con abbondanza di dimostrazioni, ma senza quei dettagli che incidono solo sul rigore delle dimostrazioni stesse e quindi interessano poco i tecnici. Alcune volte sono fornite più esposizioni diverse sullo stesso argomento, per favorire la comprensione profonda e per accrescere i legami logici tra un argomento e l'altro.

Nel testo non vi è alcuna bibliografia, ma solo riferimenti ad altri due libri dello stesso autore.

Titoli dei capitoli del I volume:
Cap. 1°: Le serie infinite (p. 1);
Cap. 2°: Calcolo dei numeri complessi (p. 43);
Cap. 3°: Le equazioni differenziali (p. 97);
Cap. 4°: Calcolo vettoriale (p. 129);
Cap. 5°: Calcolo matriciale (p. 213);
Cap. 6°: Funzioni scalari di un punto (p. 257);
Cap. 7°: Funzioni vettoriali di un punto (p. 289);
Cap. 8°: Calcolo delle probabilità (p. 337);

Titoli dei capitoli del II volume:
Cap. 1°: Funzioni analitiche (p. 1);
Cap. 2°: Applicazioni dello studio delle funzioni analitiche all'elettronica (p. 55);
Cap. 3°: Teoria elementare del segnale (p. 117);
Cap. 4°: Trasformata di Laplace (p. 163);
Cap. 5°: Teoria degli interruttori (p. 211);
Cap. 6°: Trasformata di Fourier (p. 267).

(1162)

P.d'A.

HUGHES J. L.: *Computer LAB workbook*. «Digital Equipment Co.», 1969.

Un volume di XIV + 178 pagine, formato cm 13,5 × cm 20,5 con numerose illustrazioni.

Questo libro, destinato a studenti delle scuole medie superiori che intendano ricevere le prime nozioni teorico-pratiche sull'uso e il funzionamento dei calcolatori, contiene un corso completo di logica numerica. Il testo è abbinato ad un computer scolastico, appositamente studiato dalla Digital e chiamato COMPUTER LAB, che riproduce tutte le principali caratteristiche dei moderni calcolatori e che permette di eseguire

gli esperimenti illustrati nel testo. Ciascun circuito contenuto nel computer è raffigurato sul pannello frontale per mezzo dei simboli logici comunemente usati, lo stesso pannello è riprodotto sul libro in riferimento ad ogni esperimento.

L'esposizione è chiara e semplice ed ogni parte trattata è corredata di schemi ed illustrazioni. Il testo comprende un'introduzione alla logica binaria con particolare riferimento alle operazioni logiche, ai circuiti espressi mediante tali operazioni e alle relazioni intercorrenti tra il sistema binario e quello decimale. La conoscenza delle varie parti che compongono un calcolatore è conseguita con la composizione di alcuni sistemi, per mezzo del COMPUTER LAB.

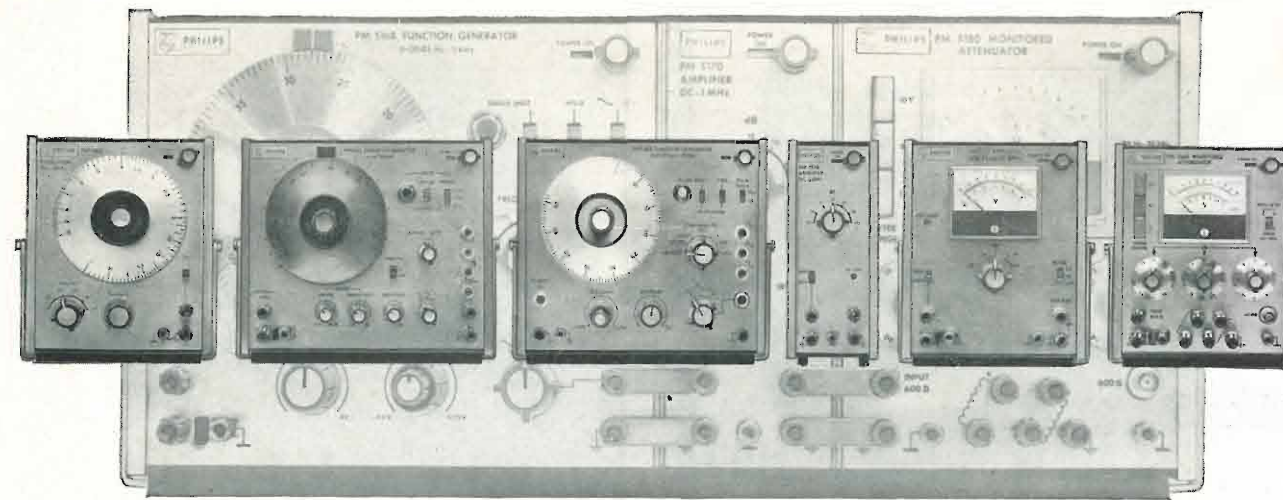
La trattazione continua poi con una esposizione dei principali fondamenti dell'algebra di Boole con riferimenti alle relazioni intercorrenti con i calcolatori e termina con lo svolgimento delle operazioni in codice binario e la spiegazione dei sottosistemi numerici.

Seguono poi 11 appendici di vario genere.

Dal punto di vista didattico si tratta di un testo molto interessante perché permette di abbinare allo studio teorico, la sperimentazione diretta degli argomenti che via via vengono trattati, favorendone una completa assimilazione e non relegandoli al ruolo di informazione superficiale come troppo spesso accade.

L'esposizione è divisa in 10 capitoli di cui riportiamo i titoli (con l'indicazione della pagina d'inizio) per fornire un'idea più precisa del contenuto del testo:

Istruzioni per il funzionamento del COMPUTER LAB pag. xi;
Cap. 1°: Concetti di operazioni binarie (p. 1);
Cap. 2°: Circuiti logici fondamentali (p. 23);
Cap. 3°: Flip-Flop (p. 33);
Cap. 4°: Algebra Booleana applicata ai circuiti (p. 45);
Cap. 5°: Contatori binari (p. 65);
Cap. 6°: Addizioni in serie (p. 79);
Cap. 7°: Addizioni in parallelo (p. 87);
Cap. 8°: Operazioni in codice binario decimale (p. 95);
Cap. 9°: Conversazione di codificazione e decodificazione (p. 105);
Cap. 10°: Considerazioni sul sistema (p. 119). Appendici da A a K (p. 129 ÷ 170). (1186)



Solo o in combinazione Gli apparecchi di misura BF a funzione singola Philips Vi forniscono l'esatta funzione di prova.

Nessun compromesso! PHILIPS presenta una serie di apparecchi di misura per BF — sia attivi che passivi — a funzione singola completamente compatibili.

Usateli separatamente — ciascuno ha la propria alimentazione — o in una qualsiasi combinazione per ottenere l'apparecchiatura richiesta per una data misura. Sistemi di misura a funzione multipla possono essere predisposti nel giro di qualche minuto, quindi modificati, aggiungendo, sostituendo o togliendo delle funzioni a seconda delle necessità.

Questa è la flessibilità del nuovo sistema PHILIPS.

La compatibilità è sia elettrica che meccanica - un sistema a funzione multipla può essere considerato come un singolo strumento. La gamma di frequenza è unica: 0,0005 Hz ÷ 1 MHz. Completamente transistorizzati.

I primi sei elementi di questa serie sono attualmente disponibili. Altri seguiranno. Non aspettate. Utilizzate subito i vantaggi che Vi possono offrire questi primi sei

elementi della serie.

A richiesta possiamo inviarVi le descrizioni dettagliate di questi nuovi apparecchi di misura.

PM 5160 - Oscillatore. Impieghi generali: larga banda 1 Hz - 1 MHz. Accordo capacitivo per una risoluzione infinita. Amplificatore separatore per isolare l'oscillatore dal carico.

PM 5162 - Generatore spazzolato. Quattro uscite separate forniscono segnali d'uscita di ampiezza costante sinusoidale, triangolari e quadrati; gli stessi segnali possono essere ottenuti anche con ampiezza variabile e con livello c.c. regolabile. Velocità di spazzolamento e ampiezza di spazzolamento variabili. 1 : 10⁴ spazzolamento.

Gamma di frequenza 0,1 Hz - 100 kHz. Tre rapporti di spazzolamento. Possibilità di spazzolamento a singolo ciclo. Modulazione di frequenza esterna. Uscita analogica di frequenza.

PM 5168 - Generatore di funzione. Quattro uscite separate come per il PM 5162. Facilità di trasporto. Commutatore del rapporto Mark/

space. Impulso singolo e trigger esterno. Copertura di frequenza: 0,0005 Hz - 5 kHz.

PM 5170 - Amplificatore. Impieghi generali e amplificatore d'impulsi. Aumenta il campo delle applicazioni degli altri strumenti. Guadagno estremamente stabile che può essere regolato fra -20 dB e +40 dB (rispetto all'entrata) a gradini di 10 dB. Gamma di frequenza: c.c. ÷ 3 MHz.

PM 5175 - Amplificatore di potenza. Impieghi generali. Potenza di uscita di picco 10 W. Gamma di frequenza: c.c. ÷ 3 MHz. Attenuatori incorporati a gradini di 10 dB da -26 dB a +14 dB. Indicatore di uscita con scala a zero centrale indica il senso dell'uscita in c.c. oltre che il valore. Protezione completa, anche con uscita in corto circuito.

PM 5180 - Attenuatore di controllo. Tre funzioni separate in un solo strumento: voltmetro c.a. preciso con tre gamme; attenuatore a decadi a commutazione; trasformatore di bilanciamento audio di alta qualità.



Philips S.p.A. - Reparto P.I.T.
Prodotti Industriali Tecnologici
Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - Tel. 6994



PHILIPS

Dal 3 all'8 aprile 1970 si è svolto al Parco delle Esposizioni di Parigi - Porte de Versailles il:

SALONE INTERNAZIONALE DEI COMPONENTI ELETTRONICI

posto sotto il patrocinio della FNIE (Federazione Nazionale Industrie Elettroniche) a cui hanno partecipato circa 1.000 Espositori provenienti da 20 Paesi.

È da notare che, a causa delle date di «MESUCORA», che si terrà dal 27 maggio al 4 giugno 1970, non c'è stata una sezione di apparecchi di misura. Inoltre, quest'anno è stato creato il nuovo «Salone Internazionale delle Tecniche Audiovisive, Elettroacustiche ed Elettroniche» che ha raggruppato, dal 6 all'11 febbraio 1970, tutti i materiali elettro-

acustici che formavano l'oggetto del Salone dell'Elettroacustica, il quale pertanto è stato soppresso. Tenendo conto di queste due precisazioni il Salone dei Componenti comprendeva quest'anno i seguenti principali settori:

- Componenti (attivi, passivi, sottoinsieme, relais...).
- Materiali elaborati particolarmente per l'Industria Elettronica.
- Equipaggiamenti di fabbricazione per circuiti stampati.
- Amministrazioni e Stabilimenti Pubblici.
- Editori di pubblicazioni concernenti l'Elettronica.

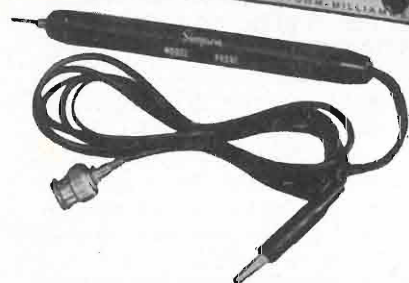
Al Salone erano associate numerose altre manifestazioni.

Simpson

INSTRUMENTS THAT STAY ACCURATE



MOD.
313
a
batteria



NUOVO

VOLT - OHM - MILLIAMPEROMETRO ELETTRONICO A STATO SOLIDO

- Portatile: batteria incorporata per funzionamento oltre 300 ore
- Alta impedenza ingresso 11 MΩ
- Estrema stabilità di zero
- Ingresso a FET

Misura tensioni c.c. da 300 mV a 50 kV c.c., tensioni c.a. da 300 mV a 1000 V, ohm da 10 ohm centro a 500 Mohm f.s.; sonda RF sino a 250 MHz. L'alta stabilità rende superflua la regolazione di zero e degli ohm anche cambiando portate. L'ingresso a FET (transistore ad effetto di campo) è protetto per sopportare anche grandi sovraccarichi. Scala ampia da 178 mm! Controllo batteria incorporato.

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA:

Dott. Ing. MARIO VIANELLO

Sede: 20122 - MILANO
Via Luigi Anelli n. 13 - Telefoni 553811 - 553081
Filiale: 00185 - ROMA
Via S. Croce in Gerusalemme 97 - Tel. 772250/941

NELLE MIGLIORI LIBRERIE E NELLE EDICOLE

2

MARZO/APRILE 1970

PAOLO EMILIO CARAPEZZA, *L'ultimo oltramontano, o vero l'antimonteverdì* (I)

RENÉ LEIBOWITZ, *Il rispetto del testo* (bisogna correggere le sinfonie classiche?)

PIERO RATTALINO, *Il processo compositivo nel «Don Pasquale» di Donizetti* (II)

UMBERTO SANTUCCI, *Il jazz in Europa*

LEONARDO PINZAUTI, *A colloquio con Franco Donatoni*

Documenti: *Antonio Cesti alla Corte di Vienna* (a cura di Theophil Antonicek)

nuova ■ **RIVISTA**
■ **MUSICALE**
■ **ITALIANA**

bimestrale di cultura e informazione musicale

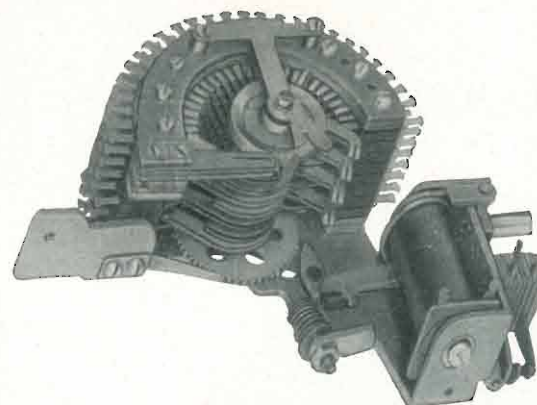
ERI · EDIZIONI RAI RADIOTELEVISIONE ITALIANA

Il fascicolo di oltre 200 pagine
corredato da illustrazioni
comprende saggi ed articoli di grandi firme
di musicologi italiani e stranieri
note, commenti e corrispondenze
dall'Italia e dall'estero
recensioni di libri di musiche e dischi
la musica alla radio
un particolareggiato spoglio delle riviste
un ampio notiziario

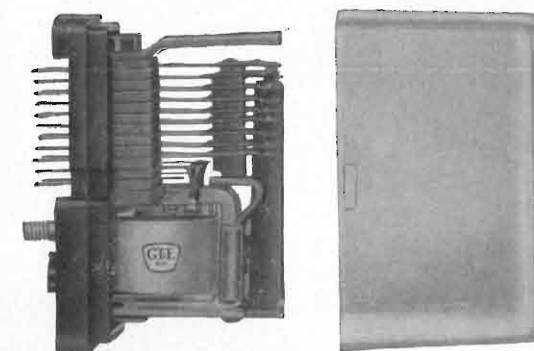
La nuova RIVISTA MUSICALE ITALIANA
è un periodico bimestrale della
ERI-Edizioni Rai Radiotelevisione Italiana
via del Babuino 9 - 00187 Roma

Un numero: Italia L. 1.500; Estero L. 2.500 - Abbon.
annuo: Italia, L. 7.500; Estero L. 12.500

Le quote di abbonamento possono essere versate
sul c/c postale n. 2/37800 intestato alla ERI - edi-
zioni rai radiotelevisione italiana - via Arsenale 41
10121 Torino



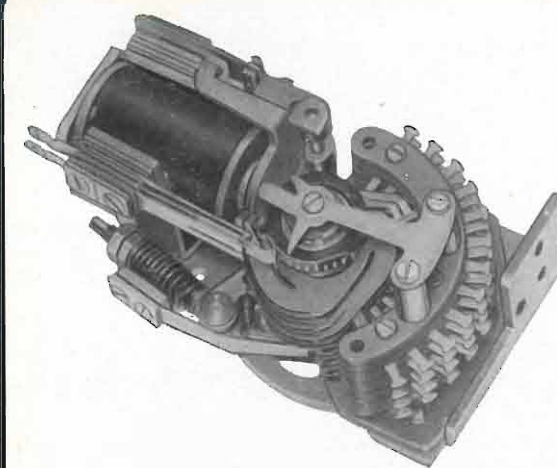
selettore rotativo 45



relé miniatura



relé correeds



selettore rotativo 44



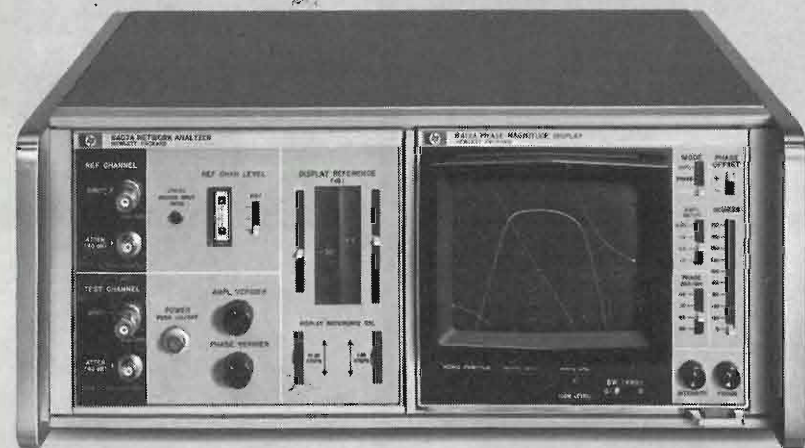
Divisione Commutazione

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

**Elimina rumore e
perplexità
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.

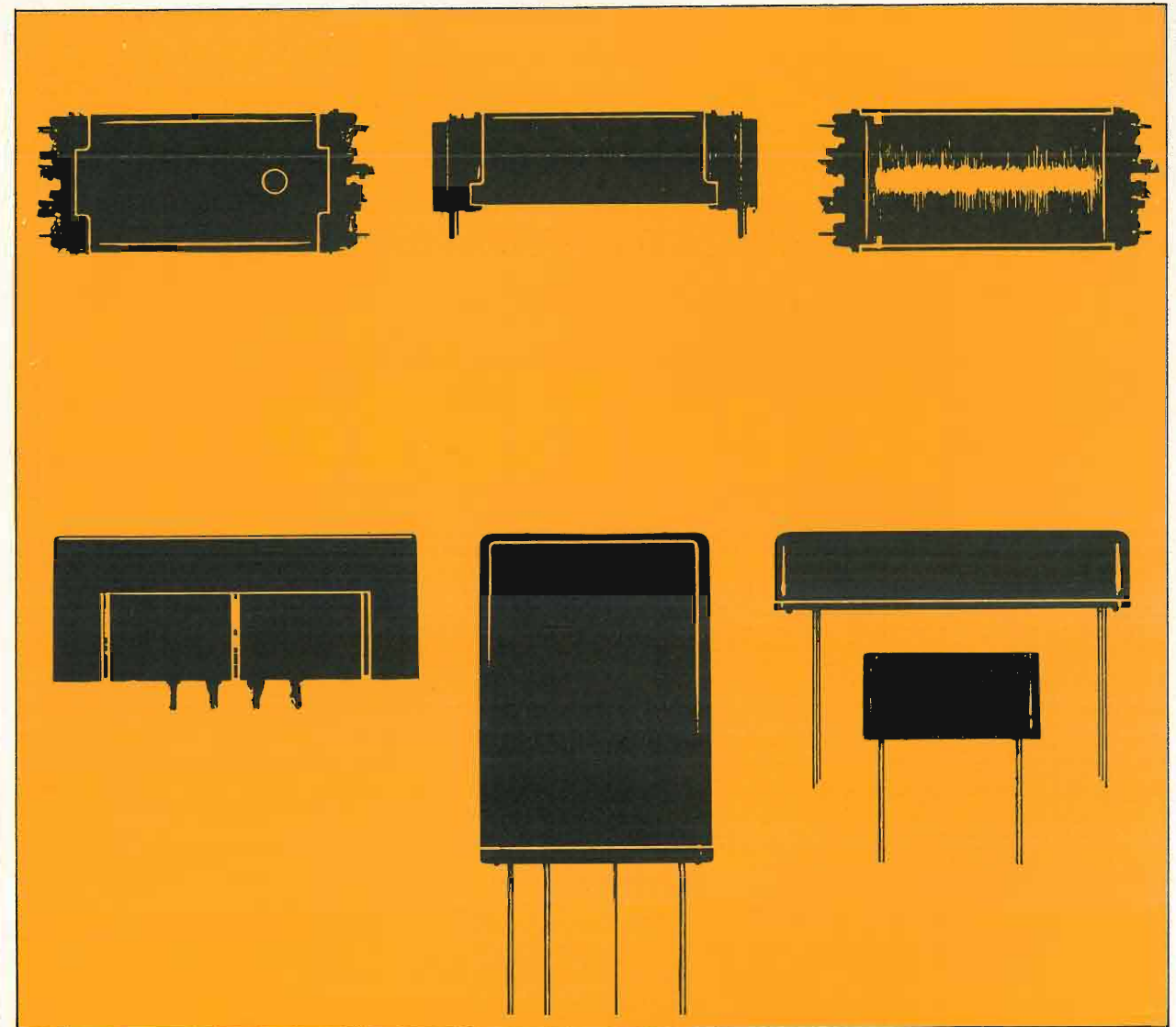
Nella sua gamma operativa — da 100 KHz a 110 MHz — il nuovo Analizzatore di reti hp 8407 è uno strumento di concezione superiore per misurare attenuazione, guadagno, rapporto di ampiezze e fasi in forma logaritmica, ritardi di gruppo, rapporto di onda stazionaria, coefficiente di riflessione, impedenza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



68012 I

Intorno a me . . . il diluvio

Possono operare nelle condizioni ambientali più critiche — atmosfera corrosiva o esplosiva, umidità, climi tropicali — e le loro prestazioni sono sempre perfette. Si tratta dei Relè Reed della ITT ad alta velocità di funzionamento, impiegati in calcolatori elettronici, apparecchiature telefoniche, impianti per segnalazioni d'allarme, equipaggiamenti militari, apparecchiature industriali ad elevato coefficiente di automazione e in genere dovunque sia richiesta l'immediata entrata in funzione di un dispositivo automatico.

Grazie all'assoluto isolamento dagli agenti esterni, applicabile anche ai contatti, conservano in pieno le capacità e rapidità di funzionamento anche se restano inutilizzati per lunghissimi periodi di tempo.

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

ITT

VOI CHE LAVORATE PER IL FUTURO

scegliete ciò che vale



Tecniche e prodotti d'avanguardia al servizio dell'industria elettrica ed elettronica in tutte le parti del mondo

La AMP mette a disposizione delle industrie elettriche ed elettroniche operanti nel settore civile e militare, una vasta gamma di terminali e connettori esclusivi e brevettati applicabili secondo una tecnica di aggraffatura rapida, sicura, ed economicamente vantaggiosa.

Ma non è tutto: la AMP offre qualcosa di più prezioso alla sua clientela.

Offre cioè la propria consulenza gratuita alle Aziende, collaborando con esse sin dallo stadio di progetto, nella ricerca di sempre nuove applicazioni dell'attuale prodotto, oppure nella creazione di prodotti nuovi per soddisfare le specifiche necessità di ciascun cliente.

Per ogni esigenza tecnica la AMP dispone infatti di un esperto altamente qualificato in grado di suggerire soluzioni nuove, efficienti, valide concernenti l'applicazione di prodotti che sono all'avanguardia nel settore delle connessioni elettriche ed elettroniche.

32 stabilimenti sparsi in tutto il mondo permettono una capillare distribuzione dei prodotti AMP e assicurano dovunque una assoluta omogeneità di produzione e manutenzione.

Una facile reperibilità dei ricambi, una appropriata consulenza nell'applicazione dei prodotti, una adeguata assistenza tecnica e, soprattutto, una venticinquennale esperienza, costituiscono una sicura garanzia sotto tutti i profili.

AMP ITALIA S.p.A.

Corso Fratelli Cervi, 15 - 10093 COLLEGNO (Torino)
Tel. 78.56.56 (5 linee)

IL PIÙ ALTO LIVELLO DI EFFICIENZA CON IL VIDEO-TAPE AMPEX

L'Amplex VR-7003 accelera le vostre comunicazioni, ed aiuta chiunque a migliorare la propria attività

La registrazione video significa semplicemente la possibilità di registrare immagini e suoni... e di ottenerne la riproduzione quasi istantaneamente. L'apparecchiatura Amplex VR-7003 compie queste funzioni in osservanza agli standard professionali internazionali.

Il Dirigente del reparto «Marketing» ottiene dal VR-7003 la massima utilità in rapporto alle ricerche analitiche. È un mezzo rapido ed efficace per registrare su nastro i risultati di una discussione in gruppo, di una prova di imballaggio, dei sondaggi su di un nome commerciale, ecc., e permette di osservare più volte la registrazione.

Il Dirigente di officina può registrare un procedimento di lavorazione sia dal punto di vista visivo, sia da quello acustico, con illimitate possibilità di ascolto. Egli ritiene che il VR-7003 costituisce un mezzo di importanza vitale per analizzare operazioni critiche in funzione dei criteri di valutazione — tutto ciò senza minimamente interferire con i normali processi di lavorazione.

Essa rappresenta un investimento positivo per qualsiasi organizzazione improntata a criteri moderni... che si sintetizzano in questo caso nella constatazione di un aumento del rendimento da parte delle persone investite delle maggiori responsabilità.

Il Dirigente delle vendite, assiduamente interessato nell'addestramento del personale di nuova assunzione, usa il VR-7003 intensamente. Insiste sul fatto che esso rappresenta il mezzo più idoneo per far sì che i venditori in fase di addestramento vedano in pratica il loro stesso modo di comportarsi, e ne traggano preziosi insegnamenti, grazie alla possibilità di visione istantanea. Il nastro — inoltre — può essere facilmente «cancellato» per effettuare una nuova registrazione.

Il Direttore Generale, in occasione di una riunione, desidera solitamente più di un semplice pro-memoria stenografico, allo scopo di ricordare ciò che si è detto. Egli non può che essere lieto di disporre di un mezzo assolutamente perfetto per la registrazione video e sonora, di facile riproduzione, che si traduce in un pratico documento dei lavori svolti. È favorevole all'impiego del VR-7003 per la divulgazione dei dati informativi sulla produzione. Ritiene anche che è utile come aiuto «visivo» per l'addestramento dei giovani dirigenti, argomento nel quale un Direttore Generale è sempre particolarmente interessato. Gli allievi possono facilmente riascoltare i dati nei momenti di riposo, con ascolto normale, rallentato, ed anche con possibilità di arresto.



Amplex VR-7003 l'unico registratore video a basso costo che garantisce la massima intercambiabilità per la parte meccanica, gli standard, ed i componenti immagini di qualità superba, con le massime comodità di manovra unità portatili che può essere alimentata da qualsiasi presa di tensione può diventare rapidamente lo Standard Mondiale per le organizzazioni che fanno uso di un impianto televisivo a circuito chiuso può essere collegato ad un'apparecchiatura a «console» per TV a circuito chiuso è costruito, dall'Amplex, la fabbrica più importante del mondo di apparecchiature per registrazione magnetica, che per prima ha tradotto in pratica la registrazione video.

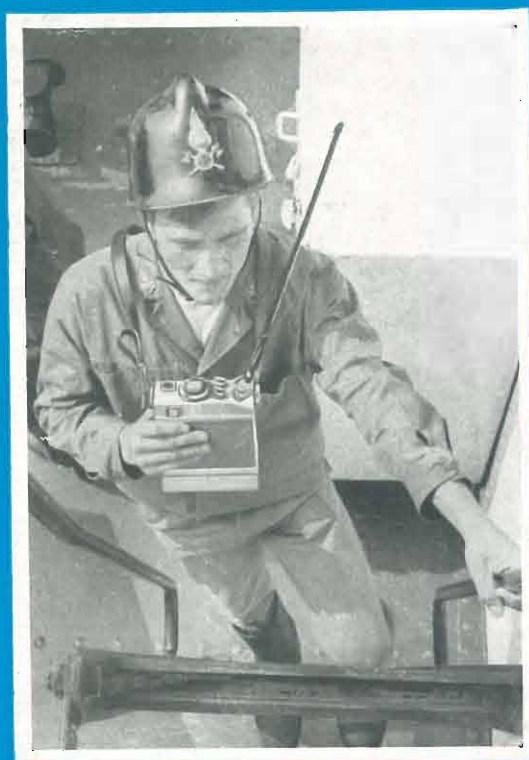
AMPEX

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA:

LARIR International s.p.a. 20129 MILANO - Viale Premuda, 38/A - Tel. 780.730 - 795.762 - 795.763



studio corazza



TEL 681 LA NUOVA SERIE DI RICETRASMETTITORI ALLO STATO SOLIDO

RICETRASMETTITORE PORTATILE TEL 681 P

Il ricetrasmittitore portatile, allo stato solido, serie TEL 681 P, è funzionante nella gamma civile di 148 - 174 MHz. La sua moderna concezione e le sue prestazioni poco comuni, unite a un peso inferiore ai 2 Kg., le dimensioni e i consumi ridottissimi, ne fanno un apparato all'avanguardia, atto a funzionare anche in reti radiotelefoniche complesse (Polizia, Cantieri, Aziende Elettriche, Ferrovie, ecc.).

RADIOTELEFONO MOBILE TEL 681 M

Per qualsiasi tipo di automezzo il radiotelefono transistorizzato TEL 681 M rappresenta il mezzo ideale di collegamento per qualsiasi servizio di pronto intervento e sorveglianza. Estremamente compatto, sicuro contro le vibrazioni, di consumo esiguo nonostante l'esclusivo impiego di semiconduttori al silicio, può essere fornito sia con 12 che con 20 W di potenza e può anche essere predisposto come stazione fissa di base.



*tecnologie
elettronica
elettrotecnica
elettromeccanica
elettrocomunicazioni*

telmi italia s.p.a.

20037 PADERNO DUGNANO (MI) - Viale dell'Industria, 3 - Tel. 91.82.642/3/4/5/6 - Telex TELMITAL 33640
00165 ROMA - Via F. Bernardini, 9 - Tel. 63.76.903. • 10121 TORINO - Via Cernaia, 31 - Tel. 53.52.20