

# ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

A CURA DELLA RAI E DELLA STET - EDIZIONI ERI - ANNO XXI - NUMERO 5 - 1972 - L. 500

RIC. 10 NOV 1972  
BISD



Entrata della sede del Centro di Controllo della RAI nel parco di Monza.



# Supertester 680 R / R come Record !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

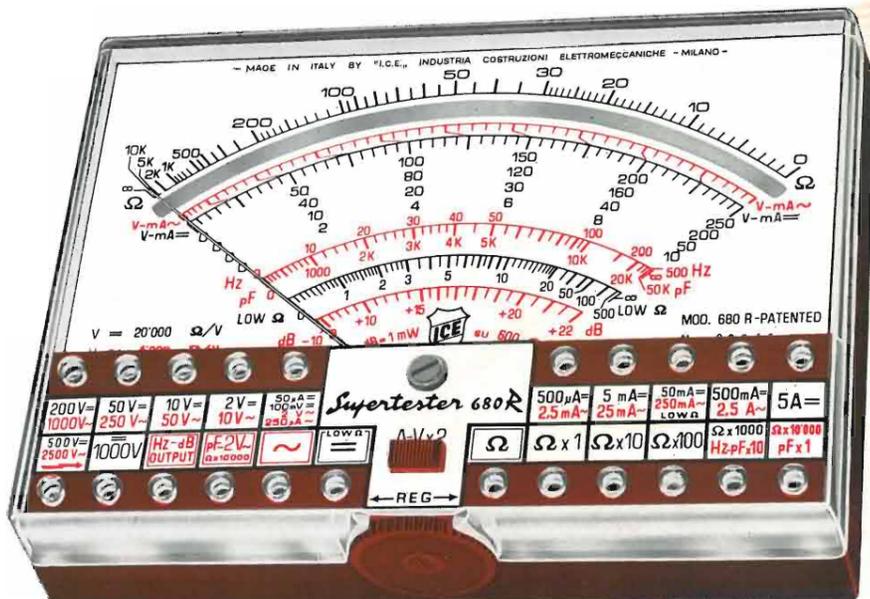
STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!  
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano

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  $\mu$ A a 10 Amp.
- AMP. C.A.: 10 portate: da 200  $\mu$ A a 5 Amp.
- OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
- Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
- CAPACITÀ: 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5  $\mu$ F e da 0 a 50.000  $\mu$ F 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 od 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 ohmetroico. 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 resinella 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: I<sub>co</sub> (I<sub>co</sub>) - I<sub>leo</sub> (I<sub>eo</sub>) - I<sub>ceo</sub> - I<sub>ces</sub> - I<sub>cer</sub> - V<sub>ce sat</sub> - V<sub>be</sub> hFE (h) per i TRANSISTORS e V<sub>f</sub> - I<sub>r</sub> 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 transistori 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-picco-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. 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.

AMPEROMETRO A TENAGLIA **Amperclamp**

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

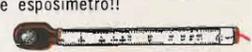


PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)



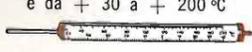
Prezzo netto: L. 3.600

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

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  
C.P.  
GENOVA - CORSO ITALIA 40 - TEL. (010) 31.62.44 - 16146  
ROMA - VIA LAZIO 6 - TELEFONI (06) 48.00.53/4 - 00187  
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. (081) 32.32.70 - 80133

# STRUMENTI PER MISURE ELETTRICHE

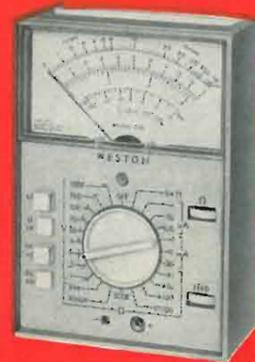


Fig. 2 - Tester portatile



Fig. 3 - Wattmetro portatile



Fig. 4 - Contatore campione portatile



Fig. 5 - Galvanometro



Fig. 6 - Oscilloscopio



Fig. 7 - Misuratore di isolamento tascabile



Fig. 8 - Ponte per misure d'ammettenza VHF



Fig. 9 - Misuratore di terre ad azzeramento



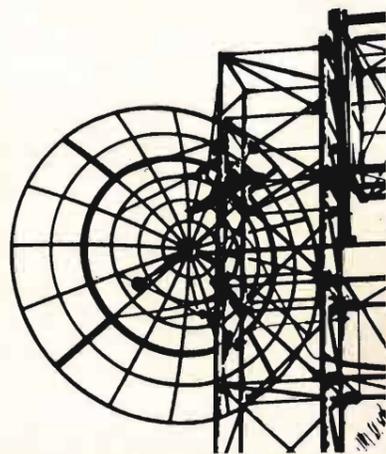
Fig. 10 - Ponte universale per misure di resistenze capacità, induttanze R.F.



Fig. 11 - Milliamperometro registratore

Ponti radio a piccola, media e grande capacità - Ponti radio televisivi - Multiplex video radar - Ponti radio militari - Sistemi integrati per telecomunicazioni - Traslatori televisivi e sistemi per televisione - Apparecchiature terrestri per comunicazioni via satellite

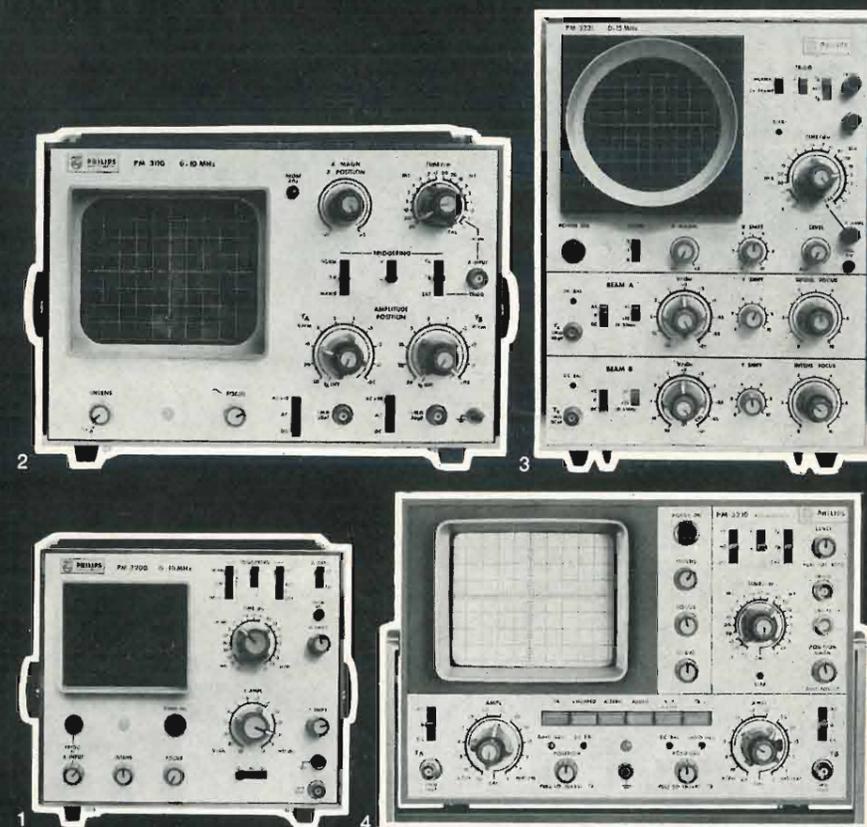
# selenia telecomunicazioni



INDUSTRIE ELETTRONICHE ASSOCIATE S.p.A.  
DIVISIONE RADIOCOMUNICAZIONI - ROMA



## PHILIPS



## ORA PIÙ CHE MAI IL PREZZO È IMPORTANTE

Questa è solo una piccola parte della vasta gamma di strumenti elettronici di misura Philips.

- 1 PM 3200: Oscilloscopio 0-10 MHz, 2 mV/div; sincronizzazione automatica.
- 2 PM 3110: Oscilloscopio a doppia traccia 0-10 MHz, 50 mV/cm (5 MHz, 5 mV/cm); sincronizzazione automatica anche su segnali di riga o quadro TV.
- 3 PM 3231: Oscilloscopio a doppio raggio 0-15 MHz; 10 mV/div (0-5 MHz, 1 mV/div); regolazione separata della luminosità di ogni traccia; ingressi con FET protetti.

4 PM 3210: Oscilloscopio a doppia traccia 0-25 MHz; 1 mV/cm; X-Y fino a 5 MHz con sfasamento trascurabile; reticoli speciali per misure vettoriali.

Servizio Assistenza, Sala dimostrativa, Uffici Commerciali, sono presso la nuova sede di Monza.



PHILIPS S.p.A. - Sezione PIT/TM  
Viale Elvezia 2 - 20052 MONZA  
Tel. (039) 361.441/5 - 360.364/6 - 360.383/4 - Telex 35290

Filiali: Padova, Torino, Genova, Bologna, Roma, Cagliari, Palermo

# istantaneamente...

...Düsseldorf ... Parigi ... Monaco ... Lubiana ...

Il DANA è un dispositivo automatico di chiamata telefonica con selezione a numeri abbreviati; associato alle centrali private di media e grande capacità, consente la chiamata di determinati utenti selezionando soltanto una o due cifre. Questa possibilità comporta i seguenti vantaggi:

- risparmio di posti d'operatrice
- miglior sfruttamento delle linee urbane
- snellimento generale del lavoro.

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

20149 Milano - p.le Zavattari, 12 - tel. 4388



dispositivo automatico  
con selezione a numeri abbreviati

# DANA

LUBIANA

# I Bestseller



## Contenitore plastico di potenza con affidabilità garantita

Grazie alle eccellenti caratteristiche di resistenza ai cicli termici del contenitore plastico Versawatt, i dispositivi di potenza ATEs/SGS in plastica sono garantiti contro i guasti dovuti a fenomeni di fatica termica.

Le caratteristiche principali di questo contenitore sono la compattezza e la facilità di montaggio: la versatilità di impiego è accresciuta da due differenti configurazioni dei terminali, una delle quali, quella con terminali piegati, consente l'esatta sostituzione del contenitore TO-66.

I primi sei dispositivi di potenza ATEs/SGS realizzati in contenitore plastico, sono transistori Hometaxiali, esenti da rottura secondaria, con bassa tensione di saturazione, alta corrente e con una dissipazione di potenza che raggiunge i 75 W anche alle massime tensioni di lavoro.

Tipo	Contenitore	V <sub>CEO</sub> (min)	V <sub>CEO</sub> (min)	I <sub>C</sub> (max)	h <sub>FE</sub> (min)	con I <sub>C</sub>
BDX70/2N6098	TO-220AA	70	60	10	20	4A
BDX71/2N6099	TO-220AB					
BDX72/2N6100	TO-220AA	80	70	10	20	5A
BDX73/2N6101	TO-220AB					
BDX74/2N6102	TO-220AA	45	40	16	15	8A
BDX75/2N6103	TO-220AB					

**ATES**

Via C. Olivetti 1, 20041 Agrate Brianza, Milano, tel.: 039.65341

**SGS**



ROHDE & SCHWARZ · MÜNCHEN

**UUV**

$V \cong 0,1 \text{ mV} \dots 1000 \text{ V}$   
 $I \cong 0,1 \text{ nA} \dots 1000 \text{ mA}$   
 $R : 10 \Omega \dots 100 \text{ M}\Omega$   
 Imp. ingresso:  $100 \text{ M}\Omega$

**UVM**

10 Hz ... 15 MHz  
 Misura di  
 vero valore eff.  $10 \mu\text{V} \dots 33 \text{ V}$   
 picco-picco  $100 \mu\text{V} \dots 330 \text{ V}$

$V : 0,2 \mu\text{V} \dots 320 \text{ V} (30 \text{ kV})$   
 $I : 1 \text{ pA} \dots 320 \text{ mA}$   
 Zero centrale  
 Reiezione modo  
 comune 150 dB

**UIG**

- Estrema semplicità di funzionamento
- Costruzione modulare
- Alta affidabilità
- Prezzo notevolmente interessante

Rappresentanza Generale per l'Italia:

**Ditta ING. OSCAR ROJE**

20147 MILANO - Via S. Anatalone, 15 - Telef. 41.54.141/2/3

Telegr.: INGOROJE - MILANO ♦ Telex: 33050 TELEROJE

00187 ROMA - Via di P. Pinciana, 4 - Telef. 480.029 - 465.630

# ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

NUMERO 5  
 SETTEMBRE  
 OTTOBRE 1972  
 ANNO XXI

DA PAGINA 161  
 A PAGINA 204

RIVISTA BIMESTRALE  
 A CURA DELLA RAI E DELLA STET

DIRETTORE RESPONSABILE  
 GIUSEPPE DILDA

COMITATO DIRETTIVO  
 G. CASTELNUOVO, D. FARO,  
 R. VAUDETTI, A. SARTORIO

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

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

## Sommario:

pagina

**Il Centro di Controllo della RAI (G. Gentile) .. 163**

Il numero e le potenze crescenti dei trasmettitori di radiodiffusione che utilizzano inoltre frequenze sempre più elevate, esigono continui ed adeguati controlli. Si descrivono le sedi dalle quali la RAI esegue questi controlli e gli sviluppi subiti da tali impianti.

**Capacità di un sistema di accesso multiplo a divisione di tempo per satelliti di telecomunicazioni (G. Quaglione, L. Ruspantini, D. Lembo) 169**

Caratteristiche di base di un sistema TDMA per satelliti di telecomunicazioni Intelsat ed ottimizzazione della sua capacità, in numero di canali, con tecniche « multiquadro » e di « interpolazione numerica della parola ».

**Circuito di enfasi ottimizzato per trasmissioni TV a colori su sistemi a modulazione di frequenza (M. Lari, L. Tomati)..... 177**

Esame, sia nei riguardi del rapporto « segnale/rumore », sia in quello della distorsione, dell'ottimizzazione di una enfasi su sistemi a MF, specialmente nel caso di trasmissioni TVC. È considerato anche il caso di segnali prossimi alla soglia come quelli delle trasmissioni via satellite.

**I fulmini e gli impianti di telecomunicazioni. Criteri di protezione (E. Giudice, G. B. Lo Piparo) ..... 187**

Facendo seguito agli articoli precedenti si espongono in dettaglio le norme da seguire nella progettazione dei sistemi di protezione.

### Notiziario:

- Video registratore ● Celle solari di tellururo di cadmio ● Il calcolatore fa da ancora ..... 201
- Perforatrice per trafilie di diamante a laser ● Fotografia automatica anche al chiaro di luna ● Luce al buio con « crofon » ..... 202
- Cinescopio a colori: 67 cm, 110°, collo sottile ● Moltiplicatore di frequenza ● Traffico guidato sulle strade italiane ● Nuovo sistema contabile a programma registrato su nastro magnetico intercambiabile ● Scarti dei segnali di tempo dell'IEN .... 203

### Libri e pubblicazioni:

- Pizziola A.: Eletttronica industriale e servomeccanismi ●
- Barbagiovanni G. V.: Lezioni di radioelettronica ●
- Wellman W. R.: Elementary electricity ●
- Residual gases in electron tubes ..... 204



In copertina è visibile la parte centrale della facciata e l'entrata principale del Centro di Controllo della RAI, costruito nel 1953 su disegno dell'architetto Gio Ponti, all'interno del Parco di Monza.

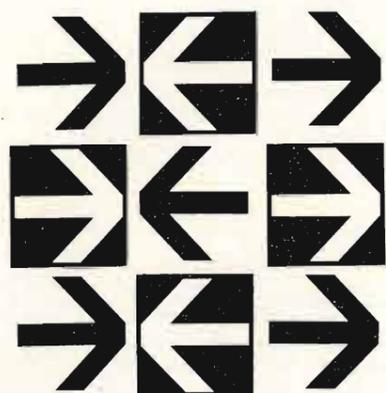
UNA COPIA L. 500 (ESTERO L. 600)  
 ABBONAMENTO ANNUALE L. 2500 (ESTERO L. 3500)  
 VERSAMENTI ALLA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C. C. POSTALE N. 2/37800  
 SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70  
 REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951  
 TUTTI I DIRITTI RISERVATI

LA RESPONSABILITÀ DEGLI SCRITTI: FIRMATI SPETTA AI SINGOLI AUTORI  
 © 1972 BY ERI - EDIZIONI RAI RADIOTELEVISIONE ITALIANA

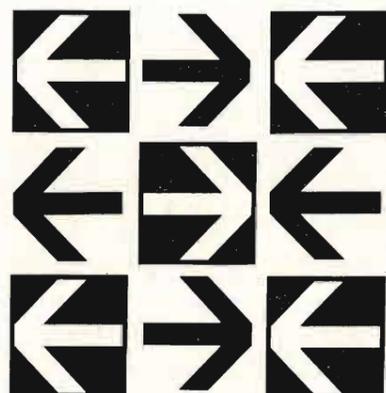
**INSERZIONI:** ALMAZUSWELIREXPORT - AMP ITALIA S.P.A. - BELOTTI - CAMERA DI COMMERCIO ITALO GERMANICA - DUCATI - GTE - ICE - ITALCABLE - ITT - LARIR - PHILIPS - PROCOND - ROJE OSCAR - SELENIA - SGS ATES - SIP - SIRT - SOC. IT. TELECOMUNICAZ. SIEMENS - THOMSON-CSF - ZETTLER



Le reti di telecomunicazioni per la elaborazione elettronica a distanza



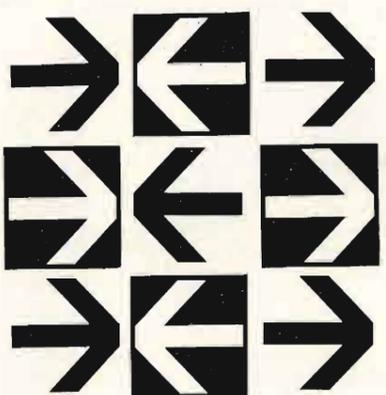
SER  
VI  
ZIO  
TRAS  
MIS  
SIONE  
DATI



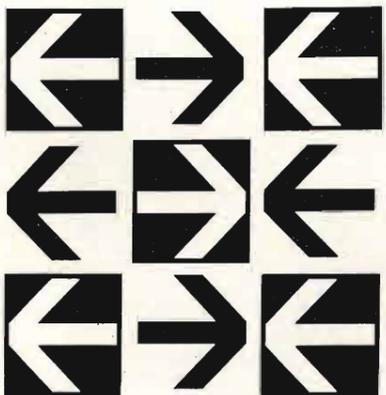
■ Scambio di informazioni a distanza ad alta velocità tra elaboratori e terminali per dati

■ Configurazione dei collegamenti secondo le diverse esigenze elaborative dell'utenza

■ Elaboratori di grande potenza raggiungibili ovunque istantaneamente da più utilizzatori



SER  
VI  
ZIO  
TRAS  
MIS  
SIONE  
DATI



le sedi della SIP sono a disposizione dell'utenza per informazioni preventivi progetti

# IL CENTRO DI CONTROLLO DELLA RAI

GIOVANNI GENTILE (\*)

**SOMMARIO** — Il numero e le potenze sempre crescenti dei trasmettitori che utilizzano lo spettro delle radiofrequenze esigono continui e adeguati controlli. In questo articolo vengono descritte le ragioni tecniche per cui la RAI, nel quadro di assistenza tecnica all'esercizio di radiodiffusione, esegue questi controlli e le sedi da cui essi vengono effettuati. Particolare attenzione è rivolta agli sviluppi storici dell'attività a seguito dell'installazione di nuove reti di radiodiffusione e delle utilizzazioni di frequenze sempre più elevate. A questa prima parte, a carattere generale, seguiranno due altri articoli relativi alle apparecchiature ed ai metodi di misura, utilizzati al Centro di Controllo della RAI, per gli « Ascolti e le misure di frequenza » e per le « Misure di campo elettromagnetico ».

**SUMMARY** — *The RAI receiving and measurement station.* The ever increasing number and powerful of transmitters utilizing the radiofrequency spectrum requires a continuous accurate monitoring. The technical reasons why the RAI carry out these controls, in the plan of assistance to radio broadcasting, are described in this article, as well as the stations where such controls are performed. These descriptions particularly refer to the historical developments, as a result of the installation of new broadcasting networks and of the utilization of higher and higher frequencies. To this first general description, will follow two other articles regarding the equipments and methods of measurement in use at the « RAI receiving and measurement station » for « Monitoring and frequency measurements » and for « Field strength measurement ».

## 1. Premessa.

Le reti dei trasmettitori e dei ripetitori installati dalla RAI sono state progettate per rendere possibile, su tutto il territorio nazionale, la ricezione dei programmi italiani radiofonici e televisivi.

La copertura del territorio nazionale da parte di una rete di trasmettitori che irradia uno stesso programma può però subire delle limitazioni quantitative e qualitative per effetto delle interferenze dovute ad altri trasmettitori, della RAI o di altre organizzazioni straniere, che utilizzano le stesse frequenze. Infatti l'intenso e sempre maggiore uso delle radiofrequenze, già in sede di assegnazione internazionale dei canali, costringe ad ammettere e ad accettare che un trasmettitore può essere fonte di disturbo in aree servite da altri trasmettitori funzionanti sullo stesso canale o in quelli laterali: ciò può avvenire in modo particolare per deficienze tecniche, per mancato rispetto degli accordi internazionali, per l'utilizzazione di differenti norme (standard) e specialmente in particolari condizioni di propagazione.

Per queste ragioni una rete di stazioni che utilizza un numero limitato di canali, come nel caso della radiotelevisione, deve essere tenuta sotto continuo controllo, al fine di determinare il numero, l'entità e l'effetto di eventuali interferenze reciproche onde intervenire tempestivamente per evitare inammissibili riduzioni delle aree di servizio. In questo quadro, il compito del Centro di Controllo della RAI, dalla sua Sede principale di Monza e dal suo Centro Sussidiario presso Sorrento, è quello di fornire questa assistenza specifica necessaria all'esercizio ottimale delle reti gestite dalla RAI.

A questo scopo sono effettuati:

- a) controlli programmati delle emissioni nazionali e straniere in modo da poter intervenire tempestivamente per assicurare il rispetto delle norme di

(\*) Dott. ing. Giovanni Gentile, Direttore Centro Controllo della RAI.

Dattiloscritto pervenuto il 17 luglio 1972.

tolleranza di frequenza degli impianti RAI e degli analoghi impianti nei paesi stranieri;

- b) misure di campo elettromagnetico per il rilevamento dell'estensione delle aree di servizio e dell'intensità delle interferenze che determinano i limiti di queste aree.

I controlli di cui alla lettera a) sono normalmente effettuati dalla sede principale di Monza e dal Centro Sussidiario di Sorrento. Al contrario la misura di campo elettromagnetico, il cui personale fa capo alla sede di Monza, sono necessariamente fatte, per la maggior parte, nella stessa zona di servizio dei trasmettitori.

La necessità di questi controlli è aumentata nel tempo ed è facile prevedere, guardando al futuro, che continuerà ad essere sempre più necessaria, perché va aumentando la quantità di informazioni radiotelevisive trasmesse mediante onde hertziane, per le quali è disponibile purtroppo un numero di canali fortemente limitato e sempre più insufficiente rispetto alle esigenze moderne. Per dare una idea della limitatezza del numero dei canali basta dire che nella sola Europa Occidentale, nei 120 canali Onda Media, trasmettono contemporaneamente oltre 1.000 stazioni; sempre nella stessa zona europea, nei soli 6 o 7 canali in cui è suddivisa la banda III da 174 a 223 MHz, trasmettono oltre 3.700 stazioni o ripetitori televisivi.

## 2. Cenni storici - Da Sesto Calende a Monza.

L'attività del Centro di Controllo della RAI, iniziata fin dal 1929 nell'allora sede di Sesto Calende (Varese) riprodotta in figura 1, ha seguito, aggiornandosi adeguatamente, tutte le esigenze e gli sviluppi tecnici che sono stati imposti dall'installazione di nuove reti radiotelevisive e dall'utilizzazione razionale di frequenze via via più elevate.

I primi controlli e le prime misure di campo elettromagnetico effettuati da Sesto Calende assicuravano



Fig. 1. — Veduta esterna della villetta in cui aveva sede il Centro di Controllo di Sesto Calende.

L'assistenza tecnica alle trasmissioni radiofoniche irradiate con i primi trasmettitori RAI, nelle gamme dell'Onda Media e dell'Onda Corta (gamme OM e OC). A quei tempi, dagli anni trenta fino al termine della guerra, questa attività, se era da un lato più facile e meno indispensabile a causa della minore occupazione delle gamme OM e OC, era d'altro canto più necessaria a causa della minore stabilità di frequenza delle portanti e della minore affidabilità degli impianti trasmettenti.

Risale a quei tempi l'ideazione di apparecchiature (bibl. 1) per le misure di frequenza, per l'ascolto e l'individuazione delle stazioni e il controllo della profondità di modulazione dei trasmettitori OM e OC. Le metodologie di misura messe a punto in quegli anni, anche se più perfezionate e precise, sono tutt'ora utilizzate presso le due nuove sedi di Monza e Sorrento, specie per la loro originalità e praticità. Pure a quegli anni risalgono le prime misure di campo elettromagnetico e la messa a punto delle tecniche per determinare le aree di servizio, per rilevare le linee di eguale campo e.m. e le intensità dei campi e.m. interferenti con gli impianti OM italiani.

Con la fine della guerra l'attività del Centro di Sesto Calende, sia nel settore dei controlli in sede, sia in quello della misura di campo elettromagnetico su tutto il territorio italiano, crebbe notevolmente in seguito alla ricostruzione e all'ampliamento della rete OM e in seguito all'applicazione delle norme tecniche suggerite dal Piano di Copenhagen, in vista di una più moderna ed efficiente utilizzazione della gamma delle Onde Medie.

A seguito di questo Piano la RAI installò in quegli anni le reti sincronizzate OM, costituite da più trasmettitori, anche potenti, che utilizzavano tutti uno stesso canale. Questi trasmettitori dovevano però ir-

radiare con una frequenza portante che rimanesse stabilmente entro  $\pm 1/100$  di Hz dalla frequenza nominale.

Diventarono perciò necessarie, a cura del Centro di Controllo, misure più accurate per garantire l'efficienza delle reti sincronizzate e la individuazione tempestiva dei trasmettitori che non rispettassero il sincronismo richiesto. Questi controlli, salvo poche varianti, sono tutt'ora più che mai necessari e attuali. Ciò per impedire che lo spostamento della frequenza portante dai limiti sopra definiti, a qualunque causa sia dovuto, anche di un solo trasmettitore appartenente ad una rete sincronizzata, produca, a sé e agli altri trasmettitori isocanali, interferenze che ne limiterebbero drasticamente le aree di servizio.

Nei primi anni dopo il 1950, con l'installazione dei trasmettitori della rete radiofonica a modulazione di frequenza e della rete televisiva, l'interesse della RAI cominciò a rivolgersi alle gamme oltre i 30 MHz. Per il Centro di Controllo, ancora nella sua sede primitiva, nacquero allora nuovi problemi, primo fra tutti quello di estendere le misure di campo elettromagnetico e le tecniche dei controlli alle frequenze dei nuovi trasmettitori FM e TV.

Apparve subito evidente che la vecchia sede, in passato adatta per i controlli a distanza dei trasmettitori OM e OC, era piccola e assolutamente inadatta alle nuove attività, perché soffocata dalla espansione edilizia, in posizione periferica e in zona non pianeggiante e dominante. Per questo e per tanti altri motivi (bibl. 2) una nuova sede per il Centro di Controllo venne costruita nel 1953 all'interno del Parco di Monza, ove attualmente si trova.

L'attività della Sede di Monza, in tutte le gamme allora utilizzate dalla RAI per i servizi di radio e telediffusione, ebbe inizio a partire dai primi mesi del 1954. Dopo questa data, dal nuovo Centro di Monza, la sorveglianza tecnica sui trasmettitori FM e TV, che si andavano estendendo su tutto il terri-

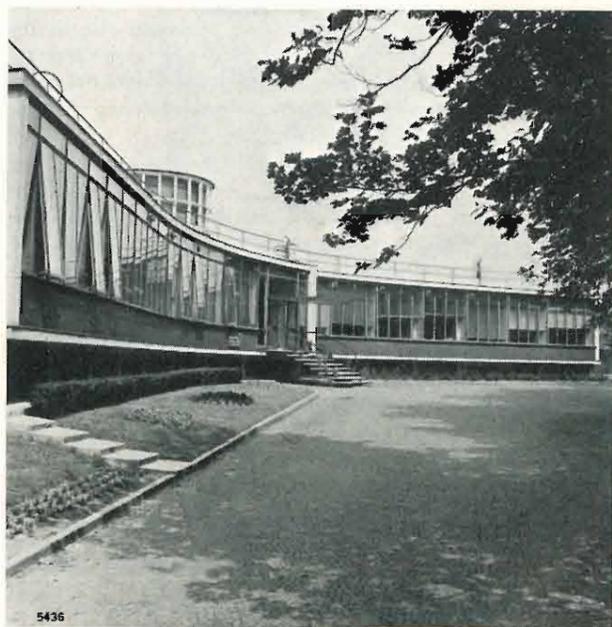


Fig. 2. — Veduta esterna della facciata del Centro di Controllo nel Parco di Monza.

torio nazionale, divenne con il passare degli anni sempre più efficiente e capillare utilizzando nuove apparecchiature, nuove tecniche e specialmente nuove antenne riceventi a forte guadagno e direttività.

Anche il settore delle misure di campo elettromagnetico ebbe, dopo il 1950, una forte espansione. Dopo due anni di intenso lavoro dedito alla determinazione delle aree di servizio di tutti i trasmettitori OM della RAI a seguito di misure in oltre 2.000 punti sparsi su tutto il territorio nazionale, a partire dalla

primavera del 1954 l'attività di questo settore fu principalmente rivolta alle misure dei campi elettromagnetici dei trasmettitori FM e TV, dapprima nelle gamme VHF e successivamente, con l'avvento del Secondo Programma TV, anche nelle gamme UHF. A questo scopo per i motivi più disparati, vennero studiate e messe a punto nuove tecniche di misura (bibl. 3) e utilizzate nuove apparecchiature, misuracampi e vetture attrezzate sempre più efficienti e idonee.

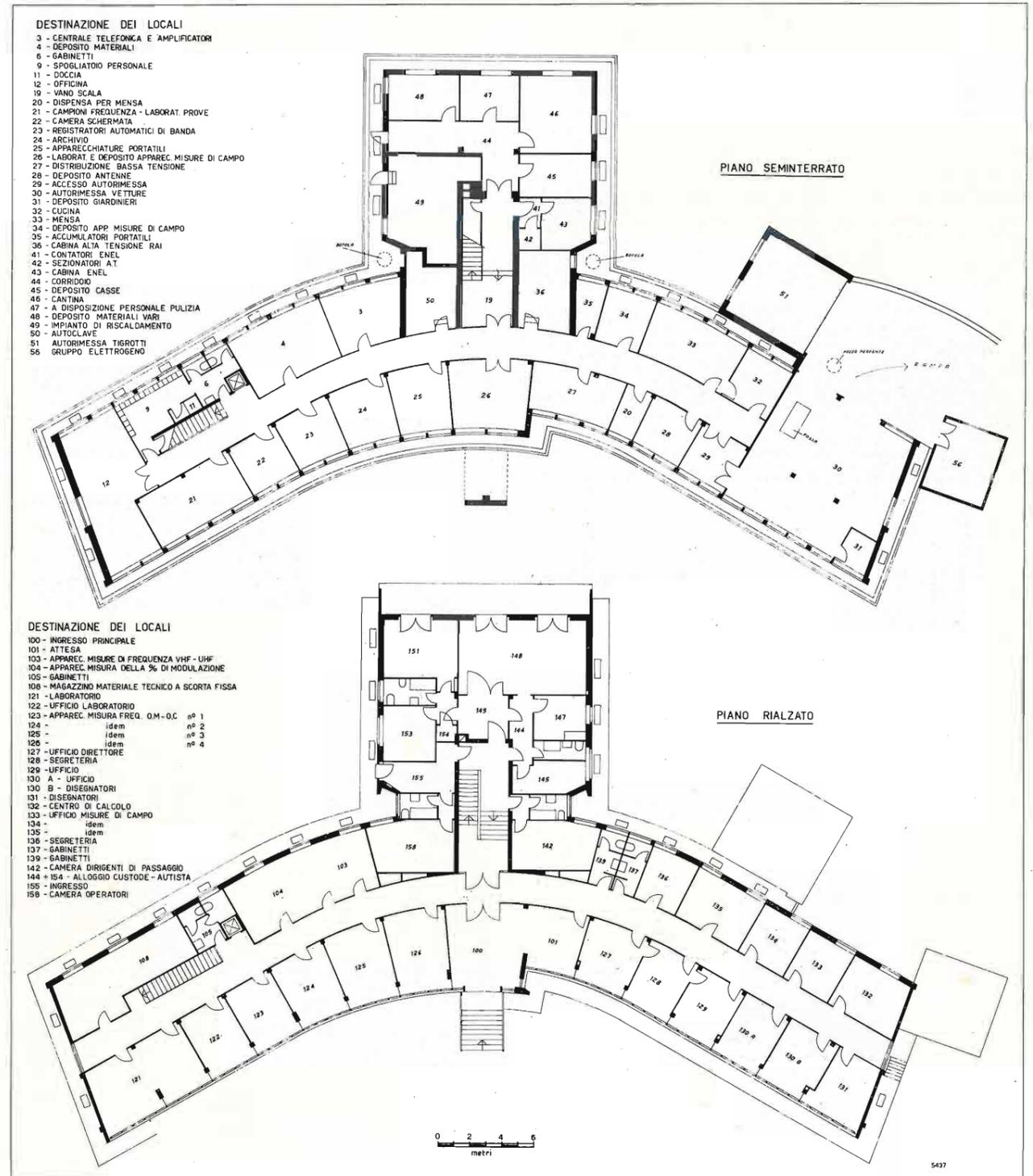


Fig. 3. — Pianta del primo seminterrato e del piano rialzato del Centro di Monza.

3. Il Centro di Controllo nel Parco di Monza.

Il Centro di Controllo di Monza è già stato oggetto di altri articoli, alcuni dei quali apparsi su questa stessa rivista, a cura degli ingegneri G. Galligioni e G. Lari. Poiché i più importanti di questi sono stati pubblicati nell'ormai lontano 1954 (bibl. 1, 2) si ritiene opportuno riportare una breve descrizione delle principali caratteristiche del Centro.

Esso è stato costruito su progetto dell'architetto Gio Ponti di Milano partendo da uno studio di massima della RAI: questo studio, tenendo conto dell'esperienza passata, aveva già stabilito il numero e la disposizione dei locali nei quali avrebbero trovato sistemazione gli uffici, le apparecchiature di misura e i servizi vari.

L'edificio, di cui è visibile in figura 2 l'entrata principale, è costituito di un piano seminterrato (fig. 3 sopra), di un piano rialzato (fig. 3 sotto) e di una torretta per le misure di campo elettromagnetico. L'entrata al Centro dal cortile principale divide il piano rialzato in due ali simmetriche. Nella parte sinistra si trovano le apparecchiature e il personale addetto agli ascolti e alle misure di frequenza (4 apparecchiature per le gamme OM e OC ed una per le gamme VHF e UHF), il laboratorio per la manutenzione e le riparazioni e il magazzino delle scorte fisse. Nella parte destra si trovano gli uffici degli ingegneri, la segreteria e gli uffici del personale addetto alla misura di campo e.m. e alla elaborazione dei dati.

Nel seminterrato trovano posto depositi vari e tutti i numerosi servizi tra cui:

- la cabina AT con i trasformatori da 15.000 volt a 220 e 125 volt corrente alternata;
- il gruppo elettrogeno da 60 kVA, a partenza automatica;
- la caldaia e la centrale per il riscaldamento;
- il centralino telefonico;
- due ampie autorimesse per le vetture e i tigrotti attrezzati per le misure di campo elettromagnetico;
- alcuni ripostigli per le apparecchiature e le attrezzature in dotazione al servizio misure di campo elettromagnetico;
- l'archivio e un altro locale adibito a magazzino di apparecchiature mobili;
- una camera schermata e un locale dove si trovano i campioni di frequenza ed altre apparecchiature per le misure di frequenza nelle gamme OM e OC;
- un'ampia officina opportunamente attrezzata;
- i locali adibiti a cucina, ripostiglio e mensa per il personale.

Al lato Ovest del fabbricato sono annessi due alloggi di cui uno ad uso abitazione del custode-autista. L'altro di minori dimensioni è utilizzato come sala riunioni, biblioteca e archivio dei risultati delle misure di campo e.m.

Attorno al fabbricato del Centro, lontano da ostacoli e da zone con alberi ad alto fusto, sono installate le antenne rombiche per la ricezione in Onda Corta e altre antenne omnidirezionali ad alto rendimento

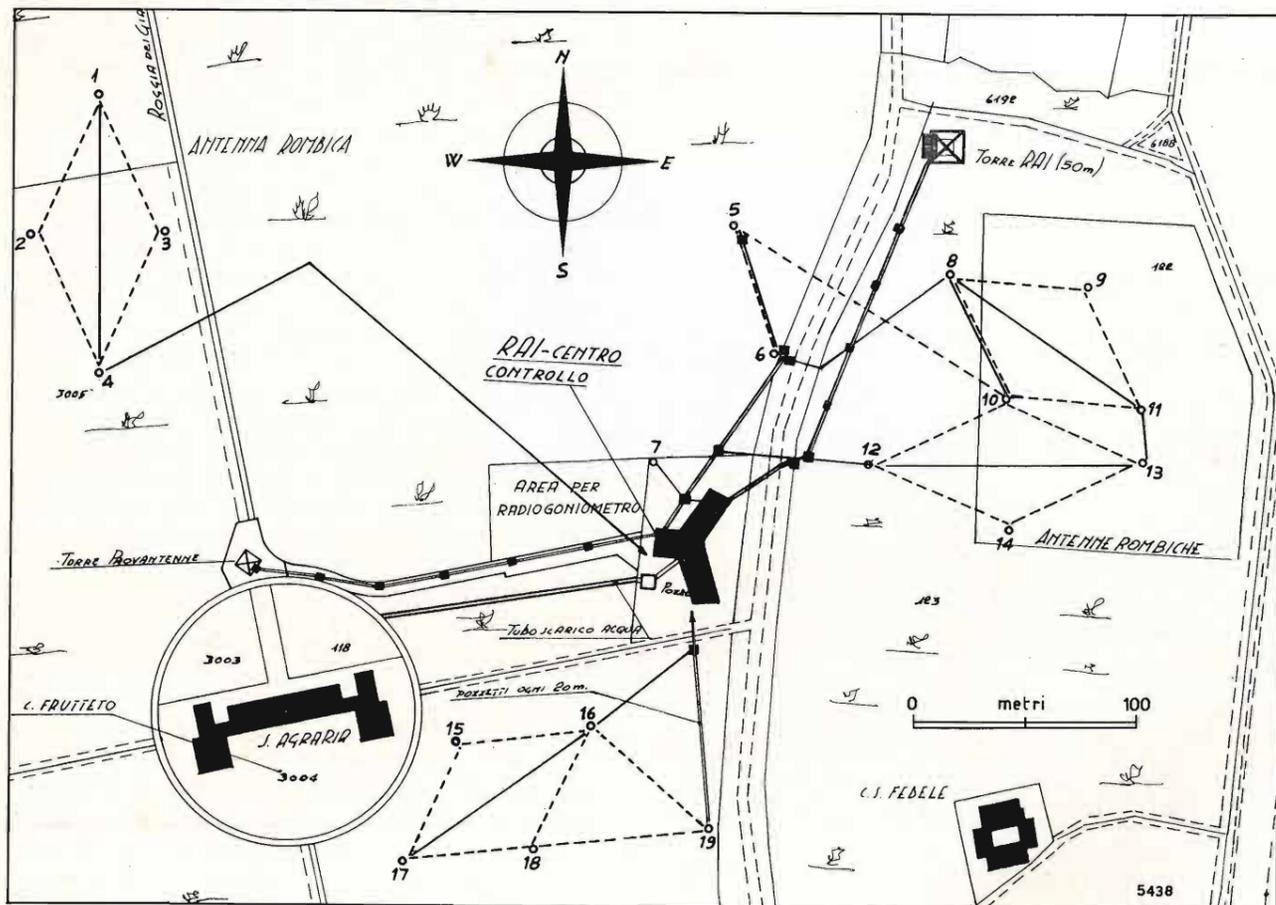


Fig. 4. — Pianta della zona attorno al Centro nel Parco di Monza con relativa posizione delle antenne rombiche.

per la ricezione nelle gamme delle onde lunghe, OM e OC (fig. 4). Tutte queste antenne sono collegate al Centro tramite cavi coassiali interrati e possono essere selezionate con relais dalle varie apparecchiature.

Le antenne VHF e UHF, una per ogni banda di radiodiffusione e per ogni polarizzazione, sono montate su un traliccio rotante, orientabile a piacere dal Centro e posto sulla sommità di una torre metallica alta 55 metri che sorge a circa 200 metri dal Centro (fig. 5). Tutte queste antenne, aventi un elevato guadagno, una forte direttività e lobi laterali ridotti nei limiti della possibilità pratiche, sono selezionabili a distanza con commutatore coassiale motorizzato e sono collegate al Centro con un cavo coassiale a bassissima perdita.

Infine per non danneggiare l'efficienza e la direttività delle antenne OL, OM e OC e per non fare da supporto alla propagazione dei disturbi industriali verso la zona delle antenne riceventi, le linee elettriche e telefoniche attorno al Centro sono state interrate per un raggio di alcune centinaia di metri.

4. Il Centro Sussidiario di Sorrento.

Le possibilità di controllo tecnico della Sede di Monza sono diverse da banda banda, perché molto diverse sono le leggi di propagazione alle varie frequenze.

Nel campo delle onde lunghe e medie sono possibili controlli sui trasmettitori, anche di media e piccola potenza, di tutta l'Europa, del Nord Africa e di parte dell'Unione Sovietica; per i trasmettitori di maggiore potenza, anche del Medio Oriente, dell'Africa Settentrionale e Centrale, dell'Asia Minore e di qualche località dell'America. Per le Onde Corte sono controllabili tutte le stazioni del mondo.

Al contrario, da Monza le possibilità nelle gamme delle frequenze VHF e UHF sono molto più limitate. Nonostante il Centro di Monza utilizzi antenne molto efficaci e speciali apparecchiature, queste possibilità, a causa delle leggi di propagazione, non vanno normalmente più a Sud dell'Umbria.

La necessità di un nuovo Centro nell'Italia del Sud è andata perciò via via crescendo con l'aumentare del numero e della potenza delle stazioni VHF e UHF nell'Italia meridionale e insulare e nei paesi del Nord Africa, del Medio Oriente e della penisola franco-iberica. Il nuovo Centro Sussidiario nell'Italia del Sud, è stato infatti costruito, fra l'altro, appunto per estendere le possibilità di controllo su questi trasmettitori.

Questo Centro (bibl. 4, 5), in attività fin dal 1967, sorge in Campania sulla penisola Sorrentina a quota 500 metri circa sul livello del mare, non lontano dalla città di Sorrento. Costruito su disegno dell'architetto De Martino di Napoli, a causa della posizione e della orografia del terreno su cui sorge, si sviluppa prevalentemente in verticale (fig. 6). Esso si compone di una torre in acciaio che sopporta due piattaforme e di un piccolo edificio in cui sono installati tutti i servizi. Dalla base del fabbricato tramite scala e ascensore si accede alle piattaforme, a circa 35 e 45 metri dal suolo, sulle quali trovano posto le apparecchiature per gli ascolti, le misure di frequenza e le misure di campo elettromagnetico. Tra queste due piattaforme sono installate le antenne VHF e UHF del tutto simili a quelle di Monza. Anche le apparecchiature e i servizi ausiliari sono praticamente eguali a quelli installati a Monza.



Fig. 5. — Vista della torre che sostiene a oltre 50 metri dal suolo, le antenne riceventi VHF e UHF di Monza.

Il Centro di Sorrento, agli effetti dei controlli sui trasmettitori del territorio nazionale, dei paesi mediterranei e dell'Europa centrale è perfettamente complementare a quello di Monza. Per questo motivo il Centro Sussidiario effettua ascolti e misure prevalentemente su tutti quei trasmettitori per i quali Sorrento si trova in posizione favorevole, in accordo e collaborazione con l'attività del Centro di Monza.

I risultati ottenuti a Sorrento, integrati con quelli rilevati a Monza, permettono di tenere sotto continuo controllo le porzioni di spettro assegnate ai programmi radiotelevisivi e di rilevare, come già detto, tutte quelle informazioni necessarie alla direzione tecnica RAI per evitare qualsiasi riduzione delle aree servite dai programmi italiani.

5. Personale dei Centri di Monza e Sorrento.

Presso i due Centri di Monza e di Sorrento lavorano circa 30 persone, tra cui 3 ingegneri. La maggior parte di questo personale è impegnato per gli « Ascolti e Misure di Frequenza » e per le « Misure di campo elettromagnetico » (1). Il restante personale, con sede a Monza, è addetto:

(1) Le apparecchiature e i metodi di misura utilizzati per queste attività saranno trattati sui prossimi numeri di questa rivista.



Fig. 6. — Centro di Controllo Sussidiario di Sorrento. Sulla sommità della torre sono visibili la torretta per misure di campo elettromagnetico, le antenne rotanti VHF e UHF e la piattaforma sulla quale trovano posto le apparecchiature per gli Ascolti e Misure di Frequenza.

— ai lavori di segreteria;

— alla manutenzione e ai lavori vari di laboratorio.

I tecnici addetti a quest'ultima attività provvedono, oltre alla normale riparazione e manutenzione delle apparecchiature e degli impianti tecnologici in dotazione a Monza e a Sorrento, allo studio e al montaggio, meccanico ed elettrico, di vari strumenti per realizzare o aggiornare le apparecchiature necessarie agli ascolti e alle misure di frequenza. Infatti a questo personale è spesso affidato lo studio e la realizzazione di prototipi e in qualche caso di alcuni esemplari di strumenti non disponibili sul mercato ma necessari all'esercizio del Centro di Controllo o alla Direzione Tecnica della RAI.

#### 6. Collaborazione internazionale tra i Centri di Controllo dei diversi paesi.

I risultati dell'attività del Centro di Monza e del Centro Sussidiario di Sorrento, relativa agli ascolti e alle misure di frequenza nelle gamma delle onde lunghe, medie e corte, in particolare tutti i risultati relativi all'individuazione di nuove stazioni, alla misura delle variazioni o delle instabilità di frequenza, alle

rettifiche, agli orari di trasmissione, ai programmi irradiati e relativi paesi destinatari, all'entità delle interferenze ed alle condizioni di ricezione, ecc., presentano una utilità non solo limitata alla RAI.

Questo interesse generale è anche dovuto alle condizioni di propagazione delle frequenze di queste gamme, condizioni che come già detto permettono la ricezione ed il controllo di stazioni lontane anche migliaia di chilometri e per l'onda corta da tutto il mondo. Pertanto tenuto anche conto dell'enorme impegno di tempo che il controllo continuo del grande numero di stazioni in queste bande richiede, le attività dei Centri di Controllo dei paesi europei sono fra loro coordinate tramite l'UER (Union Européenne de Radiodiffusion, che dispone anche di un proprio Centro di Controllo sito a Jurbise presso Bruxelles), al fine di suddividere a turni prestabiliti i compiti e i controlli vari da effettuare e di far pervenire con la massima rapidità possibile i risultati degli ascolti e delle misure ottenuti da ciascun Centro di Controllo a tutti gli altri Centri che aderiscono all'UER. Questo scambio di risultati è anche opportuno e a volte necessario perché certe individuazioni di stazioni interferenti che interessano il Centro di un paese, mentre sono impossibili o non sicure da quel paese, sono più facili e sicure se effettuate da altri Centri di Controllo. Seguendo questa logica succede spesso che il Centro di Monza, oltre al continuo contatto col suo Centro Sussidiario, sia spesso in contatto telefonico, epistolare o telegrafico con i Centri dei principali paesi europei quali la Francia, l'Inghilterra, la Germania, la Finlandia, i paesi del Nord Africa, Israele, ecc. Questi contatti, che vanno oltre la collaborazione e gli scambi internazionali di risultati dei controlli programmati, sono spesso anche dovuti alle particolari esigenze, da parte di un Centro o di una Direzione, di conoscere con certezza le condizioni di ricezione delle proprie stazioni (o di quelle interferenti i propri canali) in determinate località o zone.

In questo modo il Centro di Controllo, oltre ad essere utile e indispensabile all'esercizio ottimale dei trasmettitori RAI, fornisce anche a Centri di Controllo di organizzazioni estere informazioni non rilevabili dai paesi interessati, ma, al contrario, facilmente ottenibili con le apparecchiature installate a Monza o a Sorrento.

(1477)

#### BIBLIOGRAFIA

1. - LARI G.: *Complessi per misure di frequenza nel Centro di Controllo della RAI a Monza*. «Elettronica», settembre-ottobre 1954.
2. - GALLIGIONI G.: *Il Centro di Controllo della RAI a Monza*. «Elettronica», settembre-ottobre 1954.
3. - GENTILE G.: *Mesures de champ aux fréquences supérieures à 30 MHz - Méthode appliquée par le Centre de Contrôle de la RAI à Monza*. «Revue de l'UER», n. 97, giugno 1966 ed «Elettronica», terzo trimestre 1966.
4. - LARI G.: *Le Centre Satellite de Contrôle de la RAI à Sorrento*. «Revue de l'UER», n. 119, febbraio 1970.
5. - GENTILE G.: *Antennes de réception pour ondes métriques et décimétriques du Centre de Contrôle de la RAI à Sorrento*. «Revue de l'UER», n. 119, febbraio 1970.

# CAPACITÀ DI UN SISTEMA DI ACCESSO MULTIPLO A DIVISIONE DI TEMPO PER SATELLITI DI TELECOMUNICAZIONI

GIUSEPPE QUAGLIONE, LUIGI RUSPANTINI, DAVIDE LEMBO (\*)

**SOMMARIO** — Sono analizzate le caratteristiche di base di un sistema di accesso multiplo a divisione di tempo (TDMA), per i satelliti di telecomunicazione Intelsat, e viene discussa l'ottimizzazione della capacità di canale del sistema con particolare riguardo all'impiego delle tecniche del « multiquadro » e della « interpolazione numerica della parola ». Infine vengono riportate le principali conclusioni finora raggiunte dal gruppo di lavoro « TDMA » del Sottocomitato Tecnico Intelsat, anche grazie all'attivo contributo italiano, sulle particolari tecniche menzionate.

**SUMMARY** — *Channel capacity optimization of a TDMA system for satellite communications.* This paper analyzes the basic characteristics of a time division multiple access system (TDMA), for the Intelsat satellites and the optimization of the system channel capacity, with particular reference to the « multiframe » and the « digital speech interpolation » techniques. Lastly the main preliminary conclusions reached by the Intelsat TDMA Working Group, on the above mentioned techniques, due also to the Italian contribution to these studies, are reported.

#### 1. Introduzione.

Come è noto uno dei principali vantaggi offerti dal satellite come mezzo di trasmissione tra punti fissi o mobili della superficie terrestre, consiste nel consentire l'accesso simultaneo da parte di un gran numero di stazioni, senza provocare mutue interferenze.

Tra i sistemi di accesso multiplo di comune impiego o allo studio nelle comunicazioni via satellite, ricordiamo i seguenti <sup>(1)</sup>:

- accesso multiplo a divisione di frequenza (FDMA), nel quale i canali d'informazione vengono trasmessi al satellite su diverse portanti separate tra loro in frequenza;
- accesso multiplo a divisione di tempo (TDMA), nel quale tutte le stazioni trasmettono una portante della stessa frequenza, ciascuna negli intervalli di tempo ad essa assegnati entro ogni quadro che si ripete periodicamente;
- accesso multiplo a divisione di spazio (SDMA), che consente di ottenere elevati valori di potenze effettive irradiate dal satellite ed eventualmente di riutilizzare più volte la stessa banda di frequenze, suddividendo l'area geografica di visibilità del satellite in più zone coperte da diversi lobi di irradiazione ad alta direttività generati dal sistema d'antenne di bordo;
- accesso multiplo con commutazione sul satellite (SSMA) che consente di realizzare la interconnetti-

(\*) Dott. ing. Giuseppe Quaglione, dott. ing. Luigi Ruspantini, p. i. Davide Lembo della Telespazio-D.C.T., Servizio Programmazione.

Dattiloscritto pervenuto il 25 giugno 1972.

<sup>(1)</sup> Le sigle generalmente usate derivano dalla letteratura inglese ed indicano rispettivamente: FDMA = Frequency Division Multiple Access; TDMA = Time Division Multiple Access; SDMA = Space Division Multiple Access; SSMA = Satellite Switched Multiple Access.

vità tra vari fasci ad alta direttività, accoppiando i due sistemi di accesso multiplo precedenti (TDMA e SDMA): con questo sistema ogni pacchetto di informazioni (« burst ») generato da una stazione nell'ambito del quadro di un sistema TDMA viene suddiviso a bordo del satellite in più parti che sono indirizzate su diversi fasci per mezzo di una matrice di commutazione a diodi, programmabile da terra.

I due sistemi base di accesso multiplo, a divisione di frequenza ed a divisione di tempo, sono stati esaminati nei loro vari aspetti di principio in un precedente articolo su questa rivista (bibl. 1) dove sono stati anche indicati i metodi di calcolo della capacità di un ripetitore dell'Intelsat IV.

Nella tabella 1 riportiamo il valore della capacità, espressa in numero di canali telefonici, ottenibile da un ripetitore dell'Intelsat IV su fascio a copertura globale, con varie configurazioni di accesso multiplo a divisione di frequenza:

Tabella 1

Capacità di un ripetitore dell'Intelsat IV su fascio globale con varie configurazioni di FDMA	Sistema di modulazione e di accesso multiplo <sup>(2)</sup>	N. di canali
	FM/FDMA a portanti multiple (in media)	450
	FM/FDMA a portante singola	972
	PCM/PSK/FDMA, 1 canale per portante	800

Scopo del presente studio è di esaminare in maggior dettaglio le caratteristiche del sistema di accesso mul-

<sup>(2)</sup> Si ricordano i significati di FM = Frequency Modulation (modulazione di frequenza, anche MF); PCM = Pulse Code Modulation (modulazione codificata ad impulsi); PSK = Phase Shift Keying (modulazione di fase).

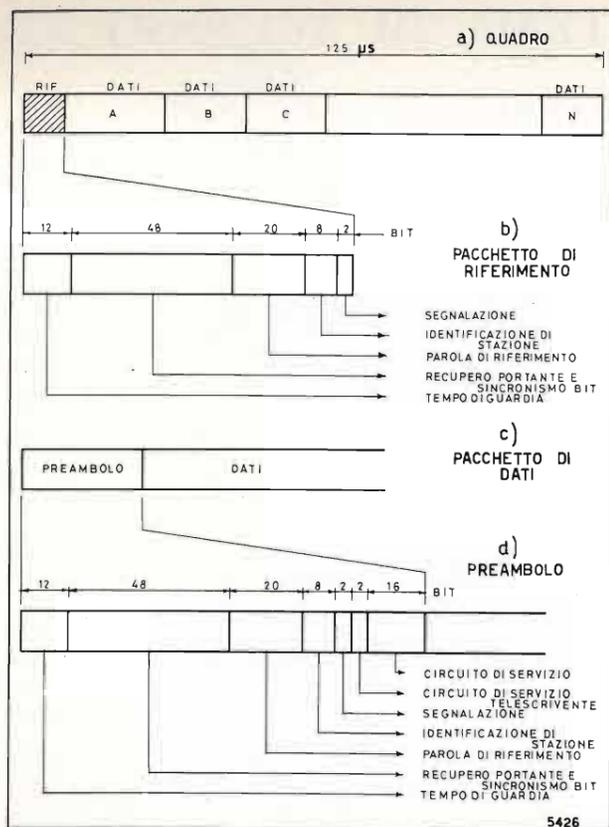


Fig. 1. — Formato del quadro, dei pacchetti e del preambolo.

tipo a divisione di tempo come si va delineando per le specifiche di prototipo elaborate in sede Intelsat, con particolare riferimento ai metodi per aumentarne l'efficienza. Infatti, dopo i primi progetti di ricerca su sistemi sperimentali di accesso multiplo a divisione di tempo condotti nei laboratori COMSAT nel quadro dei programmi di ricerca e sviluppo finanziati dall'Intelsat (bibl. 1), è stato costituito nel dicembre 1970 un apposito gruppo di lavoro del Sottocomitato Tecnico Intelsat con il mandato di studiare le specifiche dei terminali prototipo e quindi del sistema TDMA definitivo da sperimentare e poi introdurre operativamente sui satelliti Intelsat rispettivamente verso la metà del 1975 e verso la fine del 1976. Il contributo dato dalla Tele-spazio in questo gruppo di lavoro, grazie anche alla stretta collaborazione con i laboratori dell'industria costruttrice specializzata del gruppo STET, è stato determinante nella scelta di alcune caratteristiche e tecniche fondamentali del sistema, che vengono descritte nei paragrafi seguenti.

## 2. Caratteristiche principali di un sistema TDMA.

### 2.1. GENERALITÀ.

Le stazioni terrene che partecipano ad un sistema TDMA, utilizzano un dato ripetitore del satellite trasmettendo periodicamente, sulla stessa frequenza portante, un pacchetto di informazioni in modo tale che esso non si sovrapponga con i pacchetti trasmessi dalle altre stazioni. I pacchetti trasmessi da tutte le stazioni partecipanti formano il quadro del sistema TDMA che può essere definito come l'intervallo di tempo

intercorrente tra l'inizio della trasmissione di due pacchetti consecutivi della medesima stazione.

Secondo il teorema del campionamento, segnali telefonici in forma analogica campionati con una frequenza di ripetizione dei campioni almeno doppia della massima frequenza del segnale, possono essere ricostruiti alla estremità ricevente di un circuito senza che risulti diminuito il contenuto di informazione del segnale ricostruito. Ciò significa che per un canale telefonico avente una banda da 0 a 4 kHz la frequenza dei campioni dovrà essere pari a 8 kHz ossia si avrà a disposizione un campione ogni 125 μs.

In conseguenza di quanto affermato risulta che il modo più semplice di applicare la tecnica TDMA ad un sistema di telecomunicazioni via satellite è quello di scegliere una durata di quadro pari a 125 μs. Infatti in tale caso la stessa stazione inizia la trasmissione del proprio pacchetto ogni 125 μs e tale intervallo di tempo coincide con quello con il quale si presentano due campioni consecutivi dello stesso canale telefonico, i quali quindi possono, dopo opportuna modulazione, essere direttamente inviati agli apparati di trasmissione. Con ciò si realizza un sistema TDMA definito «in tempo reale» in quanto non vi è alcuna differenza temporale tra il campionamento dei segnali telefonici ed il tempo di ripetizione delle trasmissioni di stazione nel sistema TDMA.

Consideriamo quindi per il momento un sistema TDMA in tempo reale. Abbiamo già detto che il quadro sarà suddiviso in pacchetti di informazioni, tanti quanti sono le stazioni partecipanti al sistema. La durata dei pacchetti, che dipende dalla durata del quadro e dai requisiti di traffico di ciascuna stazione, naturalmente limita il massimo numero di utilizzatori del sistema e conseguentemente la sua capacità totale.

I pacchetti di stazione sono di due tipi: pacchetto di riferimento, trasmesso una sola volta in ogni quadro, necessario a fornire il riferimento temporale a tutte le stazioni partecipanti e pacchetto di dati che porta l'informazione telefonica opportunamente codificata.

Il pacchetto di riferimento contiene solo sequenze di bit necessarie al recupero della portante e del sincronismo dei bit, una parola di riferimento, un codice di identificazione di stazione e bit di segnalazione. La stazione che invia il pacchetto di riferimento trasmetterà anche un proprio pacchetto di informazione che può essere situato ovunque nel quadro.

Il pacchetto di dati è a sua volta composto di due parti: la prima viene definita preambolo e non è utilizzata per la trasmissione delle informazioni, mentre la seconda è dedicata alla trasmissione delle informazioni. Il preambolo è interamente formato dal tempo di guardia necessario ad evitare sovrapposizioni tra pacchetti di diverse stazioni, da una sequenza di bit necessari al recupero, in ricezione, della portante PSK e del sincronismo dei bit stessi, alla identificazione della stazione trasmittente, alla segnalazione ecc.

In definitiva il preambolo pur portando dati vitali per il funzionamento dell'intero sistema non contiene informazioni di messaggio e di conseguenza comporta una perdita nella capacità di tutto il sistema. All'aumentare del numero delle stazioni nel quadro aumenta la durata del preambolo e quindi proporzionalmente diminuisce la capacità del sistema. Uno dei metodi atti a controbilanciare gli effetti negativi del preambolo sulla capacità del sistema è quello di aumentare

per mezzo di organi di memoria la durata del quadro realizzando un sistema TDMA del tipo multiquadro. Tale sistema viene esaminato in dettaglio nel paragrafo 3.

La figura 1a) rappresenta la struttura del quadro di durata 125 μs, la figura 1b) rappresenta invece la struttura del pacchetto di riferimento. Nella figura 1c) è mostrata la struttura del pacchetto di informazioni di messaggio mentre nella figura 1d) è rappresentato il formato del preambolo.

Il numero di bit (108) che compongono il preambolo rappresentato è stato identificato preliminarmente per un sistema che comprenda fino a 64 stazioni nell'ambito dello studio delle caratteristiche del sistema TDMA che sta effettuando l'Intelsat.

### 2.2. VELOCITÀ DI RIPETIZIONE DEI BIT E MARGINI DI SISTEMA.

La velocità di ripetizione dei bit (bit rate) può essere individuata, facendo riferimento al caso di un sistema TDMA utilizzando un ripetitore del satellite Intelsat IV su fascio globale, rappresentando in un grafico il rapporto  $C/N$  fra la potenza della portante  $C$  e la potenza del rumore  $N$ , disponibile sul collegamento e quello necessario a mantenere una certa probabilità di errore dei bit in funzione della «bit rate».

Il rapporto  $C/N$  disponibile è determinato dai contributi delle tratte in salita ed in discesa. Per una modulazione PSK a 4 fasi e fissato il flusso di saturazione del satellite in  $-73$  dBW/m<sup>2</sup>, il rapporto disponibile tra la potenza della portante e la temperatura di rumore  $C/T$  risulta per una stazione Intelsat di tipo standard:

$$\left(\frac{C}{T}\right)_{\text{tot}} = -134,4 \text{ dBW/}^\circ\text{K}.$$

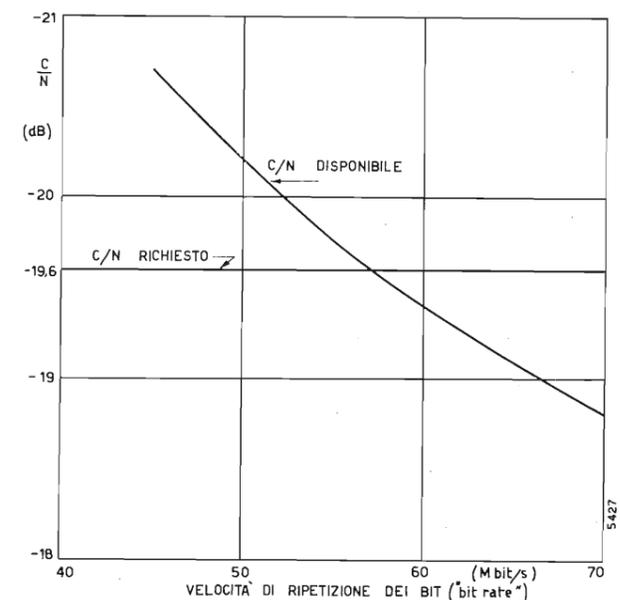
Da cui è possibile ottenere il rapporto  $C/N$  disponibile al demodulatore PSK considerando una banda di rumore a R.F. uguale alla metà della «bit rate» presa in esame (fig. 2). Il rapporto  $C/N$  richiesto, in dB, per mantenere la probabilità di errore dei bit di  $1 \times 10^{-4}$ , assunta come sufficiente per una qualità della voce di tipo commerciale, è dato invece dalla seguente relazione:

$$\frac{C}{N} = \frac{E}{N_0} + \frac{R}{B} + M_h + M_p,$$

dove  $E/N_0$  è definito come efficienza di comunicazione,  $R$  è la «bit rate» del collegamento,  $B$  la banda a radiofrequenza,  $M_h$  il margine che tiene conto dei filtri in trasmissione, della conversione  $AM/PM$  sul satellite e dello scostamento del demodulatore PSK dalle prestazioni teoriche («hardware margin») e  $M_p$  il margine per gli effetti di propagazione. Assumendo  $M_h$  pari a 3,3 dB ed  $M_p$  pari a 4,5 dB (bibl. 2) il rapporto  $C/N$  richiesto diventa 19,6 dB ed è rappresentato nella figura 2. Risulta quindi dalla figura 2 che una velocità di ripetizione dei bit di circa 60 Mbit/s è accettabile alla luce delle ipotesi fatte.

Verifichiamo ora se un sistema TDMA utilizzando un ripetitore su fascio globale dell'Intelsat IV è in grado di operare a 60 Mbit/s e se il ripetitore risulta, dal punto di vista della capacità, limitato in banda o in potenza.

Il massimo numero  $N_c$  di canali telefonici banda

Fig. 2. — Rapporto  $C/N$  disponibile in funzione della velocità di ripetizione dei bit («bit rate»).

lorde 4 kHz) codificati in PCM a 8 bit che si può allocare sul ripetitore è fornito da:

$$N_c = \frac{60 \text{ Mbit/s}}{64 \text{ kbit/s}} = 940 \text{ canali}.$$

Dal punto di vista dell'utilizzazione della banda di 36 MHz del ripetitore in esame si ha (bibl. 1):

$$N_c' = \frac{36 \cdot 10^6}{64 \cdot 10^3} \log_2 n\varphi$$

con  $n\varphi$  = numero delle fasi della modulazione PSK pari a 4; risulta quindi:  $N_c' = 1125$ ; invece effettuando il calcolo in potenza secondo la bibl. 1 si ha:  $N_c'' = 1260$ .

Perciò per un sistema TDMA come quello considerato si ha una limitazione in banda prima che in potenza ed una «bit rate» teorica di:

$$1125 \times 64 \text{ kbit/s} = 72 \text{ Mbit/s}.$$

Abbiamo già visto che in pratica la massima «bit rate» utilizzabile è dell'ordine di 60 Mbit/s con ciò limitandosi la massima capacità del ripetitore a circa 940 canali telefonici modulati a R.F. in PSK a 4 fasi. La capacità netta sarà poi inferiore ai 940 canali a causa della capacità dedicata alla trasmissione dei preamboli di stazione.

Uno dei metodi atti ad aumentare la capacità utilizzabile di un ripetitore è stato accennato precedentemente quando si è introdotto il concetto del sistema TDMA multiquadro e sarà sviluppato nel paragrafo seguente. Nel paragrafo 4 sarà invece illustrato in un certo dettaglio l'altro metodo che attualmente viene considerato in seno all'Intelsat per aumentare la capacità base di un ripetitore, ossia l'interpolazione numerica della parola. Questo metodo che si basa sulle proprietà statistiche del discorso per cui è possibile instradare sulla stessa via di comunicazione più di una conversazione simultaneamente è stato studiato e realizzato sperimentalmente in Italia dalla Sit-Siemens (bibl. 3 e 4).

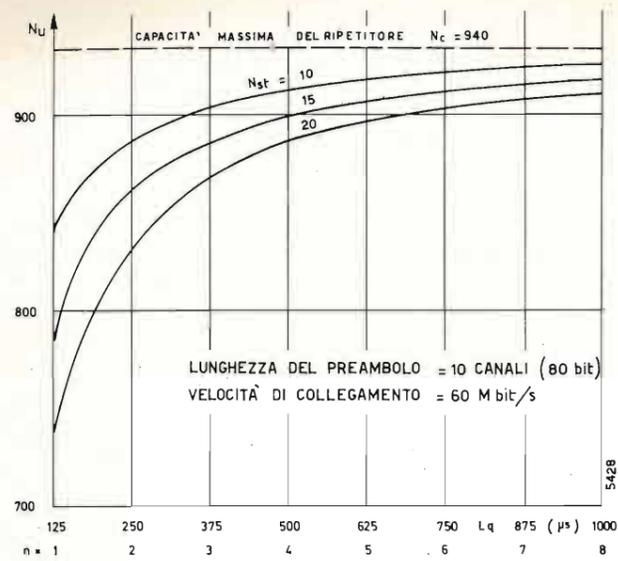


Fig. 3. — Numero di canali utilizzabili  $N_u$  di un ripetitore dell'Intelsat IV in funzione della lunghezza  $L_q$  del quadro TDMA.

3. Scelta della lunghezza del quadro.

Si sono già esaminati i fattori che impongono in 125 µs la durata minima del quadro di un sistema TDMA: la durata massima del quadro  $L_q$  è da parte sua, teoricamente limitata solo dal ritardo di propagazione introdotto dal collegamento via satellite. Essendo, tale ritardo, dell'ordine dei 270 ms (per satelliti geostazionari visti a 10° di elevazione) esso in pratica non costituisce una limitazione alla lunghezza massima di  $L_q$ ; d'altra parte, poiché il vantaggio del multiquadro ( $L_q = n \cdot 125 \mu s$ ) è pressoché irrilevante al di sopra di 1 msec ( $n = 8$ ), si può affermare che la lunghezza del quadro  $L_q$  va scelta, per trasmissioni di traffico telefonico, nella gamma 125 µs ÷ 1 ms, cioè con un valore di  $n$  compreso tra 1 ed 8.

3.1. EFFETTO DELLA MULTITRAMA SU UN RIPETITORE DELL'INTELSAT IV.

Consideriamo ancora un ripetitore dell'Intelsat IV, avente 36 MHz di banda, e supponiamo di utilizzarlo in TDMA. La massima capacità in canali telefonici disponibile ( $N_c$ ), dal punto di vista dell'utilizzazione della banda R.F. è già stata determinata nel paragrafo 2. Calcoliamo ora la effettiva capacità utilizzabile in accordo alla lunghezza del quadro  $L_q$ , mediante l'equazione:

$$[1] \quad N_u = \frac{RL_q - n_p \cdot N_{st}}{L_q \cdot R_c}$$

dove:

- $N_u$  = numero di canali utilizzabili;
- $R$  = velocità di trasmissione del collegamento;
- $R_c$  = velocità di trasmissione di canale;
- $L_q$  = lunghezza del quadro;
- $n_p$  = numero di bit del preambolo;
- $N_{st}$  = numero delle stazioni.

Allo scopo di effettuare un calcolo orientativo, abbiamo assunto:

a) una perdita media di 80 bits (10 canali PCM) per stazione o accesso dovuta ai requisiti di preambolo (sincronizzazione, assegnazione, servizio...) imposti dal sistema TDMA;

b) tre diverse situazioni di accesso multiplo e cioè 10, 15, 20 accessi per quadro (= numero di stazioni  $N_{st}$ ). I risultati dell'equazione [1] sono riportati nel grafico di figura 3. Da questo grafico appare evidente l'aumento della capacità utilizzabile sul ripetitore, all'aumentare della lunghezza del quadro  $L_q$ .

L'incremento del numero di canali utilizzabili  $\Delta N_u$  è meglio visualizzato in figura 4. Dall'esame di entrambi i grafici presentati si può dedurre che la perdita, sulla capacità disponibile del ripetitore, decresce all'aumentare della lunghezza del quadro, producendo di conseguenza un aumento dell'efficienza di utilizzazione del ripetitore. Appare quindi evidente il vantaggio offerto dai sistemi multiquadro ( $L_q > 125 \mu s$ ) su quelli in tempo reale ( $L_q = 125 \mu s$ ), specialmente quando i contributi di perdita (lunghezza media del preambolo e numero di accessi per quadro) sono sensibili.

3.2. ANALISI ECONOMICA DEI CIRCUITI DI MEMORIA.

La realizzazione di un sistema di accesso TDMA multiquadro richiede l'impiego di circuiti di memoria. Tali circuiti, di cui in figura 5 è riportato uno schema a blocchi di principio, sono richiesti per la memorizzazione degli  $n$  campioni PCM, e per equalizzare la velocità di uscita dei codificatori PCM alla velocità del TDMA. Qui di seguito, si accenna un'analisi di costo di tali memorie, che sarà poi utile al fine di un bilancio economico per individuare un possibile valore di  $n$  o  $L_q$ .

Prima di analizzare il costo di tali circuiti sembra opportuno spendere qualche parola per definire le funzioni a cui questi sono preposti. Il circuito di memoria della figura 5, accetta in entrata un flusso seriale PCM alla velocità  $R_e$ . Esso viene traslato nella memoria dopo aver subito una trasformazione serie/parallelo effettuata dal convertitore di entrata, l'entità di tale trasformazione e quindi la consistenza cir-

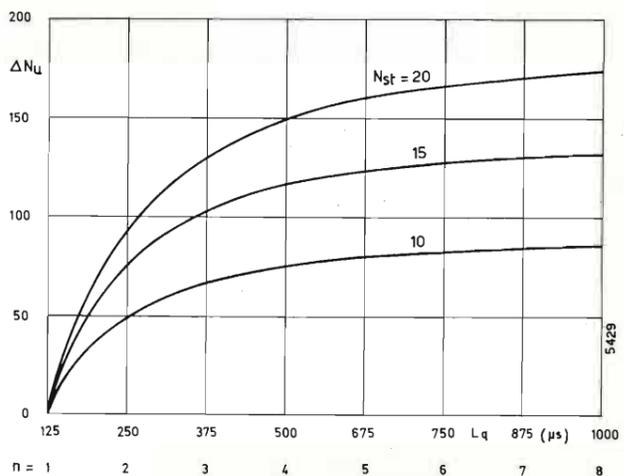


Fig. 4. — Incremento  $\Delta N_u$  del numero di canali utilizzabili di un ripetitore ottenibile con sistemi multiquadro, rispetto ai sistemi in tempo reale.

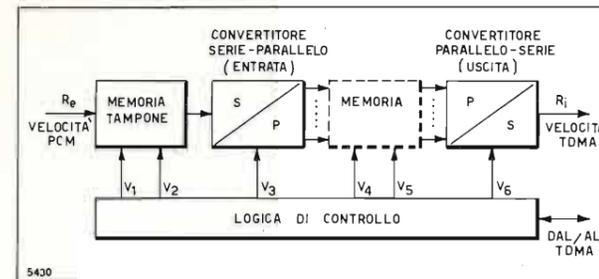


Fig. 5. — Schema a blocchi di principio di un circuito di memoria per TDMA realizzato con tecnica SR/MOS (lato trasmittente).

cuitale del convertitore dipendono dal tipo di elementi di memoria impiegati. Nel caso in esame si è considerata una configurazione del tipo registro a slittamento (Shift-Register SR) nella tecnologia « MOS » (Metal-Oxide-Semiconductor) (bibl. 5). La capacità di memoria dipende dal numero di quadri da memorizzare moltiplicato per il numero di bit PCM per quadro; sotto l'aspetto circuitale, vanno anche considerate le velocità di entrata ed uscita dagli elementi « Shift-Register » disponibili, per poter valutare il numero di elementi necessari per il trasferimento dell'informazione dalla velocità di entrata  $R_e$  a quelle di uscita  $R_u$  ( $R_u \gg R_e$ ).

Il convertitore di uscita sarà, sotto l'aspetto costruttivo, della stessa consistenza circuitale del convertitore di entrata anche se lavorerà con remporizzazione diversa.

Infine va rilevata la necessità di una « memoria tampone » all'entrata del circuito, che serve ad evitare il sovrapporsi delle operazioni di scrittura ( $V_4$ ) e lettura ( $V_5$ ) della memoria, cioè in pratica di un circuito che aumenta leggermente la velocità del flusso PCM all'entrata del primo convertitore.

La configurazione considerata è stata valutata economicamente prima nella soluzione con « SR » del tipo « MOS », e quindi nella soluzione Random Access Memory (RAM) del tipo ECL (Emitter-Coupled-Logic) (bibl. 5) per le velocità di trasmissioni di 62,5 Mbit/s e 125 Mbit/s. I risultati sono riportati in figura 6 e sono validi nelle seguenti ipotesi:

- a) circuito completo trasmissione e ricezione;
- b) produzione di 100 unità;
- c) anno di fabbricazione: 1974.

Da tale figura si nota innanzitutto come la configurazione del tipo « RAM » è più costosa della soluzione « SR » ed in particolare il suo costo è direttamente proporzionale alla capacità di memoria richiesta mentre è quasi insensibile alla velocità di trasmissione del TDMA. Al contrario il costo nella configurazione « SR » si rivela praticamente insensibile alla capacità di memoria, mentre risulta moderatamente condizionato dalla velocità di trasmissione  $R_u$  del TDMA.

3.3. CONFRONTO ECONOMICO E SCELTA DELLA LUNGHEZZA DEL QUADRO.

L'aumento nella capacità utilizzabile per ripetitore, ha un'influenza diretta sul costo annuale per canale, da cui ne risulta di conseguenza un vantaggio economico annuale ( $V_e$ ) sul ripetitore stesso, utilizzato in TDMA con sistema multiquadro. Al fine di valutare

l'effettivo vantaggio economico annuale sul ripetitore è necessario confrontare il costo annuale dei circuiti di memoria con il vantaggio economico annuale  $V_e$  risultante dall'aumentata capacità di utilizzazione del ripetitore.

Il vantaggio economico annuale  $V_e$  per ripetitore è pari a:

$$V_e = \frac{C_a}{N} (N_1 - N)$$

dove:

$C_a$  = costo annuale di un ripetitore (nel caso dell'Intelsat IV, pari a 1,2 milioni di dollari circa) (bibl. 6);

$N$  = numero dei canali per  $L_q = 125 \mu s$ ;

$N_1$  = numero dei canali per  $L_q = n \cdot 125 \mu s$  ( $1 < n \leq 8$ ).

I risultati sono mostrati in figura 7 a).

Sottraendo dal valore  $V_e$  il costo annuale dei circuiti di memoria si ottiene il vantaggio annuale effettivo per trasponditore. In figura 7b) sono riportati i costi annuali dei circuiti di memoria, derivati da quelli di figura 6, per le due soluzioni selezionate cioè « SR » e « RAM ». Il costo annuale è stato calcolato moltiplicando i costi di cui a figura 6 per un fattore costante pari a 0,15 che tiene conto dell'interesse sul capitale, del deprezzamento, delle spese di manutenzione, ecc.

Il confronto tra i costi annuali dei circuiti di memoria ed il vantaggio annuale  $V_e$  per ripetitore, mostra, come dalle figure 7 a)-b), che vi sono due ordini di grandezza di differenza tra il costo annuale dei circuiti di memoria ed il vantaggio economico per ripetitore. Ciò dimostra che praticamente il costo dei circuiti di memoria è trascurabile rispetto al notevole

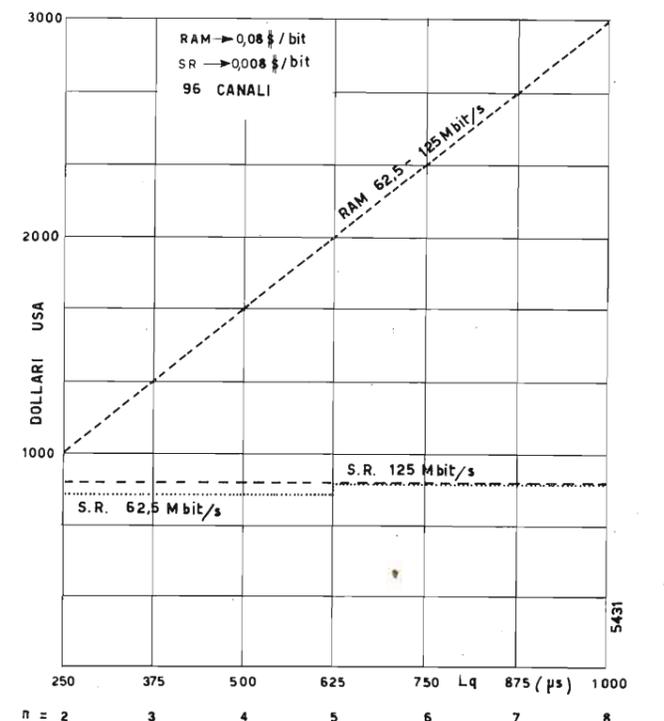


Fig. 6. — Costo unitario in dollari di un circuito di memoria trasmissione e ricezione per capacità di 96 canali nelle tecnologie RAM/ECL e SR/MOS.

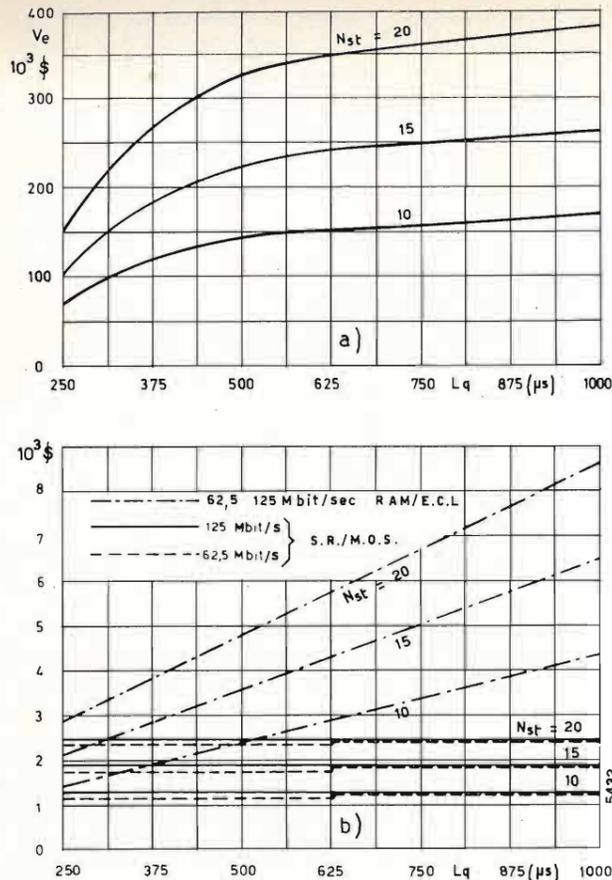


Fig. 7. — a) Vantaggio economico ( $V_e$ ) in dollari per ripetitore in funzione di  $L_q$ ; b) costo annuale in dollari di circuiti di memoria (per 96 canali PCM) in funzione di  $L_q$ .

vantaggio economico ottenibile sul costo annuale del ripetitore, derivante dall'aumentata capacità di canali utilizzabili, ottenibile grazie al sistema multiquadro, rispetto ai sistemi in tempo reale.

Confrontando i grafici delle figure 4 e 7 a) si nota che, sia il guadagno sulla capacità utilizzabile per ripetitore, sia il vantaggio economico annuale che ne deriva, aumentano continuamente all'aumentare di  $L_q$  da 125  $\mu s$  a 1 ms. In particolare si nota che la maggior parte del vantaggio si ottiene per  $L_q$  compreso tra 125  $\mu s$  e 500  $\mu s$ . Ne deriva che, in accordo alle assunzioni fatte, la lunghezza del quadro  $L_q$ , per sistemi di accesso multiplo a divisione di tempo, sui satelliti di tipo Intelsat IV debba essere maggiore o almeno uguale a 500  $\mu s$ .

#### 4. Sistemi di interpolazione numerica della parola.

La tecnica dell'interpolazione della parola, trae origine dal fatto che in un normale collegamento telefonico la conversazione occupa meno del 50% della durata del collegamento stesso. Questo fattore statistico rende possibile dissociare il canale di conversazione, o giunzione, dal canale di collegamento al fine della piena utilizzazione di questo ultimo. In tale maniera è possibile servire, con  $M$  canali di collegamento  $N$  canali di conversazione ( $N > M$ ) il che equivale ad aumentare la capacità del collegamento stesso.

#### 4.1. PRINCIPI DI FUNZIONAMENTO E REALIZZAZIONI SPERIMENTALI.

I sistemi di interpolazione numerica della parola, in inglese « Digital Speech Interpolation » (DSI), sino ad oggi sviluppati, si dividono in due categorie:

- sistemi DSI « a comando vocale »;
- sistemi DSI « a predizione di codifica ».

I sistemi DSI a comando vocale, sono derivati in pratica dalla tecnica del TASI (Time Assignment Speech Interpolation), che è stato il primo sistema di interpolazione sviluppato, di tipo analogico. Da questi si è passati alle versioni numeriche che ne hanno notevolmente migliorato le prestazioni e l'impiego.

Le parti fondamentali di un apparato DSI sono:

##### Lato trasmittente

- rivelatore vocale;
- rete di connessione « giunzione/canale »;
- generatore di segnalazione;
- circuito di controllo.

##### Lato ricezione

- rivelatore di segnalazione;
- rete di connessione « canale/giunzione ».

Esaminiamo ora brevemente le funzioni associate a tali organi fondamentali, secondo la sequenza temporale in cui vengono svolte.

Il rivelatore vocale, uno per ciascuna giunzione di entrata all'apparato DSI, rivela l'attività o meno del troncò a cui è associato, e quindi trasferisce tale informazione, cioè attività o non attività, alla rete di connessione « giunzione/canale », dove per « giunzione » si intende entrata all'apparato DSI, e per « canale » si intende la via di connessione tra il terminale trasmittente e quello ricevente dell'apparecchiatura DSI.

La rete di connessione, sulla base dell'informazione di attività trasferita, dal rivelatore vocale, e sulla base della situazione di connessione esistente, provvede ad associare, solo alle giunzioni segnalate attive, i canali (time-slot) non impegnati, e trasferisce tale informazione al generatore di segnalazione. Questi provvede a formare un « messaggio » detto « messaggio di assegnazione » che trasmette quindi al terminale ricevente, per informarlo della avvenuta associazione « giunzione/canale », in modo che in ricezione il canale venga restituito all'appropriata giunzione, per stabilire così il collegamento richiesto. Infine un circuito logico provvede a controllare il comportamento dell'apparato nelle varie condizioni di carico al fine di governarne il funzionamento.

Dalla descrizione relativa al lato trasmittente risultano chiari i compiti associati al lato ricevente al rivelatore di segnalazione, che ricava l'informazione di associazione « giunzione/canale » contenuta nel messaggio di assegnazione ed alla rete di distribuzione che effettua il collegamento « canale/giunzione ».

I sistemi DSI a « predizione di codifica » sono anch'essi costituiti, in linea di massima dalle stesse unità dei sistemi « a comando vocale ». La caratteristica principale di tali sistemi è quella del processo di predizione operata sui campioni vocali, mediante la quale è possibile ottenere una riduzione dell'attività vocale media.

Infatti il campione attivo non viene trasmesso quando la differenza tra questi ed il campione immediatamente precedente è compresa entro  $\pm 1$  livello di quantizzazione. Al lato ricevente, il campione non trasmesso viene sostituito con il campione immediatamente precedente. La segnalazione di associazione « giunzione/canale » avviene per mezzo di una « parola » di segnalazione detta SAW (Signalling Assignment Word).

Un particolare aspetto della tecnica di interpolazione della parola, è quello del comportamento dell'apparato DSI in condizioni di « sovraccarico », cioè quando il numero delle giunzioni simultaneamente attive è superiore al numero dei canali di collegamento disponibili. In tali condizioni nei sistemi DSI « a comando vocale » il contenuto della giunzione che si rende attiva, dopo che l'ultimo canale disponibile è stato già assegnato può essere trattato in uno dei seguenti modi:

- non viene trasmesso, fino a che un canale divenga nuovamente disponibile;
- viene trasmesso « tagliando » agli altri canali, piccole porzioni di conversazione;
- viene trasmesso degradando leggermente il rapporto segnale-rumore di quantizzazione.

I primi due metodi comportano l'effetto detto « freeze-out » ( $\Phi$ ) cioè il congelamento delle giunzioni escluse dalla trasmissione. Tale effetto, che si manifesta come piccoli tagli della conversazione, nel caso 1) è concentrato sulle sole giunzioni in sovraccarico per una durata pari al tempo del sovraccarico stesso; nel caso 2) tale fenomeno è ancora presente ma viene distribuito tra tutte le giunzioni in entrata, con conseguente riduzione dell'effetto di « freeze-out ». Da risultati di misure soggettive sulla reazione del parlatore medio a tale fenomeno è risultato che, perdite dell'energia della parola inferiori od uguali all'1% ( $\Phi \leq 1\%$ ) sono valutate irrilevanti al fine della qualità della conversazione e pertanto il fenomeno del « freeze-out » può essere accettato entro tali limiti.

Il terzo metodo, che per altro riflette le attuali tendenze nella tecnica DSI, consiste, nel ricavare dal numero di canali disponibili sul collegamento (time-slots), i canali in soprannumero richiesti in condizioni di sovraccarico, riducendo il numero di bit per campione. In tal modo tutte le giunzioni attive non saranno mai escluse dalla trasmissione, mentre l'effetto sulla qualità di canale sarà una leggera diminuzione del rapporto segnale-rumore di quantizzazione, di durata pari al tempo stesso di sovraccarico, che mediamente è dell'ordine del 5%.

I sistemi « a predizione di codifica », rientrano in questo terzo metodo di funzionamento, anche se adottano una strategia diversa da quella poc'anzi accennata. Infatti, il campione della giunzione in sovraccarico, non viene trasmesso, mentre al lato ricevente viene sostituito con quello ad esso immediatamente precedente. Anche in questo caso l'effetto che si ottiene è una leggera degradazione del rapporto segnale-rumore di quantizzazione, mentre il vantaggio offerto è praticamente equivalente alla trasmissione di tutte le giunzioni attive. Quest'ultima tecnica comporta però l'adozione di una strategia di rotazione nella priorità della trasmissione delle giunzioni, per evitare che, più di un campione, del medesimo canale, venga consecu-

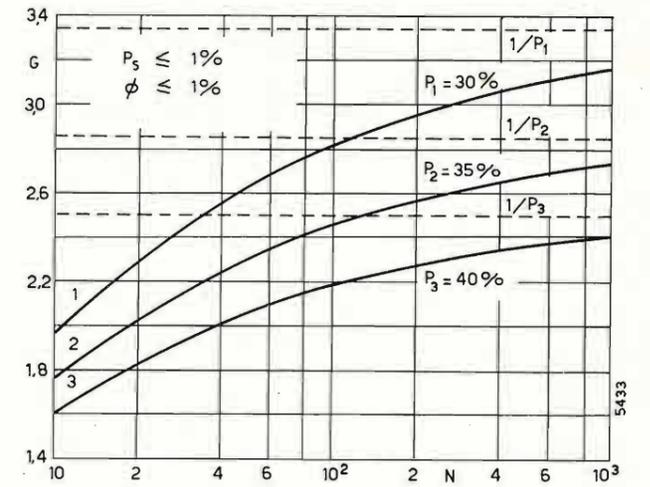


Fig. 8. — Guadagno  $G$  dell'interpolazione della parola in funzione del numero  $N$  di giunzioni in entrata.

tivamente escluso dalla trasmissione; altrimenti, poiché il campione restituito al lato ricevente resta sempre l'ultimo trasmesso, si otterrebbe un peggioramento di qualità notevole, non accettabile.

#### 4.2. VALUTAZIONE TEORICA DEL GUADAGNO DSI.

Il vantaggio o guadagno introdotto dall'uso della tecnica di interpolazione, è dato dal rapporto tra il numero di giunzioni telefoniche in entrata all'apparato DSI, ed il numero di canali disponibili sul collegamento. Tale guadagno è legato al numero di giunzioni  $N$ , alla loro attività media  $P$  ed al grado di « freeze-out » introdotto, cioè alla perdita vocale, nonché alla probabilità di saturazione. Il vantaggio massimo teorico raggiungibile è dato dall'inverso dell'attività media  $P$  per  $N$  tendente ad infinito.

Il guadagno  $G$  in funzione di  $N$  può essere valutato mediante l'equazione (bibl. 7):

$$G = \frac{N}{NP + 0,5 \cdot y \cdot \sqrt{NP(1-P)}}$$

dove:

$N$  = numero delle giunzioni simultaneamente collegate;

$P$  = attività media;

$y$  = parametro funzione di  $N$  e di  $\Phi$ .

La figura 8 mostra il guadagno  $G$  in funzione di  $N$  per tre diversi valori di  $P$ , assumendo una probabilità di saturazione  $P_s \leq 1\%$ , ed un valore di « freeze-out »  $\Phi \leq 1\%$ . Tale figura, poiché si è considerata una probabilità di saturazione dell'1% per tutti i valori di  $N$  è da considerarsi accurata nell'intorno di  $N = 100$  mentre è leggermente pessimistica per  $N < 100$  e leggermente ottimistica per  $N > 100$ .

Inoltre non essendo stato considerato il « grado di servizio » <sup>(3)</sup> offerto dalle  $N$  giunzioni del fascio, i valori di attività media considerati sono superiori a quelli verificabili in pratica per ogni singolo valore di  $N$ .

<sup>(3)</sup> Grado di servizio: rapporto tra il numero delle chiamate bloccate e quello delle chiamate offerte durante l'ora di punta (bibl. 8).

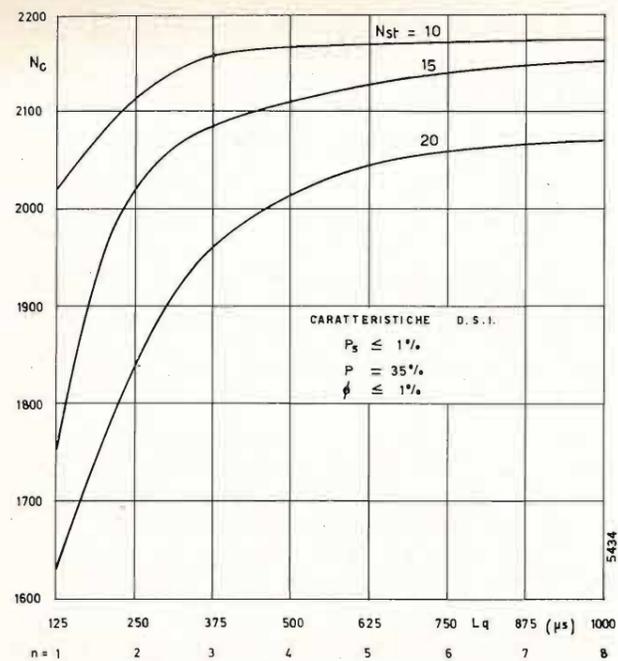


Fig. 9. — Numero di canali telefonici  $N_c$  di un ripetitore dell'Intelsat IV operante in TDMA con multiquadro e interpolazione numerica della parola.

Come conseguenza anche  $G$  risulta, nel complesso, inferiore a quello ottenibile in pratica.

Da tale considerazione ne deriva che il grafico di figura 8 è utile per una valutazione teorica della capacità raggiungibile con apparati di interpolazione, e che in pratica tale capacità può anche essere superiore considerando appunto per ciascun caso, e cioè per ciascun valore di  $N$ , il relativo grado di servizio offerto.

Il valore di  $G$  calcolato è da considerarsi un valore lordo in quanto non comprende la capacità necessaria per le esigenze di segnalazioni richieste dall'apparato DSI. Comunque la differenza tra il guadagno lordo  $G$  (senza segnalazione) e quello netto (con segnalazione) è, per i sistemi del tipo « a comando vocale » irrilevante, dovuto alla sottomoltiplicazione nella trasmissione del messaggio di assegnazione, mentre nei sistemi a « predizione di codifica » è più sensibile poiché in tali sistemi la segnalazione non può essere sottomoltiplicata.

#### 4.3. EFFETTO COMBINATO DEL SISTEMA MULTITRAMA E DELLA DSI.

Al fine di valutare globalmente l'effetto combinato del sistema multitrama e della tecnica di interpolazione numerica della parola su un ripetitore del satellite Intelsat IV, si richiamano la figura 3 e la curva 2 della figura 8 dalle quali è possibile ricavare la figura 9. Essa mostra appunto la capacità, in canali telefonici, ricavabile da un sistema multiquadro con l'applicazione della tecnica della interpolazione numerica della parola, possiamo dire che l'effetto della DSI predomina, dal punto di vista della capacità globale, nel caso di 10 stazioni, mentre l'effetto della multitrama, dal punto di vista dell'incremento di capacità, predomina nel caso di 20 stazioni.

#### 5. Conclusioni.

Le considerazioni svolte nei paragrafi 3 e 4 del presente articolo hanno costituito la base di numerosi dettagliati contributi presentati dalla Telespazio nel corso delle frequenti riunioni del Gruppo di Lavoro TDMA del Sottocomitato Tecnico Intelsat, a partire dalla sua costituzione; il risultato concreto di questi studi e delle discussioni che ne sono derivate in seno al gruppo di lavoro, si riflette nelle seguenti due importanti decisioni per le specifiche del sistema TDMA prototipo dell'Intelsat:

— La lunghezza del quadro è stata scelta pari a 750  $\mu s$  ( $n = 6$ ) e ciò è perfettamente in linea con i risultati della nostra analisi tecnico-economica che indicavano l'opportunità di un valore di  $L_q \geq 500 \mu s$ . Il motivo della scelta particolare di 750  $\mu s$  risiede nel fatto che, per poter rendere il sistema compatibile con una modulazione PSK a 8 fasi per la quale è necessario associare 3 bit alla trasmissione di ogni fase (simbolo), il numero di quadri da memorizzare per non disturbare il processo di campionamento a 8 bit, deve essere 3 o un suo multiplo.

— È stato altresì deciso che i terminali prototipo dovranno anche essere equipaggiati con moduli di interfaccia terrestri predisposti per la tecnica di interpolazione numerica della parola tipo « TASI », a comando vocale, con caratteristiche di destinazione multipla, cioè non soltanto per collegamenti di tipo da punto a punto: quest'ultima caratteristica, di facile realizzazione nei sistemi DSI, ha reso inoltre superflua la progettazione di complicati sistemi di assegnazione su domanda a destinazione variabile dei canali, visto che per sua natura la DSI già opera una assegnazione di circuiti secondo richiesta. (1476)

#### BIBLIOGRAFIA

1. - QUAGLIONE G., RUSPANTINI L.: *Assegnazione su domanda di circuiti telefonici via satellite*. « Eletttronica e Telecomunicazioni », n. 6 (1970).
2. - Documento Intelsat ICSC/T-45-10, 30 maggio 1972.
3. - LYGHOUNIS E.: *Il sistema ATIC*. « Telecomunicazioni », SIT-Siemens, n. 26, marzo 1968.
4. - COSTA G. M., LYGHOUNIS E. e PORETTI I.: *Use of ATIC system to TDMA via satellite*. Intelsat/IEE International Conference on Digital Satellite Communication. Londra, novembre 1969.
5. - SORKIN R. B.: *Integrated Electronics*. Mc.Graw Hill Book C.
6. - POPE D. G.: *Economic aspects of data transmission by satellite*. Intelsat/IEE International Conference on Digital Satellite Communication. Londra, novembre 1969.
7. - BULLINGTON K. e FRASER J. M.: *Engineering aspects of TASI*. « The Bell System Technical Journal », marzo 1959.
8. - GANDAIS M. e SANNERIS A.: *Principi di traffico telefonico*. Editoriale Delfino, Milano.

## CIRCUITO DI ENFASI OTTIMIZZATO PER TRASMISSIONI TV A COLORI SU SISTEMI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

MARIO LARI, LORENZO TOMATI (\*)

**SOMMARIO** — Dopo una introduzione generale sul problema dell'ottimizzazione di una enfasi per trasmissioni di segnali su sistemi a modulazione di frequenza, si passa a risolvere il problema nel caso particolare di trasmissioni televisive a colori, sia dal punto di vista dell'ottimizzazione del rapporto segnale/rumore, sia da quello di una riduzione delle distorsioni. Benché il problema venga risolto per tale tipo di trasmissione, molti dei risultati a cui si perviene, sono validi in generale. Si esamina poi la convenienza o meno di usare l'enfasi per i sistemi di trasmissione funzionanti in vicinanza della soglia, quali ad esempio le trasmissioni via satellite.

**SUMMARY** — *Emphasis circuit optimized for colour TV transmission on frequency modulated systems.* A general introduction on the problem of an optimum emphasis for the transmission of signals on frequency modulated systems is carried out. In particular the problem of colour TV transmission is examined to achieve an optimization of the signal to noise ratio and to reduced distortion. Although the problem is solved for this particular type of transmission, most of the obtained results are generally valid. The opportunity of using emphasis for satellite systems is also examined.

#### 1. Introduzione.

In un sistema di telecomunicazioni la qualità del segnale ricevuto dipende dal rapporto segnale/rumore pesato (1) e dalle distorsioni presenti sul segnale stesso. Poiché tali fattori sono funzione anche della distribuzione spettrale del segnale trasmesso, nella tecnica delle telecomunicazioni è entrato l'uso di modificare in trasmissione (enfasi), con un opportuno quadripolo (circuitto di enfasi) lo spettro del segnale in modo da ottenere un miglioramento del segnale ricevuto.

L'uso dell'enfasi in un sistema a modulazione di frequenza ha essenzialmente i seguenti scopi:

- miglioramento del rapporto segnale/rumore pesato (1);
- riduzione delle distorsioni non lineari dovute al mezzo di trasmissione.

Il rapporto segnale/rumore pesato può essere migliorato in due modi:

(\*) Dott. ing. Mario Lari e Dott. ing. Lorenzo Tomati, della RAI-Roma.

Dattiloscritto pervenuto il 7 giugno 1972.

(1) Il tipo di immagine prodotta su uno schermo televisivo dal rumore in uscita dal demodulatore si presenta come un formicolio di punti luminosi la cui grossezza dipende dalla composizione spettrale dell'energia che concorre alla loro formazione. A punti luminosi grossi corrispondono frequenze di rumore più basse e viceversa.

A parità di potenza, più grossa è la grana del rumore e più importante è l'effetto di disturbo sull'occhio. Per tenere conto del diverso effetto disturbante sull'occhio delle frequenze di rumore si usa una curva « pesatrice » del rumore. Essa riporta in ascisse le frequenze e in ordinate di quanto occorre amplificare la tensione del rumore che incide su una banda infinitesima nell'intorno di una data frequenza per ottenere lo stesso effetto disturbante dovuto alle basse frequenze del rumore. Potenze di rumore diverse che « pesate » hanno lo stesso valore, producono sull'occhio lo stesso disturbo.

— amplificando in modo uniforme le componenti spettrali del segnale trasmesso, e di conseguenza la corrispondente deviazione di frequenza picco-picco subita dalla portante radio;

— modificando lo spettro del rumore in banda video dopo demodulazione (uso dell'enfasi).

In quest'ultimo caso si sfrutta il ben noto fenomeno del diverso effetto che le componenti spettrali del rumore di diversa frequenza hanno sulla qualità soggettiva del segnale ricevuto.

Al contrario una riduzione delle distorsioni si può ottenere soltanto riducendo la deviazione di frequenza; tale riduzione può rendersi uniforme per tutte le componenti spettrali del segnale o, con risultati molto più soddisfacenti, può rendersi di entità variabile in modo opportuno in funzione della frequenza (uso dell'enfasi).

Nei paragrafi seguenti vengono riportati i criteri da seguire per ottimizzare la risposta d'ampiezza di un'enfasi, sia sotto il profilo del rapporto segnale/rumore pesato dopo demodulazione, sia riguardo a una riduzione delle distorsioni non lineari subite da un segnale televisivo a colori. Vengono inoltre riportati i risultati che si possono ottenere applicando tali criteri allo studio di un quadripolo di enfasi da usarsi per trasmissioni televisive a colori sia via satellite, sia in ponte radio.

2. Determinazione dell'andamento della risposta ampiezza-frequenza del quadripolo di deenfasi che rende massimo il rapporto segnale/rumore pesato dopo demodulazione.

Nel presente paragrafo il problema verrà esaminato soltanto sotto il profilo del rapporto segnale/rumore pesato dopo demodulazione prescindendo dal problema

di una riduzione delle distorsioni differenziali; tale argomento verrà affrontato nel paragrafo 3.

### 2.1. IMPOSTAZIONE TEORICA DEL PROBLEMA.

Per una corretta impostazione del problema occorre poter valutare l'effettivo miglioramento apportato dall'enfasi sulla qualità del segnale ricevuto scindendolo da eventuali miglioramenti dovuti a variazioni di altri parametri caratteristici del sistema di trasmissione. Per far ciò occorre confrontare tra loro i valori del rapporto segnale/rumore pesato ottenibili all'uscita di sistemi di trasmissione aventi caratteristiche identiche, ma equipaggiati con diversi tipi di enfasi o senza enfasi. In particolare i sistemi di trasmissione di cui sopra avranno alla loro uscita lo stesso valore per il rapporto segnale/rumore non pesato; inoltre per tali sistemi sarà identica la deviazione picco-picco subita dalla portante radio (2).

A parità di sensibilità di modulazione e di livello del segnale d'entrata modulante, quest'ultima ipotesi implica che il punto di livello relativo zero dell'enfasi sia scelto in modo tale che l'enfasi non alteri il valore picco-picco del segnale modulante. Poiché tale punto dipende dal tipo di segnale usato, nel seguito del presente paragrafo si farà riferimento a un ben determinato seppur non specificato segnale televisivo.

Ciò posto, il miglior quadripolo di enfasi è quello che alla sua uscita, a parità di rapporto segnale/rumore non pesato ivi esistente, rende massimo il rapporto segnale/rumore pesato. Ciò per effetto soltanto di una diversa redistribuzione in banda video dell'ampiezza delle componenti spettrali del rumore termico.

Da quanto sopra detto segue che per determinare la caratteristica di ampiezza dell'enfasi occorre conoscere la curva di pesatura dell'occhio per segnali televisivi a colori; è però da notare che tale curva varia a seconda del segnale televisivo con il quale si sperimenta e che, pertanto, al variare di tale segnale varia anche l'enfasi che rende massimo il rapporto segnale/rumore pesato. Anche per tale motivo nel seguito del presente paragrafo si farà riferimento al ben determinato segnale televisivo di cui sopra e alla curva di pesatura dell'occhio valida per esso; nei paragrafi seguenti si mostrerà come estendere i risultati ottenuti a segnali di tipo medio.

Sia:  $P(f)$  la curva dei pesi dell'occhio valida per il segnale video in esame;

$N^2(f)$  la densità spettrale di potenza del rumore in banda video dopo demodulazione e prima della deenfasi;

$D(f)$  la risposta ampiezza-frequenza del quadripolo di deenfasi;

$f_{max}$  la massima frequenza contenuta nel segnale video in esame.

Facendo riferimento alla definizione del rapporto segnale/rumore secondo il CCIR (3), risulta che il rap-

(2) Nei limiti di validità della formula di Carson risulta identica per tali sistemi di trasmissione anche la banda a RF.

(3) Si ricorda che nella Racc. 421-1, vol. V, Oslo 1966, il CCIR definisce il rapporto segnale/rumore come il rapporto in dB tra l'ampiezza picco-picco del segnale video (sincronismi esclusi) e il valore efficace del rumore nella banda compresa fra 10 kHz e  $f_{max}$ .

porto segnale/rumore non pesato all'uscita di un sistema di trasmissione equipaggiato con enfasi è dato dalla:

$$[1] \quad \frac{V_{pp}^2}{\int_0^{f_{max}} N^2(f) \cdot D^2(f) df},$$

in cui  $V_{pp}$  è l'ampiezza picco-picco del segnale video esclusi i sincronismi (0,7 V).

Il rapporto segnale/rumore non pesato all'uscita di un sistema di trasmissione privo di enfasi è dato dalla:

$$[2] \quad \frac{V_{pp}^2}{\int_0^{f_{max}} N^2(f) df}.$$

Il disturbo soggettivo sul segnale video ricevuto è ovviamente dato dalla:

$$\int_0^{f_{max}} N^2(f) \cdot D^2(f) \cdot P^2(f) df.$$

È pertanto necessario rendere minimo tale integrale con la condizione che il rapporto segnale/rumore non pesato all'uscita di sistemi trasmissivi identici ma equipaggiati con diversi tipi di enfasi o in assenza di quest'ultima sia sempre lo stesso.

Matematicamente quest'ultima condizione si ottiene uguagliando, tra loro le [1] e [2]. Si ha cioè:

$$\frac{V_{pp}^2}{\int_0^{f_{max}} N^2(f) df} = \frac{V_{pp}^2}{\int_0^{f_{max}} N^2(f) D^2(f) df}$$

ossia:

$$\int_0^{f_{max}} N^2(f) df = \int_0^{f_{max}} N^2(f) D^2(f) df.$$

pertanto il problema da risolvere è quello di trovare la funzione incognita  $D(f)$  che rende minimo l'integrale:

$$\int_0^{f_{max}} N^2(f) D^2(f) P^2(f) df$$

con la condizione:

$$\int_0^{f_{max}} N^2(f) D^2(f) df = \text{costante}.$$

Risolvendo (vedi appendice) si trova:

$$[3] \quad D(f) = K \frac{1}{P(f) N(f)}$$

dove  $K$  rappresenta una costante di proporzionalità. Il quadripolo di deenfasi ottimo è pertanto tale da rendere uniforme con la frequenza su tutta la banda video il rumore pesato.

Ovviamente la risposta ampiezza-frequenza  $E(f)$  del quadripolo di enfasi è data dalla:

$$[4] \quad E(f) = \frac{1}{K} P(f) N(f).$$

Per quel che riguarda il punto di livello relativo zero è da osservare che esso non dipende dalla forma

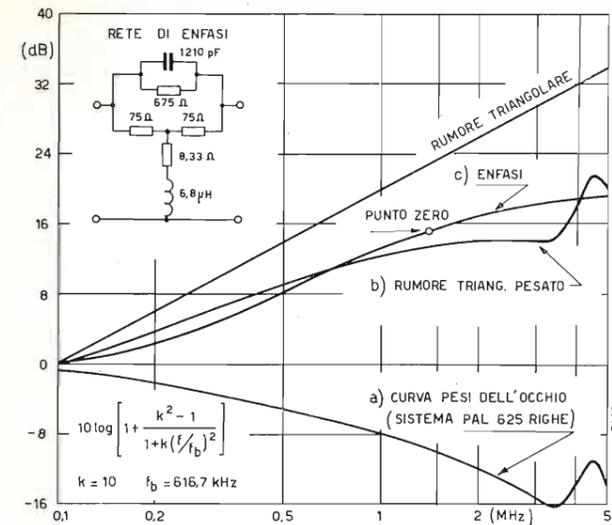


Fig. 1. — Caratteristiche relative alla rete di enfasi per trasmissioni televisive a colori.

dell'enfasi. Infatti, poiché si ragiona a parità di caratteristiche del sistema di trasmissione con e senza enfasi, esso va determinato in modo tale che la deviazione della portante radio modulata, e quindi la banda dei circuiti RF, sia la stessa in presenza che in assenza di enfasi. Ciò è in accordo con quanto detto in precedenza; infatti l'enfasi ha lo scopo di migliorare il rapporto segnale/rumore per mezzo soltanto di una modifica dello spettro di rumore in banda video, a parità quindi di deviazione picco-picco subita dalla portante radio.

### 2.2. DETERMINAZIONE PRATICA DELLA CARATTERISTICA DI AMPIEZZA DELL'ENFASI PER TRASMISSIONI TELEVISIVE A COLORI SU SISTEMI A MODULAZIONE DI FREQUENZA.

Nei paragrafi precedenti si è fatto riferimento a un ben determinato segnale video. In pratica però i segnali televisivi trasmessi possono essere della forma più varia e pertanto, per quel che riguarda la determinazione dell'andamento della risposta in ampiezza del quadripolo in deenfasi, occorre far riferimento a un segnale di tipo medio.

Per segnali di tale tipo, codificati nel sistema PAL di televisione a colori, è stata ricavata sperimentalmente (bibl. 1) la curva dei pesi dell'occhio (fig. 1 curva a); applicando poi i criteri esposti nel paragrafo 2.1 e supponendo triangolare l'andamento dello spettro della tensione efficace del rumore dopo demodulazione (4), è stato ricavato l'andamento della caratteristica di ampiezza che dovrebbe avere il quadripolo di enfasi (fig. 1 curva b). È però da osservare che, sia per ragioni pratiche, sia per il fatto che i segnali trasmessi sono della forma più varia, la caratteristica d'ampiezza dell'enfasi non può seguire esattamente l'andamento espresso dalla [4]; esso è stato pertanto approssimato come indicato nella curva c di figura 1; questa è stata tracciata, per mezzo di un calcolatore, in modo da rendere approssimativamente uguale il rumore pesato nel canale di luminanza

(4) Tale assunzione è giustificata dal fatto che si suppone che il ricevitore MF funzioni sopra soglia.

(0 ÷ 3,13 MHz) e nel canale di crominanza (3,13 ÷ 5 MHz) (5).

Sulla curva c di figura 1 è inoltre riportato il punto di livello relativo zero dell'enfasi. Esso è stato ricavato imponendo la condizione che la banda occupata a RF dalla portante radio modulata fosse la stessa sia in presenza, sia in assenza di enfasi.

Poiché tale banda dipende dal segnale modulante, ne segue che la determinazione del punto di zero non può prescindere dalla forma di questo segnale. Come segnale modulante non si può prendere un segnale di tipo medio; infatti così facendo, si individuerrebbe un punto di zero tale che segnali con forte contenuto energetico alle alte frequenze darebbero luogo a uno spettro della portante radio modulata la cui larghezza di banda sarebbe superiore alla banda dei circuiti a frequenza intermedia (FI) e a RF determinata nelle ipotesi di segnale modulante di tipo medio. Pertanto come segnale modulante è stato preso il segnale peggiore dal punto di vista della larghezza di banda dello spettro della portante radio modulata: ciò per assicurare che, anche nelle condizioni peggiori di carico, tale spettro non sia maggiore della banda dei circuiti FI e RF. Si ha con ciò necessariamente una riduzione del miglioramento del rapporto segnale/rumore pesato quale si potrebbe conseguire su segnali di tipo medio usando l'enfasi.

Come segnale modulante è stato considerato un segnale a dente di sega di ampiezza picco-picco pari a 0,4 volt (sincronismi esclusi) con sovrainposta la sottoportante di colore di 0,6 volt di ampiezza picco-picco; tale segnale simula infatti molto bene, dal punto di vista del carico, il segnale « barre di colore ».

Nell'ipotesi di validità della formula di Carson, la condizione di parità di banda a RF della portante radio modulata sia in presenza, sia in assenza di enfasi, si traduce nell'uguaglianza delle deviazioni picco-picco subite dalla portante radio in tali due casi.

Detta  $\Delta f'$  la deviazione di frequenza subita dalla portante radio sotto un segnale modulante di 1 volt picco-picco (sensibilità di modulazione), risulta che la deviazione picco-picco  $\Delta f_{pp}$  dovuta al segnale modulante sopradetto non considerando i sincronismi è data, in assenza di enfasi dalla:

$$[5] \quad \Delta f_{pp} = 0,4 \Delta f' + 2 \cdot 0,3 \Delta f'.$$

Nel caso che venga usata un'enfasi, risulta:

$$[6] \quad \Delta f_{pp} = \frac{0,4}{\alpha} \Delta f' + \beta \cdot 0,6 \Delta f'$$

dove  $\alpha$  è l'attenuazione dell'enfasi alle basse frequenze riferita al punto di zero, e  $\beta$  è l'amplificazione alla frequenza della sottoportante di colore, riferita sempre al punto di zero.

Imponendo l'uguaglianza tra la [5] e la [6] segue:

$$[7] \quad \alpha = 0,4 + \alpha \beta 0,6.$$

Poiché l'attenuazione delle basse frequenze rispetto alla frequenza della sottoportante di colore si può assumere pari a circa 18,5 dB (fig. 1, curva c), risulta:

$$[8] \quad \alpha \beta = 8,41.$$

(5) Poiché il disturbo subito dall'occhio dell'osservatore dipende solo dal rapporto segnale/rumore pesato dell'immagine osservata e non dalla forma spettrale del rumore, tale ipotesi equivale a rendere uguale il disturbo subito dall'occhio sia per il canale di luminanza, sia per quello di crominanza.

Facendo sistema delle [7] e [8], segue:

$$\alpha = 14,7 \text{ dB}, \quad \beta = 3,8 \text{ dB}.$$

Poiché la frequenza 4,43 MHz è attenuata di 0,73 dB rispetto all'asintoto all'infinito della curva di enfasi, risulta con ciò individuato il punto di zero dell'enfasi. Esso corrisponde alla frequenza 1,42 MHz.

Nella tabella 1 è riportato di quanto il rapporto segnale/rumore pesato, con enfasi e senza enfasi, è superiore rispetto al rapporto segnale/rumore non pesato. Tale miglioramento  $M$  è dato, come è noto, dalle:

$$M_p = \frac{\int_0^{f_{\max}} N^2(f) df}{\int_0^{f_{\max}} N^2(f) \cdot P^2(f) df}$$

$$M_{pd} = \frac{\int_0^{f_{\max}} N^2(f) df}{\int_0^{f_{\max}} N^2(f) \cdot P^2(f) \cdot D^2(f) df}$$

rispettivamente nel caso di rumore «pesato» in assenza di deenfasi e in quello di rumore «pesato» dopo deenfasi. Esso è stato calcolato nell'ipotesi di rumore in banda video triangolare. Nella tabella sono inoltre riportati i risultati che si otterrebbero usando l'enfasi CCIR con punto di zero spostato in accordo con la discussione precedente (6).

Tabella 1

	$M_p$ (dB)	$M_{pd}$ (dB)
Enfasi di fig. 1 .....	12,7	14,6
Enfasi CCIR .....	12,7	13,7

3. Effetto dell'enfasi sulle distorsioni differenziali.

Le distorsioni di fase e guadagno differenziale sono dovute a intermodulazione tra le componenti spettrali del segnale video. Nelle trasmissioni televisive a colori hanno importanza preminente le distorsioni differenziali alla frequenza 4,43 MHz (sottoportante di colore per lo standard europeo); esse, come è noto, sono dovute ai prodotti di intermodulazione che cadono nella banda del canale di cromaticità. Nel seguito, pertanto, si farà riferimento alle distorsioni differenziali relative a tale frequenza.

Come detto nell'introduzione, e come appare chiaro da quanto sopra riportato, le distorsioni differenziali si possono ridurre soltanto riducendo la deviazione di frequenza (7); nel progetto di un circuito di enfasi

(6) Lo spostamento in questione per l'enfasi CCIR è tale da innalzare il punto di zero di 0,4 dB.

(7) Come è noto, nel caso che la sottoportante di colore moduli la portante radio in modo tale da dar luogo nel processo di modulazione a sole prime bande laterali di

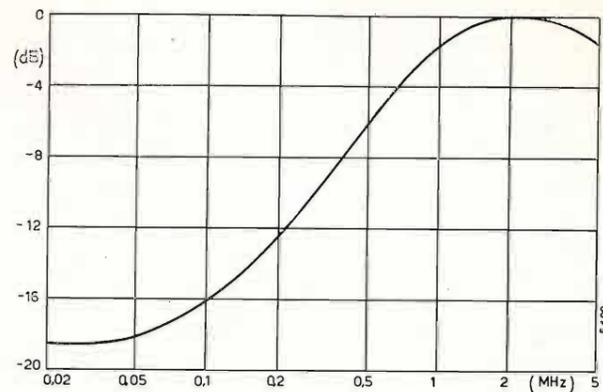


Fig. 2. — Caratteristica di un'enfasi adatta per ridurre le distorsioni differenziali.

avente la funzione di ridurre tali distorsioni occorre ricercare la via migliore da seguire nel diminuire tale deviazione per ottenere una riduzione delle distorsioni, compatibilmente con la condizione che il peggioramento del rapporto segnale/rumore pesato conseguente alla riduzione della deviazione di frequenza sia il minimo possibile. Poiché la potenza del segnale TV a colori è per la massima parte concentrata nelle componenti spettrali di bassa frequenza del segnale di luminanza e nell'intorno della sottoportante di colore, è conveniente, per quanto possibile, diminuire in trasmissione soltanto il livello delle basse frequenze o quello della sottoportante di colore o di entrambi.

Per quel che riguarda l'effetto della riduzione del livello delle basse frequenze, da più parti (bibl. 4, 5) si stima che, utilizzando una preenfasi, le distorsioni differenziali si riducano all'incirca nello stesso rapporto con cui viene ridotta l'escursione di frequenza subita dalla portante radio per effetto delle componenti spettrali di bassa frequenza del segnale video. L'argomento sarà ripreso nel paragrafo 5 in cui si riportano i risultati di una serie di misure intese ad indagare tale effetto.

Risulta poi opportuno che l'ampiezza della sottoportante di colore, nel processo di modulazione della portante radio, generi soltanto prime bande laterali d'ampiezza significativa qualunque sia la saturazione dei colori dell'immagine da trasmettere. Con ciò si ottiene una riduzione dello spettro della portante radio modulata e quindi un allargamento delle tolleranze ammissibili per la caratteristica d'ampiezza e di ritardo di gruppo a RF, ed una più semplice equalizzazione di quest'ultima.

In base ai criteri sopra esposti la RAI ha studiato l'andamento più conveniente di un'enfasi (fig. 2) adatta per ridurre le distorsioni differenziali sui circuiti in ponte radio (bibl. 5). La sua risposta in ampiezza è tale che la riduzione delle distorsioni differenziali è ottenuta sia attenuando le basse frequenze, sia il livello della sottoportante di colore in modo che questa moduli la portante radio con indice di modulazione tale da dar luogo soltanto a prime bande laterali significative, qualunque sia la saturazione dei colori del segnale trasmesso.

ampiezza significativa (basso indice di modulazione), le distorsioni differenziali sono facilmente calcolabili (bibl. 2); altrimenti occorre far riferimento a metodi di calcolo più complessi (bibl. 3).

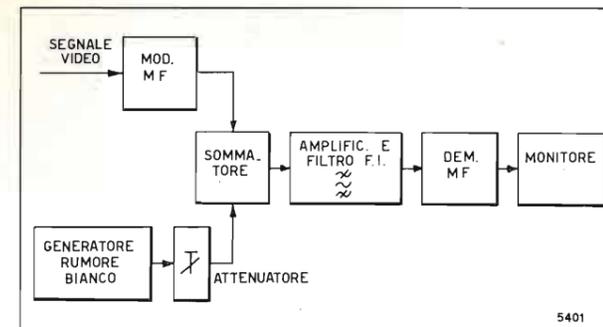


Fig. 3. — Schema a blocchi del circuito di misura.

I vantaggi ottenibili usando un'enfasi avente la caratteristica di figura 2, sono quelli descritti ai capoversi precedenti; in particolare le distorsioni differenziali si dimezzano all'incirca rispetto ai valori ottenibili usando l'enfasi CCIR di cui alla Racc. 421-1 Oslo 1966.

Per quel che riguarda il rapporto segnale/rumore pesato (8) su tutta la banda video si ha invece un peggioramento di 2,1 dB rispetto al rapporto segnale/rumore pesato ottenibile usando l'enfasi CCIR di cui alla Racc. 421-1 Oslo 1966.

4. Confronto tra il comportamento dei sistemi a modulazione di frequenza con e senza enfasi in vicinanza della soglia.

La soglia fisica del ricevitore resta praticamente inalterata sia nel caso che la portante radio venga modulata da un segnale che ha subito il processo di enfasi, sia nel caso che la portante venga modulata senza che il segnale abbia subito il processo di enfasi. L'unica differenza tra i due casi è dovuta soltanto al diverso comportamento fisiologico dell'occhio dell'osservatore che guardi il segnale ricevuto da un sistema funzionante in prossimità della soglia con e senza l'uso della deenfasi.

Questo diverso comportamento dell'occhio è spiccabile in base alle considerazioni seguenti: man mano che ci si avvicina alla soglia, il vettore rappresentativo della portante radio comincia a subire rotazioni casuali di 360 gradi, dovute alla presenza del rumore prima della demodulazione; ciò si traduce, dopo demodulazione, nella presenza di impulsi di rumore casuali. Tali impulsi in prossimità della soglia presentano fronti di salita molto ripidi e, inoltre, sono di brevissima durata: è pertanto alto il loro contenuto energetico alle alte frequenze. Poiché il quadripolo di deenfasi si comporta all'incirca come un circuito integratore, gli impulsi disturbanti, da ripidi e stretti che erano, vengono integrati e trasformati in impulsi sfiancati e di più lunga durata. Di conseguenza, rispetto al caso in cui non si usi la deenfasi, risulta aumentato il contenuto energetico del rumore presente alle basse frequenze con conseguente maggior disturbo per l'occhio (si veda la curva dei pesi dell'occhio). L'uso della deenfasi pertanto peggiora la soglia fisiologica del ricevitore.

Quanto sopra esposto è stato confermato da una serie di misure eseguite in collaborazione con la Società Generale di Telefonia ed Elettronica (GTE) di

(8) Con la curva dei pesi di cui in fig. 1 a) ricavata per segnali TV a colori PAL (bibl. 1).

Milano. Tali misure sono state eseguite su demodulatori convenzionali a modulazione di frequenza, usando diversi quadripoli di deenfasi. In figura 3 è riportato lo schema di misura utilizzato.

Il rumore della tratta radio è stato simulato a frequenza intermedia (FI) per mezzo di un generatore di rumore bianco di livello variabile e misurabile. Misurata una volta per tutte la potenza della portante radio, era quindi noto il rapporto portante/rumore a radiofrequenza. Era inoltre possibile variare la deviazione di frequenza subita dalla portante radio sotto un segnale modulante di 1 volt picco-picco.

Il segnale demodolato era inviato ad un monitor da 25"; un gruppo di osservatori tecnici posto a una distanza di visione di circa 3 metri dal monitor, aveva il compito di notare quando, al diminuire del rapporto portante/rumore a radiofrequenza, cominciavano a notarsi i primi impulsi caotici di rumore dovuti al verificarsi delle condizioni di soglia (soglia fisiologica).

Nelle misure furono usati due tipi di immagini: la diapositiva «bambino con giocattoli», rappresentativa dell'immagine TV media, e il segnale «barre di colore» a livello 75%, rappresentativo dei segnali molto saturi. Furono usati, inoltre, vari tipi di enfasi e precisamente l'enfasi CCIR di cui alla Racc. 421-1 Oslo 1966, l'enfasi di cui alla figura 2 e un'enfasi dedotta da quella CCIR con l'aggiunta di un circuito parzialmente derivatore per le alte frequenze (fig. 4).

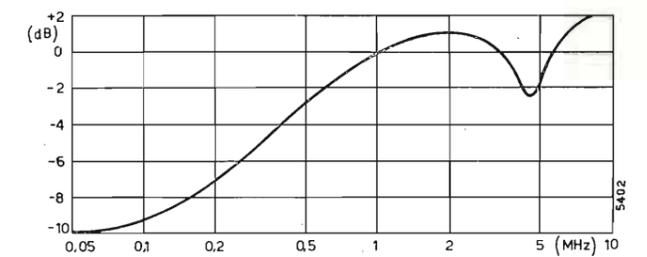


Fig. 4. — Caratteristica dell'enfasi CCIR modificata mediante un circuito parzialmente derivatore per le alte frequenze.

Non è stata usata l'enfasi di cui alla curva c) della figura 1, in quanto non ancora disponibile all'atto delle misure. Si ritiene comunque che i risultati che si sarebbero ottenuti usando tale enfasi sarebbero stati leggermente peggiori di quelli ottenuti usando l'enfasi CCIR perché l'enfasi di cui alla curva c) — figura 1 — è più integratrice dell'enfasi CCIR.

I risultati sono riportati nella figura 5 (9). In ascisse sono riportate le varie deviazioni picco-picco assegnate alla portante radio sotto un segnale modulante di 1 volt picco-picco; in ordinate sono riportati i valori del rapporto:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_1 = \frac{\text{potenza della portante R.F.}}{\text{potenza rumore R.F. nella banda di 1 MHz}}$$

in corrispondenza dei quali, per una certa deviazione assegnata alla portante R.F., si cominciano a notare sul monitor le condizioni di soglia fisiologica. Le deviazioni sono riferite al livello relativo zero.

Si può notare che, per una assegnata deviazione, i valori più bassi del rapporto  $(C/N)_1$  in corrispondenza dei quali si verifica la soglia fisiologica, si hanno in

(9) Nella parte di destra non compaiono misure eseguite per deviazioni  $\Delta f_{pp}$  superiori ai 30 MHz in quanto per tali deviazioni si producevano forti distorsioni sul segnale video dovute al fatto che la banda occupata dalla portante radio modulata superava la banda del filtro FI (40 MHz).

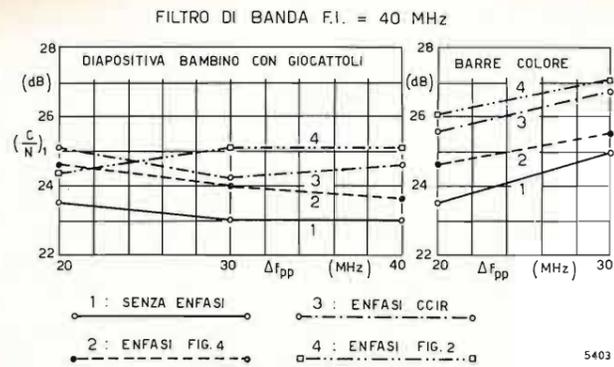


Fig. 5. — Rilevamento della soglia fisiologica.

assenza di deenfasi. È inoltre da notare che l'enfasi di cui alla figura 4 dà risultati migliori che non l'enfasi CCIR o l'enfasi di cui alla figura 2; ciò grazie alla parziale derivazione del rumore alle alte frequenze (10).

L'enfasi CCIR fornisce risultati leggermente migliori che non l'enfasi di cui alla figura 2 giacché presenta un minor effetto d'integrazione del rumore.

5. Confronto tra il comportamento di sistemi a modulazione di frequenza con e senza enfasi al variare della larghezza di banda dei circuiti a F.I.

Per poter stabilire un confronto significativo tra sistemi funzionanti con enfasi e senza enfasi, occorre che la deviazione picco-picco subita dalla portante radio sia la stessa nei due casi.

Nell'ipotesi che gli apparati abbiano non linearità trascurabili, le distorsioni hanno origine a causa delle limitazioni di banda imposte ai circuiti del sistema di telecomunicazione.

Le distorsioni non lineari e lineari causate da una limitazione della banda passante dei circuiti del sistema di telecomunicazione sono state indagate con una serie di prove sperimentali eseguite in parte in collaborazione con la Società Generale di Telefonia ed Elettronica (GTE) di Milano ed in parte in collaborazione con la Società Telespazio.

Lo schema della misura è mostrato in figura 6. È stata usata una coppia modem a larga deviazione (non linearità contenuta entro qualche % per deviazioni picco-picco non superiori a circa 40 MHz).

I diversi valori della banda a F.I. sono stati ottenuti usando diversi filtri a F.I. equalizzati in fase. Sono stati usati filtri aventi una banda a 3 dB pari a 20, 30, 40 MHz. In figura 7 è riportata, a titolo di esempio, la risposta di ampiezza *A* e ritardo di gruppo

(10) È però da notare che tale tipo di enfasi dà risultati nettamente scadenti per quel che riguarda il rapporto segnale/rumore ottenibile sopra soglia.

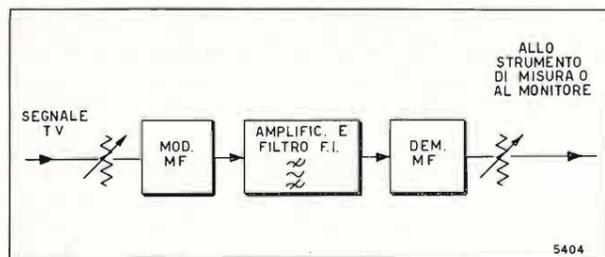


Fig. 6. — Schema a blocchi per la misura delle distorsioni.

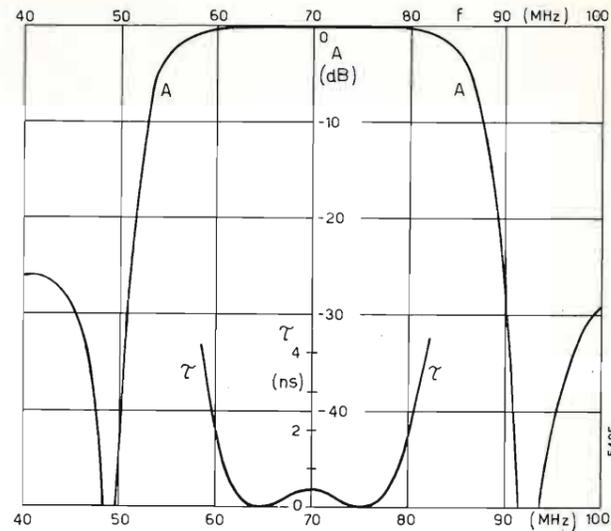


Fig. 7. — Risposta di ampiezza *A* e di ritardo di gruppo  $\tau$  del filtro a F.I. avente banda passante di 30 MHz.

$\tau$  del filtro avente 30 MHz di banda passante a 3 dB.

Per ottenere risultati di validità generale, la misura delle distorsioni di guadagno differenziale e fase differenziale è stata eseguita in assenza di enfasi impiegando un segnale di prova costituito da una frequenza di scansione triangolare a 16 Hz (11) con sovrapposta la sottoportante di colore (4,43 MHz). Variando il livello del segnale a 16 Hz e attribuendo alla sottoportante di colore indici di modulazione via via crescenti, si sono ottenuti i risultati riportati nella figura 8. In ascisse sono riportate le deviazioni di frequenza picco-picco provocate dalla frequenza a 16 Hz sulla portante radio; su ogni curva è indicato l'indice di modulazione con cui la sottoportante di colore modula la portante radio.

Tali grafici hanno carattere generale perché, nota la sensibilità di modulazione, le distorsioni differenziali sono espresse in funzione dell'ampiezza del segnale di bassa frequenza e dell'ampiezza della sottoportante di colore; queste, d'altra parte, dipendono dal tipo di enfasi usata (12).

(11) Si è scelta la frequenza di 16 Hz per comodità di misura. Le misure infatti sono state eseguite con lo strumento CSM 201-202-203 della GTE.

(12) Ad esempio si consideri un segnale modulante costituito da un dente di sega di ampiezza 0,9 V (compresi i sincronismi) con sovrapposta la sottoportante di colore di ampiezza 0,1 V di picco. La sensibilità di modulazione sia 20 MHz/V e la larghezza di banda dei circuiti di F.I. sia 30 MHz. In assenza di enfasi risulta che la deviazione di frequenza picco-picco prodotta dal segnale di bassa frequenza sulla portante radio è pari a  $\Delta f_{pp} = 18$  MHz. L'indice di modulazione con cui la sottoportante di colore modula la portante radio è  $m \approx 0,45$ . Dalla figura 10 risulta:

$G_d \approx 7\%$ ,  $\varphi_d \approx 7^\circ$ .

In presenza dell'enfasi di cui in figura 1 si ha con la simbologia di cui sopra:

$\Delta f_{pp} \approx 3,5$  MHz,  $m \approx 0,7$ .

Dalla figura 10 risulta:

$G_d \approx 0,5\%$ ,  $\varphi_d \approx 0,4^\circ$ .

Se il segnale modulante fosse stato un segnale a dente di sega di ampiezza 0,7 V (compresi i sincronismi) con sovrapposta la sottoportante di colore di ampiezza 0,3 V di picco, i risultati sarebbero stati i seguenti:

senza enfasi  $G_d \approx 5\%$ ,  $\varphi_d \approx 3^\circ$  ;  
con l'enfasi di figura 1  $G_d \approx 0,8\%$ ,  $\varphi_d \approx 0,6\%$ .

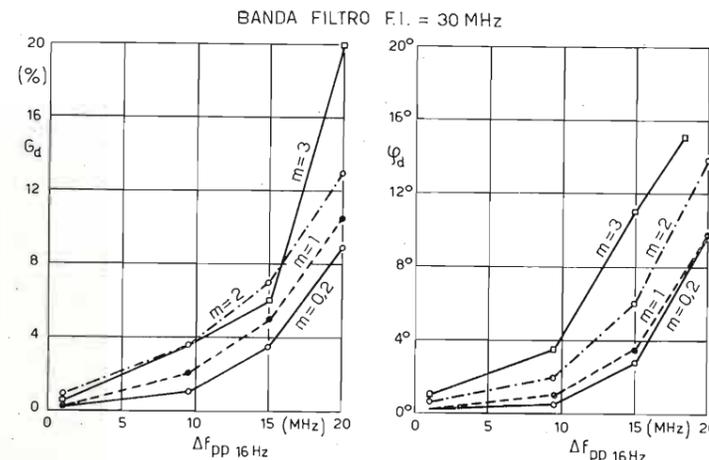
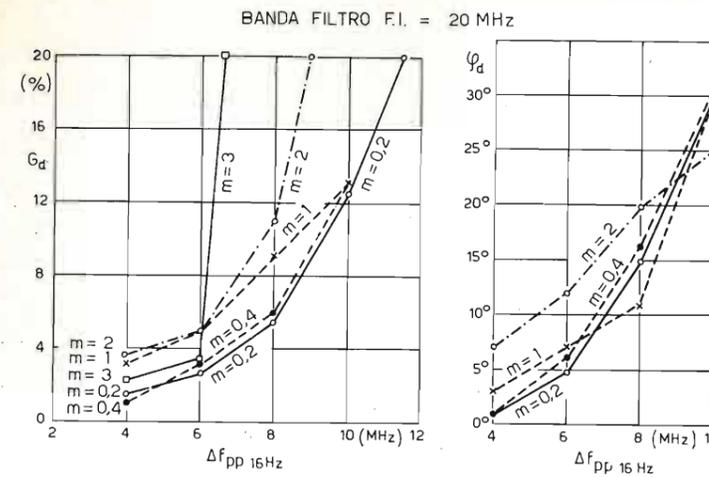


Fig. 8. — Guadagno differenziale  $G_d$  e fase differenziale  $\varphi_d$  per due valori della larghezza di banda a F.I.

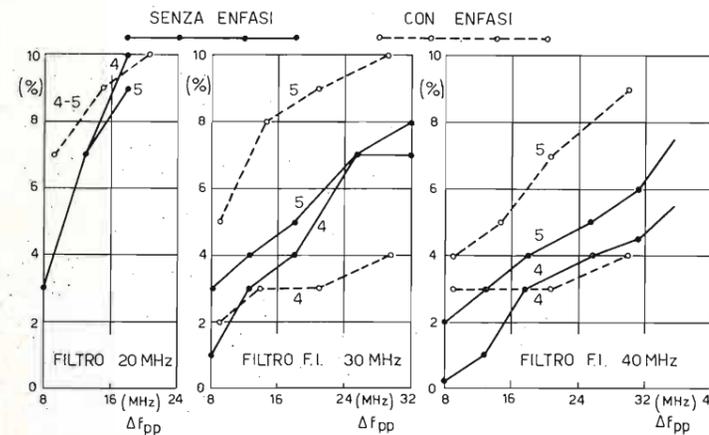


Fig. 9. — Distorsione lineare. In ordinata è riportata l'attenuazione subita dal quarto (4) e dal quinto (5) MHz del multiburst rispetto al livello della barra bianca; in ascisse la deviazione picco-picco della portante radio.

Sono poi state eseguite misure senza enfasi e con l'enfasi di figura 1, usando come segnale di prova un segnale a dente di sega di frequenza 15.625 Hz con sovrapposta la sottoportante di colore. I risultati ottenuti sono stati praticamente identici a quelli prevedibili in base di grafici della figura 8. Da questi si deduce che, a parità di deviazione picco-picco provocata dal segnale modulante sulla portante radio, le

distorsioni differenziali in presenza dell'enfasi di figura 1 sono all'incirca 5 ÷ 15 volte inferiori che nel caso di assenza di enfasi.

L'influenza dell'enfasi sulle distorsioni lineari è stata indagata soltanto per sistemi con l'enfasi di figura 1. Le misure sono state eseguite sia senza enfasi, sia usando in trasmissione l'enfasi di figura 1. I risultati sono riportati nella figura 9. Come segnale di prova è stato usato il segnale multiburst con barra bianca. In ascisse è riportata la deviazione di frequenza picco-picco della portante radio; essa, nel caso di presenza di enfasi, è stata riferita al punto di livello relativo a zero. In ordinate è riportata l'attenuazione subita dal quarto e dal quinto MHz del multiburst rispetto al livello della barra bianca. Il parametro delle diverse curve indica di quale MHz si tratta. Interpolando i dati sperimentali, si può notare che in presenza di enfasi il rapporto luminanza/crominanza  $V_L/V_C$  peggiora di circa il 2 ÷ 3% rispetto al caso di assenza di enfasi.

Si è inoltre notato che si manifestano overshoots di una certa entità (~10%), sia nel caso di assenza di enfasi, sia con enfasi, quando la deviazione picco-picco è circa pari alla larghezza di banda del filtro a F.I.

Da quanto sopra riportato segue che le prove oggettive mostrano che l'enfasi, mentre riduce le distorsioni non lineari, peggiora le distorsioni lineari. Sono pertanto state condotte prove soggettive per indagare l'efficacia dell'enfasi su immagini reali. Esse sono state eseguite in presenza di osservatori tecnici usando come segnale di prove sia le barre di colore, sia diverse diapositive.

I risultati delle prove pur variando un poco a seconda della diapositiva usata, hanno mostrato che, mediamente, a parità di deviazione picco-picco nel punto di livello zero (nel caso dell'enfasi) la qualità di immagine è circa la stessa con enfasi e senza enfasi. L'immagine comincia e deteriorarsi quando la deviazione picco-picco si approssima alla banda del filtro a F.I.; in tal caso il deterioramento dell'immagine comincia a manifestarsi sotto la forma di parziale desaturazione dei colori molto luminosi e di una variazione di luminosità di questi.

6. Conclusioni.

Tenendo presente il contenuto dei paragrafi precedenti, si può concludere quanto segue circa l'impiego di un circuito di enfasi per trasmissioni TV a colori su sistemi a modulazione di frequenza:

— Per i sistemi terrestri in ponte radio, sembra che l'uso di una preenfasi come quella riportata in figura 2 renda possibile ottenere un sensibile miglioramento della quantità del segnale ricevuto; ciò almeno in tutti quei casi in cui non sia essenziale un miglioramento di circa 2 dB del rapporto segnale/rumore pesato rispetto al caso in cui si usi

l'enfasi CCIR. Infatti tali collegamenti, a causa della loro lunghezza e della presenza di fenomeni di propagazione anomala, sono in genere soggetti a distorsioni differenziali anche di entità apprezzabile e variabile nel tempo. Inoltre, con l'uso di tale preenfasi, la portante radio modulata dalla sottoportante di colore presenta solo prime bande laterali di ampiezza significativa qualunque sia la saturazione dei colori del segnale trasmesso; ciò porta ad una notevole semplificazione del progetto degli equalizzatori delle distorsioni di fase e guadagno differenziale.

— Per i sistemi di trasmissione via satellite le considerazioni teorico-sperimentali svolte nel testo mostrano che l'uso dell'enfasi mentre permette di migliorare il rapporto segnale/rumore pesato di circa 1,9 dB, peggiora la soglia fisiologica del ricevitore di circa 1,5 ÷ 2 dB a seconda dell'immagine trasmessa e delle condizioni di modulazione. Se si paragonano tra loro sistemi funzionanti con e senza enfasi, a parità di rapporto segnale/rumore pesato e di margine sopra la soglia, si può notare (appendice II) che il sistema con enfasi richiede una deviazione di frequenza minore di qualche MHz e un rapporto  $(C/N)_1$  superiore di circa 1 dB rispetto al sistema senza enfasi.

— Per quel che riguarda le distorsioni provocate sull'immagine dalle limitazioni di banda imposte dai circuiti filtranti del sistema di comunicazione via satellite, l'enfasi non pare produrre miglioramenti apprezzabili sulla qualità dell'immagine ricevuta.

Si può quindi concludere che in sistemi di trasmissione TV via satellite, quando non siano presenti distorsioni differenziali di una certa entità, l'uso dell'enfasi sembra essere legato all'importanza attribuita al risparmio di banda o al risparmio della potenza necessaria in ricezione. L'uso di un circuito di enfasi migliorerebbe la qualità di immagine solo se il sistema trasmissivo presentasse apprezzabili distorsioni. In tal caso potrebbe essere utile usare l'enfasi di cui in figura 1 curva c) ottenendo così qualche vantaggio anche per quel che riguarda il miglioramento del rapporto segnale/rumore pesato.

Appendice I

DIMOSTRAZIONE DELLA [3].

Siano  $f(x)$  e  $h(x)$  due funzioni note e  $g(x)$  una funzione incognita tutte e tre definite, continue e non negative nell'intervallo  $a - b$ . La funzione  $g(x)$  sia da determinare in modo tale da rendere minimo l'integrale:

$$[9] \int_a^b f(x) g(x) h(x) dx$$

con la condizione:

$$[10] \int_a^b f(x) g(x) dx = k$$

dove  $k$  è una costante reale positiva.

Detti  $h_m$  e  $h_M$  il minimo e il massimo valore che  $h(x)$  assume nell'intervallo  $a-b$ , per un noto teorema di analisi risulta:

$$h_m \int_a^b f(x) g(x) dx \leq \int_a^b f(x) g(x) h(x) dx \leq h_M \int_a^b f(x) g(x) dx$$

cioè, come conseguenza della [10]:

$$[11] h_m k \leq \int_a^b f(x) g(x) h(x) dx \leq h_M k$$

Il valore dell'integrale [9] cambia a seconda delle diverse espressioni che la  $g(x)$  può assumere; tali valori comunque sono sempre contenuti entro i limiti dati dalla [11]. Ne segue che la  $g(x)$  che rende minimo l'integrale [9] deve essere tale da soddisfare la:

$$\int_a^b f(x) g(x) h(x) dx = h_m k$$

Da questa segue:

$$\int_a^b \frac{1}{h_m k} f(x) g(x) h(x) dx = 1 = \frac{1}{b-a} \int_a^b dx$$

e quindi:

$$[12] \int_a^b \left[ \frac{1}{h_m k} f(x) g(x) h(x) - \frac{1}{b-a} \right] dx = 0$$

Poiché la misura dell'intervallo  $a b$  non è nulla e la funzione integranda non cambia segno in tale intervallo, l'integrale [12] è uguale a zero solo se la funzione integranda è nulla. Deve risultare pertanto:

$$\frac{1}{h_m k} f(x) g(x) h(x) - \frac{1}{b-a} = 0$$

da cui segue che la funzione incognita  $g(x)$  è data dalla:

$$g(x) = \frac{k h_m}{b-a} \frac{1}{f(x) h(x)}$$

Riferendosi alla simbologia di cui al paragrafo 2, risulta quindi che  $D(f)$  è proporzionale a  $1/P(f) N(f)$ .

Appendice II

CONFRONTO TRA SISTEMI VIA SATELLITE FUNZIONANTI CON E SENZA ENFASI.

Per eseguire un dimensionamento di massima di un collegamento via satellite, occorre fissare, in sede di progetto, il rapporto segnale/rumore pesato che si desidera ottenere in ricezione in condizioni di spazio libero e il margine sopra soglia.

In ricezione il rapporto segnale/rumore non pesato (ipsometrico) in banda video  $S/N$ , definito in accordo con il CCIR (13) e dato dalla:

$$[13] \frac{S}{N} = 10 \log \left( \frac{C}{N} \right)_1 - 10 \log B_v^3 + 10 \log \frac{3}{2} + 10 \log \Delta f_p^2 + 6 \text{ (dB)}$$

(13) Si ricorda che in televisione il CCIR definisce il rapporto segnale/rumore nel modo seguente:

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{tensione picco-picco segnale video senza sincronismi}}{\text{tensione efficace del rumore}}$$

in cui:

$(C/N)_1$  = rapporto definito nel paragrafo 4, all'entrata del demodulatore;

$\Delta f_p$  = deviazione di picco, in MHz, della portante radio dovuta al segnale video compresi i sincronismi (1 volt picco-picco);

$B_v$  = banda video, in MHz (nel seguito si suppone  $B_v = 5$  MHz, standard G).

La soglia del ricevitore è variabile con la deviazione di frequenza. In prima approssimazione si può tuttavia assumere che essa sia costante e che si verifichi per un rapporto portante/rumore in entrata al discriminatore pari a 11 dB. Detta  $B_n$  la banda equivalente di rumore espressa in MHz dei circuiti che precedono quest'ultimo, si ha quindi alla soglia:

$$\left( \frac{C}{N} \right)_1 \frac{1}{B_n} = 12,5 \text{ (= 11 dB)}$$

Tenendo conto delle caratteristiche medie dei filtri a F.I. ed a F.R., si può assumere con buona approssimazione che la banda equivalente di rumore di questi sia circa 0,5 dB superiore alla banda a 3 dB. Nell'ipotesi che la banda a 3 dB si possa calcolare con la formula di Carson, per  $f_{max} = 5$  MHz alla soglia si ha:

$$[14] \left( \frac{C}{N} \right)_{1 \text{ soglia}} = 11 + 10 \log 2 (\Delta f_p + f_{max}) + 0,5 \text{ (dB)}$$

sostituendo nella [13]  $B_v = 5$  MHz risulta che il rapporto  $S/N$  non pesato è dato da:

$$[15] \frac{S}{N} = 10 \log \left( \frac{C}{N} \right)_1 + 10 \log \Delta f_p^2 - 13,4 \text{ (dB)}$$

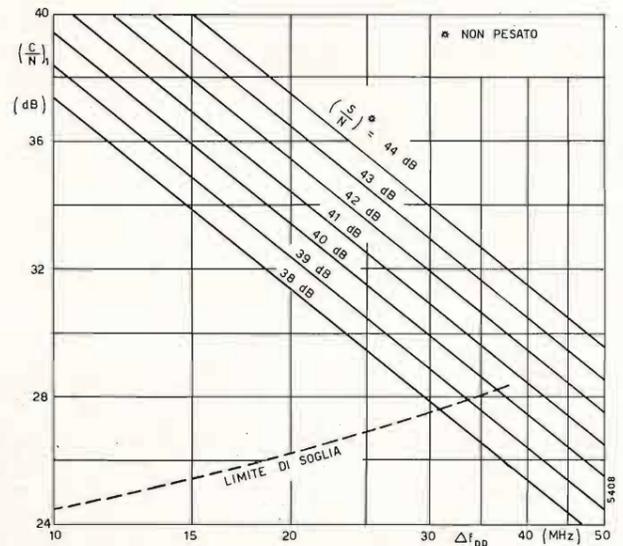


Fig. 10. — Rapporto  $(C/N)_1$  in funzione della deviazione di frequenza picco-picco  $\Delta f_{pp}$ , per vari valori del rapporto segnale/disturbo, non pesato,  $(S/N)^*$ .

La [14] e la [15] sono riportate in grafico in figura 10. Il parametro delle rette è il valore del rapporto segnale/rumore non pesato (ipsometrico) in banda video.

Supponiamo di dover dimensionare un sistema di telecomunicazioni TV via satellite in modo da ottenere in ricezione un rapporto segnale/rumore pesato di 54 dB con un margine sopra la soglia di 7 dB. Senza enfasi risulta:

$$\frac{S}{N} = 54 - 12,7 = 41,3 \text{ dB}$$

dove 12,7 dB è il fattore di peso del rumore senza deenfasi (v. tabella 1). Dal grafico di figura 10 risulta quindi:

$$\left( \frac{C}{N} \right)_1 = 33,7 \text{ dB}, \quad \Delta f_{pp} = 22,7 \text{ MHz}$$

Con enfasi risulta invece:

$$\frac{S}{N} = 54 - 14,6 = 39,4 \text{ dB}$$

dove 14,6 dB è il fattore di peso del rumore con deenfasi (v. tabella 1). Supponendo che la soglia fisiologica del sistema peggiori di 2 dB (le misure hanno mostrato un peggioramento di 1,5 ÷ 2 dB v. paragrafo 4) dal grafico di figura 10 si ha:

$$\left( \frac{C}{N} \right)_1 = 34,6 \text{ dB}, \quad \Delta f_{pp} = 16,2 \text{ MHz}$$

Risulta quindi che, a parità di qualità del segnale ricevuto e di margine sopra soglia, l'uso dell'enfasi permette un risparmio di circa 6,5 MHz sulla banda a radiofrequenza necessaria alla trasmissione del segnale TV; il sistema che funziona con enfasi richiede invece un rapporto  $(C/N)_1$  circa 1 dB superiore a quello necessario nel caso in cui non si usi l'enfasi.

I risultati di cui sopra potrebbero sembrare legati al particolare esempio scelto per confrontare tra loro sistemi funzionanti con e senza enfasi. È però da notare che, come si rileva dal grafico di figura 10, la curva limite di soglia è sufficientemente lineare; pertanto le conclusioni che si potrebbero trarre per sistemi funzionanti con diversa qualità di ricezione e diverso margine sopra soglia si discostano poco da quelle su riportate. (1474)

BIBLIOGRAFIA

1. - Doc. CMTT 160, periodo 1966-69.
2. - CASTELLI E.: *On the causes of differential gain and phase distortion on frequency-modulated television links*. « EBU Rev. », giugno 1961.
3. - *Transmission systems for communications*. « Bell Tel. Lab. », pag. 521 e seguenti.
4. - MATSUMOTO-KUWABARA: *Color television transmission on microwave system*. « Japan Telecom. Rev. », n. 1, 1963.
5. - Doc. CMTT 23 periodo 1963-66 e addendum 1 al doc. CMTT 23.



Impianti telefonici automatici  
 Apparecchi telefonici normali e speciali  
 Citofoni - centralini citofonici - portieri elettrici  
 Telecomandi relé e selettori  
 Radiotelefonici VHF per collegamenti fissi e mobili  
 Ricetrasmittitori UHF per collegamenti civili  
 telefonici e per trasmissione dati

**GTE TELECOMUNICAZIONI** S.p.A.

SEDE: 20060 CASSINA DE' PECCHI (Milano) - telefono 95.199  
 20158 MILANO - via Bernina, 6/12 - telefoni 60.01.51 - 68.84.731  
 00153 ROMA - piazza Albania, 10 - telefono 57.84.44  
 16128 GENOVA - corso Andrea Podestà, 8 - telefono 58.04.72

# I FULMINI E GLI IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI CRITERI DI PROTEZIONE

E. GIUDICE, G. B. LO PIPARO (\*)

**SOMMARIO** — *Facendo seguito a quanto descritto in precedenti articoli circa la protezione dai fulmini e la messa a terra degli impianti trasmettenti di telecomunicazioni, si espongono in dettaglio le norme da seguire nella progettazione dei sistemi di protezione.*

**SUMMARY** — *Design of the protection against lightning of broadcasting transmitters. Following the concepts exposed in preceding articles for the protection against lightning of broadcasting transmitters, the rules for the design of the lightning rods, the earth plates and the screening of the equipments, are given in more detail.*

## 1. Premessa.

Lo studio delle caratteristiche del fulmine (bibl. 1), del comportamento ad impulso degli impianti di terra (bibl. 2) e del comportamento al fulmine degli impianti trasmettenti (bibl. 3), ha permesso di individuare i criteri fondamentali da seguire per realizzare impianti trasmettenti con un elevato grado di protezione contro il fulmine.

In particolare si è visto che:

- l'alimentazione in M.T. è preferibile a quella in b.t.;
- è auspicabile che almeno l'ultimo tratto della linea di alimentazione sia realizzato in cavo schermato, con schermo messo a terra ad entrambe le estremità; nel caso in cui l'alimentazione sia interamente realizzata in linea aerea, è opportuno che questa sia munita di fune di guardia, che abbia il perno degli isolatori di linea messo a terra e che gli impianti di terra dei sostegni abbiano bassi valori di impedenza di dispersione;
- all'arrivo linea è necessario inserire limitatori di tensione di caratteristiche adeguate;
- tutti i conduttori e le apparecchiature dell'impianto poste a valle dei limitatori di tensione, devono essere racchiuse in un'unica gabbia di Faraday;
- è auspicabile l'uso di un trasformatore di isolamento, munito di schermo elettrostatico;
- può essere necessario inserire opportuni filtri o limitatori di tensione al secondario del trasformatore di isolamento, a monte delle apparecchiature;
- l'impianto di terra deve essere unico per il traliccio porta-antenne, l'edificio apparati, l'eventuale cabina M.T./b.t. ed i limitatori di tensione all'arrivo linea;
- è opportuno che l'impianto di terra abbia bassi valori di impedenza di dispersione ad impulso.

(\*) Dott. ing. E. Giudice, ENEL, Centro di Ricerca Elettrica, Milano. Dott. ing. Giovanni B. Lo Piparo, RAI, Direzione Impianti Ausiliari, Roma.

Dattiloscritto pervenuto il 28 febbraio 1972.

In quanto segue faremo riferimento ad impianti di futura realizzazione; degli impianti già in esercizio verrà trattato al punto 4.

## 2. Caratteristiche dell'impianto protetto.

In base ai criteri già esposti ed alla esperienza compiuta durante parecchi anni di esercizio di numerosi impianti, si può concludere che un impianto trasmettente si può considerare efficacemente protetto contro il fulmine quando ha le seguenti caratteristiche:

### 2.1. IMPIANTO PARAFULMINE.

Di norma esso interessa soltanto il traliccio porta-antenna; in qualche caso particolare, tuttavia, può essere necessario proteggere dalle fulminazioni dirette anche l'edificio apparati. Le caratteristiche dell'impianto sono riportate in figura 1.

2.1.1. *Traliccio porta-antenne.* L'impianto di protezione del traliccio è costituito da:

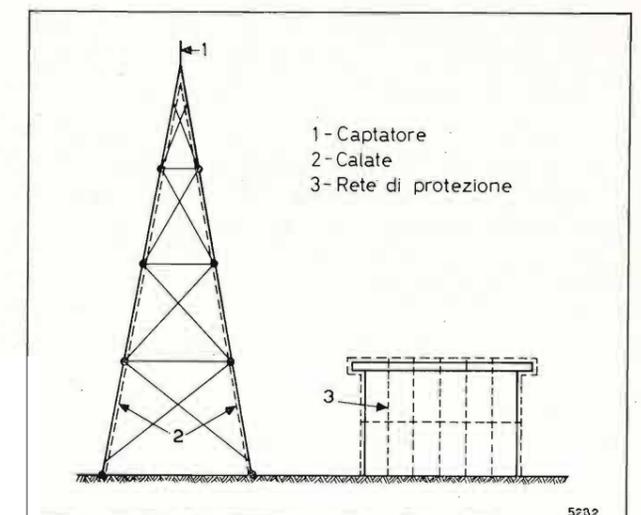


Fig. 1. — Impianto parafulmine.

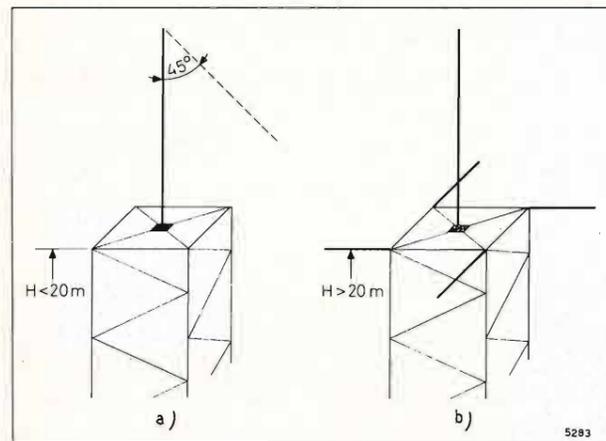


Fig. 2. — Aste di captazione dell'impianto parafulmine.

a) Organi di captazione.

Il posizionamento del captatore sul traliccio va fatto tenendo presente che la sua funzione non è quella di prevenire le scariche atmosferiche, bensì quella di essere il più probabile punto di impatto delle scariche che, in ogni modo, colpirebbero il traliccio stesso. In pratica, sarà sufficiente porre un'asta metallica appuntita (parafulmine frankliniano, fig. 2 a) verticalmente sulla sommità del traliccio, ed in buon contatto metallico con questo. Per determinare l'altezza di quest'asta, è sufficiente tener presente che la zona di protezione che essa definisce è un cono avente il vertice sulla sommità dell'asta e semiapertura di 45°. Tuttavia quanto sopra vale soltanto per tralicci aventi un'altezza massima di 20 metri: per altezze superiori, la zona di protezione non è più ben definita ed esiste una notevole probabilità che il tronco terminale del traliccio sia colpito direttamente dal fulmine. In questo caso, ove sia necessario proteggere anche le parti più alte del traliccio, si dovrà ricorrere a captatori aventi una geometria più complessa (ad esempio aste orizzontali, fig. 2 b).

Si richiama poi l'attenzione sul fatto che non è consigliabile l'uso di parafulmini di tipo radioattivo, essendo stato provato che essi non hanno efficacia maggiore di quelli frankliniani, mentre risultano svantaggiosi sia economicamente che operativamente.

b) Organi di discesa.

In linea di massima, non è necessario installare conduttori di discesa dal captatore al dispersore di terra, sia perché la sezione dei montanti è esuberante, sia per le ampie superfici di contatto tra i

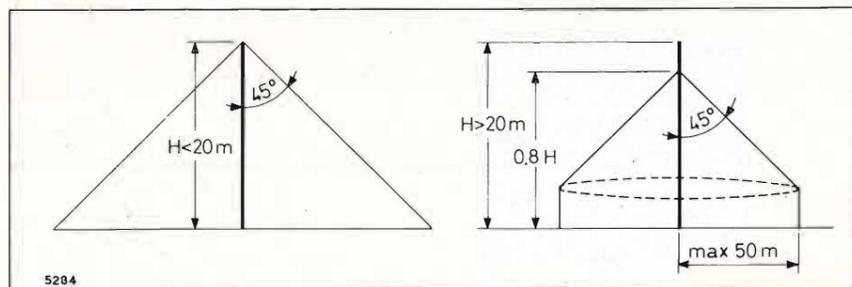


Fig. 3. — Zona protetta da un traliccio di altezza H.

vari tronchi del traliccio. Ciò è ancora valido nel caso in cui lungo il traliccio corrano cavi coassiali la cui guaina, bel collegata alle estremità al traliccio stesso, abbia una notevole sezione; nei casi in cui siano, invece, presenti cavi coassiali di piccola sezione o conduttori di energia (esempio: illuminazione torre) è consigliabile installare una fune di discesa sullo stesso montante su cui corrono i cavi, ed una su quello diametralmente opposto: tali funi hanno il compito di addossarsi buona parte della corrente di fulmine, che altrimenti danneggerebbe le guaine dei cavi.

2.1.2. Edificio apparati. Nessun dispositivo di protezione dalle fulminazioni dirette è necessario per l'edificio apparati, se l'edificio stesso rientra nella zona di protezione offerta dal traliccio (fig. 3).

In caso contrario, l'edificio deve essere dotato di conduttori di captazione correnti lungo tutte le linee di colmo e di gronda, e lungo le sommità di tutte le parti sporgenti del tetto, in modo da formare, sul tetto, maglie regolari aventi lato non superiore a 5 metri. Tale rete deve essere collegata al dispersore di terra perimetrale dell'edificio, con calate disposte il più possibile vicino agli angoli esterni del fabbricato e distanti l'una dall'altra non più di 10 metri. Per gli edifici che si sviluppano su più piani, deve essere inoltre previsto un collegamento perimetrale di tutte le calate, ogni 3÷4 metri di altezza.

2.2. IMPIANTO DI MESSA A TERRA.

L'impianto trasmittente, di qualunque tipo esso sia, deve avere un impianto di terra unico per il traliccio porta-antenna, l'edificio apparati e l'eventuale cabina di trasformazione. I requisiti che l'impianto di terra deve possedere, sono però diversi a seconda che l'impianto trasmittente abbia una alimentazione autonoma (aerogeneratore, termogeneratore, gruppo diesel, ecc.) oppure sia alimentato attraverso una linea da una sorgente esterna.

2.2.1. Impianti trasmittenti con alimentazione autonoma. In questo caso, è importante solo garantire l'equipotenzialità tra le varie parti dell'impianto di messa a terra (dispersore unico), mentre non hanno nessuna importanza né l'estensione dei dispersori né il valore della loro impedenza di dispersione ad impulso: infatti, allorché un fulmine colpisce il traliccio tutto l'impianto di terra assume rispetto alla terra di riferimento (terra lontana) un potenziale molto elevato, tanto più alto quanto maggiore è l'impedenza di dispersione. Questa differenza di potenziale non ha però modo di manifestarsi, in quanto nessuna apparecchia-

tura è vincolata (ad esempio tramite una linea esterna) al potenziale di terra lontana. Il funzionamento delle apparecchiature non viene perciò compromesso, a meno che non si verificano notevoli differenze di potenzialità tra le varie parti dell'impianto di messa a terra: ciò può essere evitato inserendo nel pavimento dell'edificio una rete metallica a maglie regolari (1), collegandola attraverso il cunicolo cavi al traliccio, e facendo uso di un dispersore ad anello, integrato da picchetti, che abbracci l'edificio ed il traliccio (fig. 4).

Inoltre, poiché in questo tipo di impianti viene interessata una area quasi sempre alquanto modesta, la rete metallica di recinzione si viene senz'altro a trovare nella zona di influenza dei dispersori di terra; per evitare pericolose tensioni di contatto è opportuno, perciò, connettere a massa la rete stessa, munendola all'esterno di un anello interrato a circa 1 metro di profondità e collegato al sistema generale di terra.

2.2.2. Impianti trasmittenti alimentati da una sorgente esterna. L'impianto di messa a terra dovrà, in questo caso, essere realizzato in modo da garantire, oltre che l'equipotenzialità tra le varie parti dell'impianto stesso, anche un valore di impedenza di dispersione ad impulso opportunamente basso: ciò per mantenere l'entità della tensione totale di terra (tensione conduttori di linea - impianto di messa a terra) entro limiti controllabili. Il sistema di terra sarà perciò così configurato (fig. 5):

a) Traliccio.

Al dispersore collegato al traliccio è affidato il compito di smaltire nel terreno la maggior parte

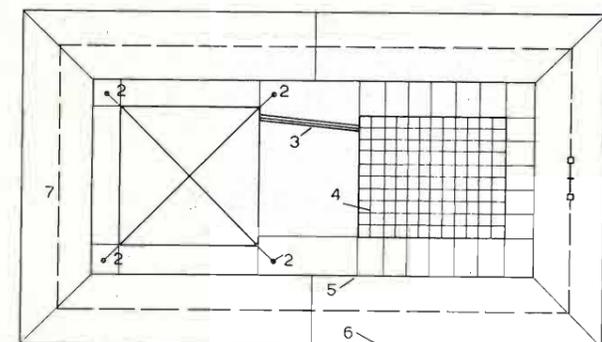
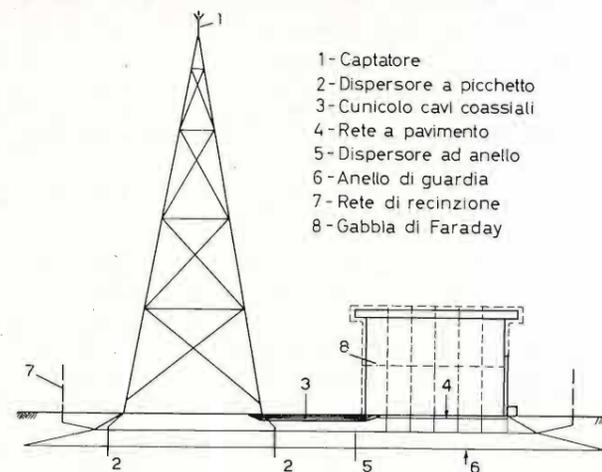


Fig. 4. — Impianto trasmittente con alimentazione autonoma. Schema dell'impianto di messa a terra.

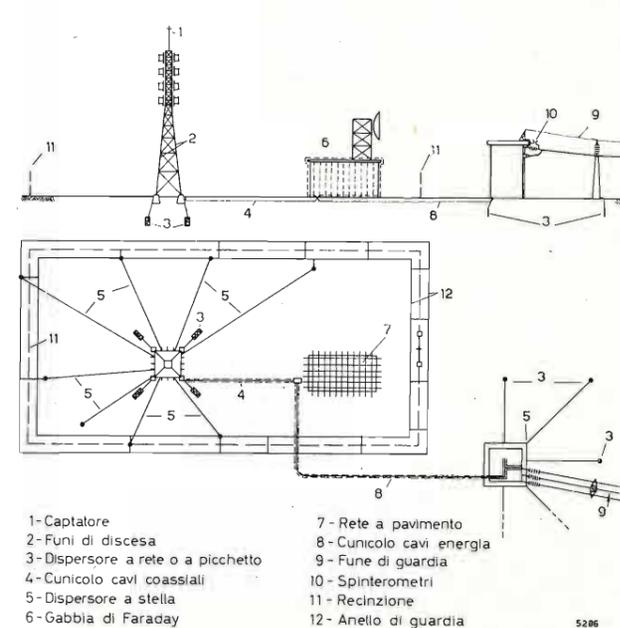


Fig. 5. — Impianto trasmittente con alimentazione dall'esterno. Schema dell'impianto di messa a terra.

della corrente di fulmine. In dipendenza dalle caratteristiche geoelettriche del suolo, esso può avere diverse forme geometriche, ma in ogni caso le sue dimensioni devono essere tali da realizzare un prefissato valore di impedenza di dispersione ad impulso. In particolare, in terreni aventi bassa resistività ed in terreni in cui si possano facilmente raggiungere strati sottostanti a bassa resistività, il dispersore sarà costituito da elementi di piccole dimensioni (dispersore localizzato: picchetti, lastre, conduttori molto brevi). In terreni ad elevata resistività, saranno vantaggiosamente impiegati dispersori a stella (a 6÷8 raggi) le cui dimensioni radiali saranno determinate una volta noti i valori della resistività del suolo e della impedenza di dispersione ad impulso che si vuole ottenere. Alla base del traliccio sarà interrato un conduttore ad anello, in buon contatto elettrico con i montanti del traliccio, con le eventuali calate del captatore e con i raggi della stella. Ove si volesse delimitare anche le tensioni di passo e di contatto in prossimità del traliccio, si dovrà integrare la raggiera con dispersori ad anello, posti ad opportuna distanza.

b) Edificio apparati.

Per il buon funzionamento delle apparecchiature e l'incolumità del personale, si dovrà evitare che si verifichino pericolosi gradienti di potenziale sul pavimento dell'edificio ed elevate cadute di tensione nei conduttori di terra interni all'edificio stesso. Ciò si può ottenere inserendo nel pavimento una rete metallica a maglie regolari (oppure usando i ferri di armatura, ove possibile) ed evitando che questa rete sia attraversata dalla corrente di fulmine. Al sistema di terra dell'edificio non dovranno perciò essere collegati dispersori; inoltre, le guaine

(1) Ove esistenti, possono servire allo scopo anche i ferri di armatura del pavimento, purché siano legati nei punti di incrocio e collegabili al sistema generale di terra.

dei cavi ed i conduttori di terra entranti ed uscenti dall'edificio stesso, dovranno far capo ad un unico pozzetto, dove saranno elettricamente ben collegati ad un'unica piastra di rame, saldata alla rete di terra dell'edificio. Le prese di terra delle apparecchiature interne all'edificio possono essere direttamente collegate alla rete del pavimento.

e) Cunicolo traliccio edificio.

Il collegamento tra il dispersore ad anello posto alla base del traliccio e la piastra di rame dell'edificio, sarà effettuato mediante due conduttori di terra posti nel cunicolo dei cavi coassiali, simmetricamente rispetto a questi (fig. 6a). Nel caso in cui nel cunicolo corrano solo cavi coassiali di grande diametro, è sufficiente l'uso di un solo conduttore (fig. 6b); se invece nel cunicolo passano anche cavi di energia, per i collegamenti di terra dovranno essere adottate soluzioni particolari (fig. 6c). In casi particolarmente gravosi (condotto molto lungo, resistività del terreno molto elevata, alta probabilità di fulminazione) può essere necessario adottare per i collegamenti di terra nel cunicolo, un condotto metallico completamente chiuso, entro cui alloggiare tutti i cavi (fig. 6d). È importante che questo condotto sia privo di giunzioni: nel caso in cui non sia possibile realizzarlo in un'unica tratta, le varie parti del condotto dovranno essere unite mediante bandelle opportunamente saldate come è indicato in figura 6e.

d) Cabina di trasformazione (alimentazione in M.T.).

L'impianto di messa a terra della cabina di trasformazione sarà costituito da un anello perimetrale, eventualmente integrato da picchetti o da un dispersore a stella a 4÷5 raggi, di lunghezza tale da garantire una bassa impedenza di disper-

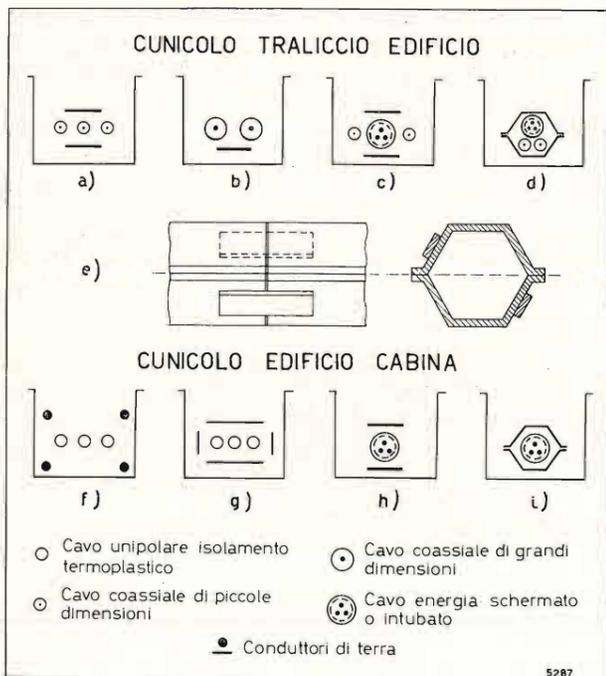


Fig. 6. — Impianto di messa a terra. *Sopra:* Cunicolo traliccio-edificio. *Al centro:* Saldatura dei condotti metallici. *Sotto:* cunicolo edificio-linea di alimentazione.

sione ad impulso. A questo dispersore dovranno essere collegati il centro stella degli avvolgimenti b.t., la carcassa del trasformatore, la terra dei conduttori di energia, la terra degli spinterometri M.T., e la fune di guardia della linea in arrivo (o la guaina del cavo, se la linea è in cavo).

e) Cunicolo edificio-cabina (alimentazione in M.T.).

Il collegamento tra il dispersore perimetrale della cabina e la piastra di rame dell'edificio, sarà effettuato tramite conduttori di terra, posti nel cunicolo dei cavi di energia, simmetricamente rispetto a questi: il numero di tali conduttori potrà variare da 2 a 4 (fig. 6f, g, h). In casi particolarmente gravosi, può essere necessario ricorrere a soluzioni più complesse (fig. 6i).

f) Cunicolo edificio-sostegno terminale di linea (alimentazione in b.t.).

In molti casi, l'alimentazione dell'impianto trasmittente è realizzata una linea aerea in b.t., che termina a breve distanza dall'impianto trasmittente, per poi proseguire in cavo fino all'edificio apparati. Per l'impianto di terra da inserire nel cunicolo in cui è posto il cavo, valgono le stesse prescrizioni di cui al punto precedente, con l'avvertenza che è preferibile adottare sempre le soluzioni di figura 6h, i; il sostegno terminale di linea dovrà essere munito di un dispersore a stella del tipo indicato al punto d), cui saranno connessi i limitatori di tensione da inserire all'arrivo linea.

g) Recinzione.

Il collegamento della recinzione metallica al sistema generale di terra dell'impianto, potrà non essere effettuato solo quando la recinzione è tutta esterna rispetto al sistema di terra e dista in ogni suo punto almeno 5 metri dal più vicino dispersore del sistema di terra. In questo caso, il cunicolo dei cavi di energia nella zona di attraversamento del recinto, dovrà essere realizzato in tubi di cemento, in una fascia larga almeno 5 metri da entrambe le parti del recinto.

Negli altri casi, deve essere prevista l'adozione di un anello di guardia esterno (ed eventualmente di uno interno, v. fig. 5) collegato in numerosi punti alla recinzione metallica. Tale anello, interrato alla profondità di 1 metro, alla distanza di 1 metro dal recinto, sarà poi collegato in più punti al sistema generale di terra.

### 2.3. IMPIANTO DI ALIMENTAZIONE.

Perché l'impianto trasmittente sia efficacemente protetto, tutti i circuiti di alimentazione a valle dei limitatori di tensione posti all'arrivo linea, dovranno essere racchiusi entro un'unica gabbia di Faraday. Dovendo soddisfare a questa condizione, le varie parti dell'impianto, saranno così costituite:

2.3.1. *Traliccio.* Per i conduttori di alimentazione dell'impianto di illuminazione e degli eventuali servizi ausiliari, la gabbia di Faraday sarà costituita da un tubo metallico continuo entro cui correranno i cavi, che è consigliabile abbiano un isolamento maggiore.

È importante che tale tubo sia metallicamente continuo lungo tutto il suo percorso (dalla sommità del

traliccio alla piastra di terra dell'edificio apparati): le eventuali giunzioni dovranno pertanto essere fatte mediante saldatura a forte. Naturalmente la gabbia così realizzata dovrà essere collegata a regola d'arte sia al traliccio che al sistema di messa a terra: in pratica, si dovranno realizzare buoni collegamenti elettrici in almeno tre punti, e cioè in corrispondenza delle due estremità del cavo e della base del traliccio.

I fanaloni di segnalazione dovranno essere protetti da una griglia metallica, elettricamente ben connessa all'estremità di arrivo del tubo.

Una soluzione più comoda è quella di impiegare direttamente cavi schermati con guaina metallica continua di spessore adeguato collegata a terra alle due estremità; ciò garantisce una maggiore sicurezza, in quanto evita eventuali punti di interruzione lungo la superficie della gabbia. In tal caso è consigliabile che, per evitare rotture a fatica, la guaina sia realizzata in lega di Piombo-Antimonio.

In casi particolarmente gravosi (tralicci molto alti in posizione molto esposta), la sezione della guaina può essere insufficiente a garantire bassi valori di sovratensione tra anima e guaina del cavo: allora può essere opportuno inserire, alla partenza del cavo, un trasformatore di isolamento munito di schermo elettrostatico e di scaricatori lato cavo.

2.3.2. *Edificio.* I circuiti di distribuzione dell'energia all'interno dell'edificio (compreso il quadro di distribuzione) saranno realizzati in cavo schermato, la cui guaina sarà ben connessa a massa, in tutti i punti di partenza e di arrivo. Una soluzione in alternativa, qualora si volesse evitare l'uso di cavi schermati, è quello di rivestire l'edificio con una rete metallica a maglie strette, da collegare in più punti al dispersore a rete posto alla base dell'edificio. Naturalmente, una buona protezione può essere ottenuta anche installando limitatori di tensione di caratteristiche adeguate direttamente ai morsetti di entrata degli alimentatori degli apparati.

I conduttori della linea di alimentazione entreranno nell'edificio attraverso un trasformatore di isolamento, di caratteristiche opportune.

Il trasformatore sarà munito di schermo elettrostatico e di scaricatori b.t. posti sul lato linea e connessi all'impianto generale di terra, nonché di opportuni

filtri passa-basso, destinati a bloccare le sovratensioni trasferite.

I contatori di energia, nel caso in cui la misura venga effettuata in b.t., saranno anch'essi posti a valle del trasformatore di isolamento.

2.3.3. *Cabina di trasformazione.* Le caratteristiche qui riportate sono relative al caso in cui la cabina disti meno di un centinaio di metri dall'edificio apparati. In questo caso l'avvolgimento M.T. del trasformatore M.T./b.t. non può essere protetto con scaricatori: infatti, viste le caratteristiche della corrente di fulmine, gli scaricatori normalmente usati risultano inadeguati ad assolvere tale compito. Come organi di protezione dovranno perciò essere impiegati spinterometri del tipo a corna: ciò comporta un minor grado di protezione per il trasformatore, sia per la maggiore dispersione e per il valore più elevato della tensione di adescamento di uno spinterometro, sia per le sovratensioni ad onda tronca cui sarebbe soggetto il trasformatore. I trasformatori M.T./b.t. dovranno perciò essere provati ad onda tronca.

2.3.4. *Cunicolo edificio cabina.* Il cavo di alimentazione, sia esso del tipo schermato o no, dovrà avere l'isolamento maggiorato. Ciò vale anche nel caso di alimentazione in b.t. in cui il cavo collega il trasformatore di isolamento dell'edificio con i conduttori della linea aerea. L'eventuale schermo del cavo dovrà essere sempre ben collegato a terra alle due estremità.

2.3.5. *Linea.* Le linee aeree di alimentazione devono essere munite di fune di guardia ed avere i perni degli isolatori collegati a massa; inoltre, i primi quattro o cinque pali più vicini all'impianto trasmittente, dovranno avere un buon sistema di messa a terra.

Se la linea è realizzata in cavo, questo deve essere schermato e lo schermo deve essere collegato alle terre degli impianti, in partenza e in arrivo.

Se la linea è aerea, devono essere installati spinterometri fase-terra, nel suo punto di arrivo (cabina di trasformazione se l'alimentazione è in M.T.; passaggio linea-cavo se l'alimentazione è in b.t.); la tenuta ad impulso degli isolatori posti sugli ultimi due o tre pali di linea non deve essere, in ogni caso, inferiore alla tensione di scarica 50% degli spinterometri.

Per evitare, poi, che le sovratensioni che si verificano sulla linea all'atto dell'adescamento degli spinterometri si trasferiscano alla rete di distribuzione a monte, si possono inserire sulla linea stessa scaricatori, ad una distanza dall'impianto trasmittente non inferiore ai 400÷500 metri, preferibilmente in un punto in cui sia possibile realizzare un impianto di terra avente una bassa impedenza ad impulso.

Per garantire, inoltre, una buona continuità di servizio, sarebbe opportuno installare un interruttore a richiusura automatica alla partenza della linea di alimentazione dell'impianto trasmittente.

Di norma, l'impianto di alimentazione deve essere realizzato in M.T., secondo lo schema di massima di figura 7 a). Nei casi in cui si debba

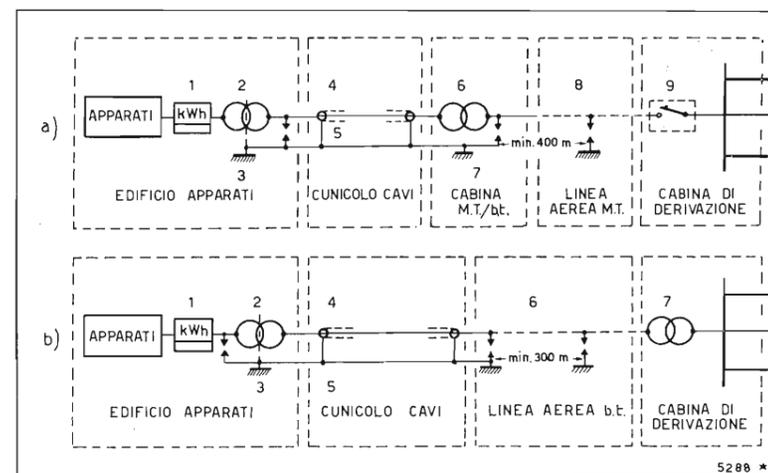


Fig. 7. — a) Sistema di alimentazione in media tensione (M.T.); b) sistema di alimentazione in bassa tensione (b.t.).

ricorrere ad un impianto di alimentazione in b.t. questo dovrà essere attuato secondo lo schema di figura 7 b)

2.3.6. *Coordinamento dell'isolamento.* Gli isolamenti delle varie parti del sistema di alimentazione (cavi, trasformatore di isolamento, trasformatore M.T./b.t., limitatori di tensione, ecc.) devono essere coordinati tra di loro, in modo da evitare il cedimento di quelli non facilmente ripristinabili, garantendo un buon funzionamento di tutto l'impianto di protezione.

3. Procedure di progetto.

L'ubicazione dell'impianto trasmettente viene di norma scelta in base ad esigenze del servizio radioelettrico che l'impianto deve svolgere. Il progetto del suo sistema di protezione contro le scariche atmosferiche richiede la preventiva conoscenza di due parametri relativi alla località: le caratteristiche cerauniche della zona e le caratteristiche geoelettriche del suolo.

La conoscenza delle caratteristiche cerauniche, anche se non strettamente necessaria per l'elaborazione del progetto, può tuttavia fornire dati interessanti, sia per la determinazione del grado di esposizione dell'impianto (numero e caratteristiche dei fulmini che lo interessano), sia per la determinazione a priori del grado di affidabilità dell'impianto. La conoscenza delle caratteristiche geoelettriche del suolo, è invece della massima importanza per determinare il tipo e le dimensioni del sistema di messa a terra.

3.1. RILIEVO DEL LIVELLO CERAUNICO.

Possono essere effettuati due tipi di rilievi che forniscono informazioni tra di loro complementari:

a) *Rilievi sulle caratteristiche dei temporali.*

È possibile ricavare informazioni sul numero e la durata dei temporali in una zona di raggio prefissato e sul numero globale delle scariche atmosferiche per temporale.

Il rilievo viene effettuato tramite un « indicatore di attività ceraunica » come già descritto su questa rivista (bibl. 4). Esso è essenzialmente costituito (fig. 8) da un'antenna sensibile alle variazioni di campo elettrico associate ad una scarica di fulmine, collegata tramite un partitore *P* e un filtro *F* ad un circuito discriminatore *D*, atto a comandare, per tensioni superiori ad un livello prefissato, l'intervento di un numeratore *N*<sub>1</sub> (conteggio numero fulmini) e di un circuito temporizzatore *T*, ad azzeramento automatico. La curva di risposta del filtro *F* è stata scelta in modo che vengano con-

Fig. 8. — Indicatore di attività ceraunica. Schema a blocchi.

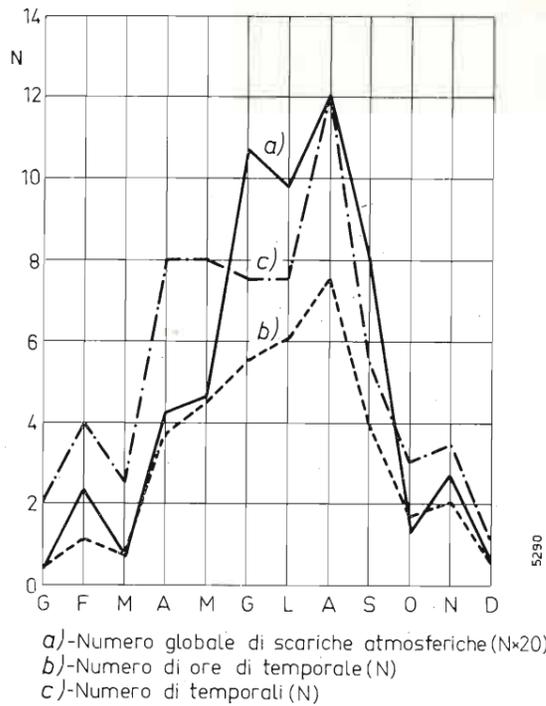
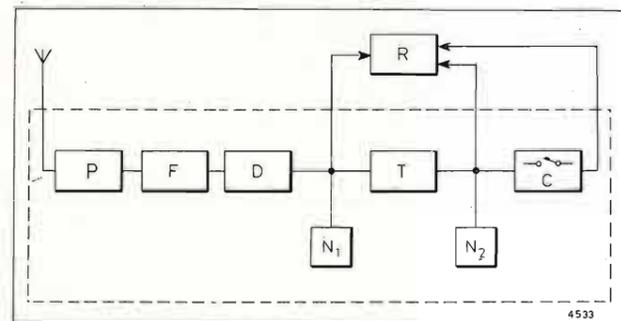


Fig. 9. — Caratteristiche cerauniche di una zona.

teggiate prevalentemente i fulmini a terra. La pratica realizzazione degli elementi *P*, *F*, *D* è stata ottenuta apportando opportune modifiche ad un contatore CIGRE del tipo adottato in Italia.

L'intervento del temporizzatore *T* comanda la chiusura di un contatto *C* che resterà chiuso per un intervallo di tempo prefissato (30, 60, 90, 120'), a meno che in tale periodo non venga riazzerato da un nuovo intervento del discriminatore *D*. Le chiusure del contatto *C* sono segnate dal numeratore *N*<sub>2</sub> (conteggio numero dei temporali). Un registratore di eventi *R* permette di conoscere anche la distribuzione nel tempo delle varie grandezze.

La regolazione del raggio d'azione può essere fatta, oltre che per mezzo del partitore *P*, anche variando la tensione di polarizzazione del circuito di soglia del discriminatore *D*.

I risultati ottenuti possono essere rappresentati come in figura 9, che consente di avere delle informazioni globali sulle caratteristiche della zona.

b) *Rilievi sui fulmini diretti sul traliccio.*

Il rilievo può essere effettuato installando un'asta metallica di captazione, alta una decina di metri, nel punto in cui presumibilmente verrà installato il traliccio porta-antenna e rilevando le correnti dei fulmini che la colpiscono mediante un contatore di fulminazioni dirette (bibl. 4). Questo apparecchio, in grado di rilevare il numero, la polarità e l'ampiezza delle correnti di fulmini, è costituito da una bobina accoppiata all'asta di captazione e chiusa su una resistenza, ai capi della quale è prelevata tramite partitore la tensione necessaria a provocare l'intervento dei circuiti elettronici di conteggio.

Tutti i dati così ottenuti permettono di avere informazioni sulla esposizione dell'impianto. L'attendibilità dei risultati ottenuti cresce naturalmente con la durata della campagna di misura; in

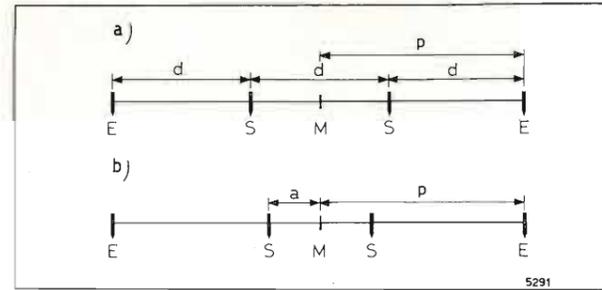


Fig. 10. — Misura della resistività del suolo. Metodo dei 4 picchetti: due di essi, indicati con E, sono gli elettrodi di corrente; gli altri due S sono le sonde di tensione.

ogni caso tale durata non dovrebbe essere inferiore ad una o due stagioni temporalesche.

3.2. RILIEVO DELLE CARATTERISTICHE GEOELETTRICHE.

I rilievi devono fornire informazioni sulla stratificazione del suolo e sulla resistività dei singoli strati. Si tratterà, perciò, di eseguire misure di resistività di terra in almeno due punti diversi (e in ogni punto secondo due direttrici tra di loro perpendicolari) dell'area in cui verrà installato il dispersore facendo attenzione a che le misure non siano influenzate dall'esistenza di preesistenti dispersori, né da particolari condizioni atmosferiche (pioggia, ecc.).

Le misure vanno effettuate utilizzando strumenti tipo Megger secondo il metodo dei quattro picchetti, per diversi valori della distanza fra tali picchetti. La profondità *p* del terreno, interessata nella misura di resistività nel punto in esame *M*, si può ritenere uguale alla distanza, indicata appunto con *p* in figura 10, dei picchetti *E* (elettrodi di corrente).

A seconda della disposizione geometrica delle sonde di tensione e degli elettrodi di corrente, si hanno due diversi metodi di misura:

*Metodo A (simmetrico a 4 punti).* Le sonde e gli elettrodi devono essere allineati tra di loro e disposti simmetricamente rispetto al punto di misura *M* (fig. 10a). La resistività media degli strati compresi tra la superficie e la profondità *p*, è data da:

$$\rho = R \cdot 2 \pi d = 4,2 R \cdot p \quad [\Omega m]$$

essendo *R* la resistenza in ohm letta sul Megger e *d* la distanza tra i picchetti in metri.

Questo metodo è esatto solo nel caso di campi uniformi, cioè di terreno omogeneo od a strati orizzontali.

Nel caso di una stratificazione discontinua o declive, gli scostamenti dalla struttura a strati orizzontali influenzano i risultati di misura, specie per alti valori della distanza tra i picchetti. In questi casi, per meglio valutare il valore della resistività nel punto di misura, si usa il seguente metodo:

*Metodo B (dissimmetrico a 4 punti).*

Le sonde e gli elettrodi devono essere allineati tra di loro e disposti come in figura 10b. La resistività media degli strati compresi tra la superficie e la profondità *p*, è data da:

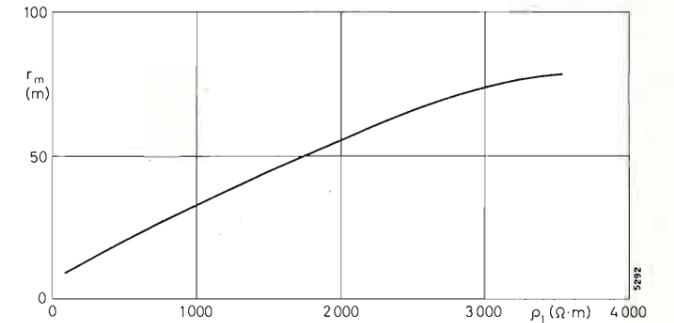


Fig. 11. — Misura della resistività del suolo. Distanza minima di indagine.

$$\rho = R \cdot \pi \left( \frac{p^2}{2a} - \frac{a}{2} \right) \quad [\Omega m]$$

essendo *R* la resistenza in ohm letta sul Megger ed *a* la distanza delle sonde di tensione dal punto di misura in metri. La distanza *a* deve essere tenuta piccola, compatibilmente con la sensibilità degli strumenti di misura.

Il valore minimo *r*<sub>m</sub> della distanza *p*, fino a cui dovranno essere fatte le misure, è ricavabile dalla figura 11, in funzione della resistività  $\rho_1$  dello strato superficiale. Nella pratica esecuzione delle misure, dovranno perciò essere individuate per prime le caratteristiche di questo strato.

I risultati delle misure, riportati su diagrammi del tipo di figura 12, consentono di valutare, in prima approssimazione, lo spessore, la profondità e la resistività degli strati da cui è composto il terreno in esame.

3.3. SCELTA E DIMENSIONAMENTO DEL DISPERSORE DEL TRALICCIO.

La scelta del tipo di dispersore da impiegare sarà fatta in base alla resistività dei singoli strati ed alla loro ubicazione. In linea di massima, saranno impiegati dispersori di tipo verticale (picchetti) tutte le volte che sarà possibile andare ad interessare strati a bassa resistività, e dispersori di tipo orizzontale (raggiere, anelli, ecc.) in caso contrario.

Ad esempio, nel caso di figura 12a (primo strato a bassa resistività, seguito da uno strato di grande spessore ad alta resistività) il dispersore più adatto è quello di tipo orizzontale. Nel caso di figura 12b (primo strato ad alta resistività, secondo strato a

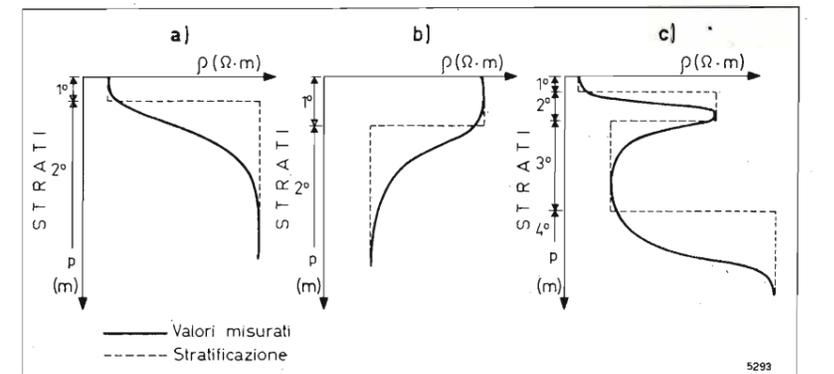


Fig. 12. — Misura della resistività del suolo. Tipici esempi di stratificazione.

bassa resistività) il dispersore dovrà essere di tipo orizzontale se lo spessore del primo strato è notevole, mentre potrà essere conveniente realizzare un dispersore di tipo verticale se è possibile raggiungere agevolmente il sottostante strato più conduttore. Nel caso di figura 11c il dispersore potrà essere di tipo orizzontale o verticale in dipendenza dello spessore dei primi strati.

Per calcolare le dimensioni dei dispersori adatti per conseguire un prefissato valore di impedenza di dispersione ad impulso, è necessario determinare la resistività media della parte di terreno direttamente interessata allo smaltimento della corrente: ciò per potersi ricondurre al caso di un terreno omogeneo, ipotesi, questa, che è alla base dei principali metodi di calcolo dei dispersori.

Il valore della resistività del suolo  $\rho_m$ , può, in prima approssimazione, essere ricavato da:

$$\rho_m = \frac{\sum_{i=1}^n \rho_i h_i (r_m^2 - p_i^2)}{\sum_{i=1}^n h_i (r_m^2 - p_i^2)}$$

essendo, con le notazioni di figura 13:

- $r_m$  la grandezza, ricavabile dalla figura 11, che individua la zona di terreno direttamente interessata alla dispersione della corrente;
- $\rho_i, h_i, p_i$  rispettivamente la resistività, lo spessore e la profondità media dello strato  $i^{\text{mo}}$ , con la convenzione che per lo strato  $n^{\text{mo}}$  queste grandezze sono relative soltanto alla quota parte interessata;
- $n$  il numero di strati interessati.

Il calcolo delle dimensioni del dispersore, andrà eseguito con diverse modalità, a seconda che il valore trovato per la resistività media sia minore o maggiore di 100 ohm  $\times$  metro.

Per resistività  $\rho_m < 100 \text{ ohm} \times \text{metro}$ , il dispersore può essere costituito semplicemente dall'anello posto alla base del traliccio, eventualmente integrato da picchetti e da conduttori radiali della lunghezza di qualche metro, in modo che la sua resistenza di terra (misurata a 50 Hz) non sia superiore ai 10 ohm: poiché per questo tipo di dispersore l'efficienza ad impulso è sempre minore di 1, è questo il massimo valore che può assumere la sua impedenza  $Z$  di dispersione ad impulso.

Per resistività  $\rho_m \geq 100 \text{ ohm} \times \text{metro}$ , dovrà essere impiegato un dispersore del tipo a raggiera, le cui dimensioni devono essere tali da garantire una impedenza  $Z$  di dispersione ad impulso non superiore ai 10 ohm.

La lunghezza dei raggi  $r$  dei dispersori, per i diversi valori di  $\rho_m$ , può essere ricavata secondo opportuni criteri (bibl. 2): valori indicativi, per un dimensionamento di massima, sono i seguenti:

$\rho_m = 100$	500	1000	1500	2000	3000
$r = 10$	20	30	40	60	80

È importante notare che il valore assegnato all'impedenza ad impulso  $Z$  (10 ohm), è puramente indica-

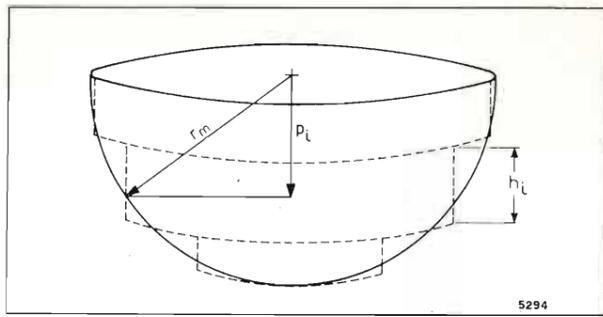


Fig. 13. — Calcolo della resistività media del suolo. Notazioni.

tivo: esso serve semplicemente per determinare quali dimensioni deve avere un dispersore per garantire un efficace smaltimento al suolo della corrente di fulmine, senza per questo uscire dai limiti imposti dalla convenienza economica. In effetti, può essere conveniente assegnare altri valori all'impedenza  $Z$  (e quindi alle dimensioni del dispersore) qualora si desideri mantenere entro certi limiti il valore della tensione totale di terra. Ciò è determinato dall'esigenza di limitare il numero di interventi degli spinterometri posti all'arrivo della linea di alimentazione.

#### 3.4. CONTINUITÀ DEL SERVIZIO: VALUTAZIONE DEI COSTI

In un impianto trasmittente protetto secondo i criteri sin qui esposti (intero impianto di alimentazione racchiuso entro una gabbia di Faraday e quindi soluzioni  $h, i$  della figura 6 per l'alimentazione in b.t.) la tensione totale di terra, causata dallo smaltimento della corrente di fulmine attraverso il dispersore del traliccio, si manifesta verso i conduttori esterni alla gabbia, che si trovano al potenziale di una terra lontana: in particolare, nel punto di arrivo della linea di alimentazione, tale tensione sollecita gli spinterometri posti fra i conduttori di linea e la terra generale dell'impianto.

Ogni intervento degli spinterometri rappresenta per le protezioni di linea un cortocircuito franco fase-terra: queste comanderanno l'apertura degli interruttori di linea, interrompendo così l'erogazione di energia all'impianto trasmittente. I conseguenti disservizi alle trasmissioni radio, possono essere evitati o comunque ridotti munendo l'impianto trasmittente di un sistema di alimentazione di emergenza, od adottando la richiusura automatica sugli interruttori di linea o riducendo il numero di interventi degli spinterometri. La scelta della soluzione da adottare dipende essenzialmente da valutazioni di carattere economico, che andranno fatte caso per caso; si dovrà, però, tener conto anche delle esigenze di esercizio della rete elettrica (assenza di perturbazioni).

Per valutare quali siano i provvedimenti da adottare per ridurre il numero di interventi degli spinterometri, e quale sia il loro costo, è necessario calcolare il valore della tensione  $V_t$  ai capi dello spinterometro. Tale tensione è la somma di un termine  $V_R$  dovuto allo smaltimento della corrente di fulmine attraverso l'impedenza del dispersore e di un termine  $V_L$ , direttamente indotto sulla linea aerea di alimentazione. Quest'ultimo termine è praticamente nullo se l'alimentazione è effettuata mediante cavo.

Si ha quindi, con buona approssimazione:

$$[1] \quad V_t = V_R + V_L = \left( K Z + \frac{Q}{x} \right) I$$

in cui:

$Z$  = impedenza ad impulso del dispersore di terra del traliccio;

$I$  = valore di cresta della corrente di fulmine;

$K$  = coefficiente di attenuazione della tensione totale di terra, lungo i conduttori interrati, dal traliccio all'arrivo della linea;

$x$  = distanza fra traliccio e spinterometri;

$Q = 75$  per alimentazione in linea aerea M.T. (ohm  $\cdot$  m);

$Q = 30$  per alimentazione in linea aerea b.t. (ohm  $\cdot$  m);

$Q = 0$  per alimentazione in cavo schermato.

L'impedenza  $Z$  e il coefficiente  $K$  dipendono dalla resistività  $\rho$  del terreno e dalla lunghezza  $y$  dei raggi del dispersore di terra del traliccio secondo le leggi:

$$[2] \quad Z = Z(\rho, y) = a y^{-b}, \quad K = K(\rho, x) = e^{-x/c},$$

in cui  $a, b, c$  sono coefficienti che dipendono da  $\rho$ .

La riduzione di  $V_t$  (e quindi del numero di interventi degli spinterometri) si può ottenere, o aumentando la lunghezza  $y$  (cioè estendendo il dispersore di terra del traliccio e quindi diminuendo  $Z$ ) o allontanando dal traliccio il punto di arrivo della linea di alimentazione (cioè aumentando quindi sia  $K$ , sia  $V_L$ ).

I valori di  $x$  e di  $y$ , che dovranno essere scelti in modo da soddisfare la [1], mantenendo minimo il costo  $C_0$  dell'opera, potranno essere ricavati da:

$V_s$  = tensione di taratura (scarica 50%) dello spinterometro;

$$[3] \quad a y^{-b} \cdot e^{-x/c} + \frac{Q}{x} = \frac{V_s}{I}, \quad \min C_0 = k_1 y + k_2 x,$$

dove, oltre a grandezze già definite, compaiono:

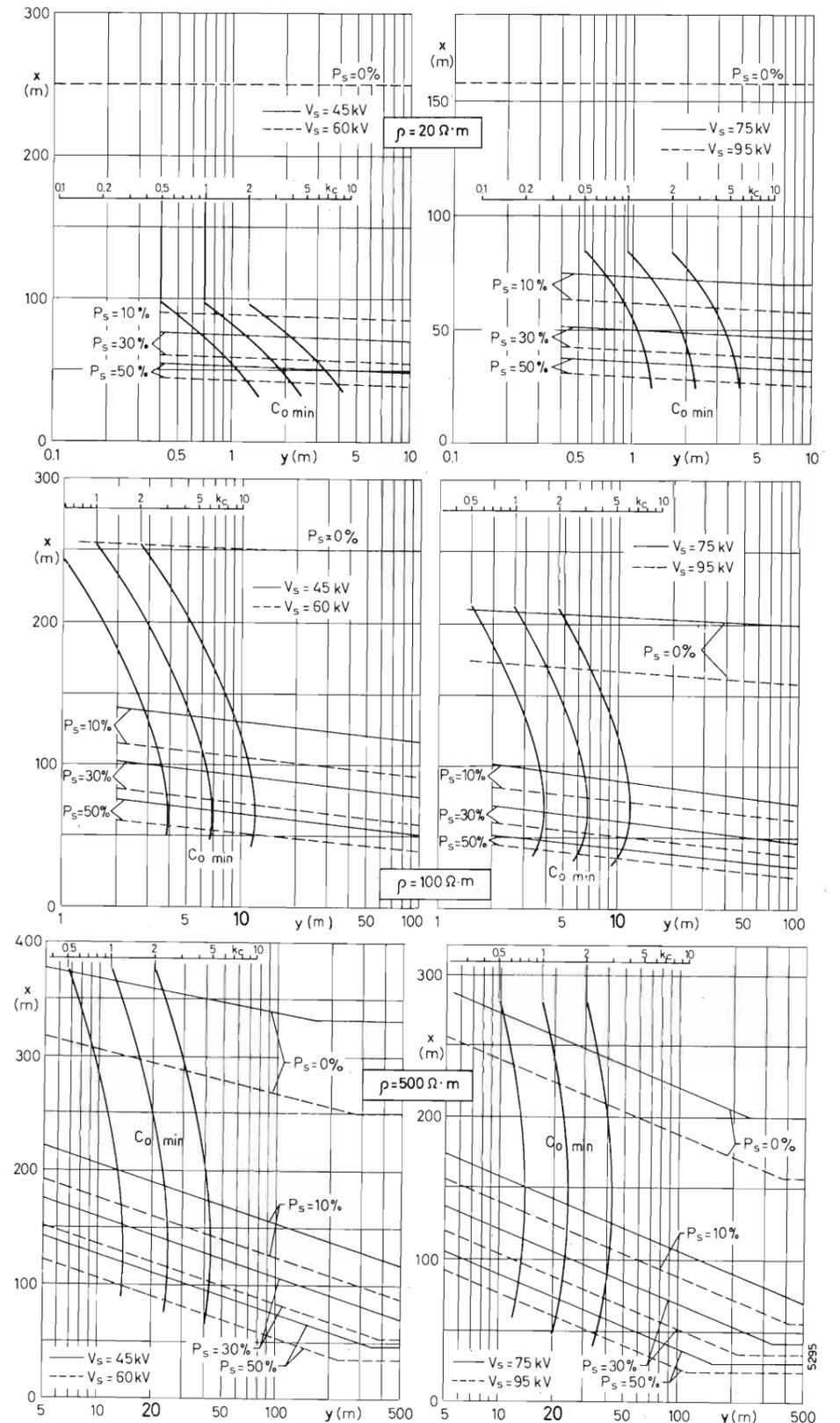


Fig. 14 a. — Diagrammi per il calcolo della coppia di valori  $x, y$  relativa ad un determinato rischio di scarica  $P_s$  (in %). La coppia  $x, y$  che si trova sulla curva  $C_{0 \min}$  relativa ad un dato valore del rapporto  $k_c$  dei costi di allungamento rispettivamente di  $y$  e di  $x$ , rende minimo il costo dell'impianto di terra. I diagrammi di questa figura, tracciati per vari valori di  $\rho$  e di  $V_s$ , si riferiscono all'alimentazione aerea a M.T. ( $Q = 75$ ).

$k_1$  = costo necessario per allungare di 1 metro  $y$ ;

$k_2$  = costo necessario per allungare di 1 metro  $x$ ;

$k_c = k_2/k_1$  = rapporto di tali costi unitari.

Le [3] sono state tradotte nei grafici della figura 14a, b) valida per  $Q = 75$  (linee aeree M.T.), della figura 15 valida per  $Q = 30$  (linee aeree b.t.) e della figura 16 valida per  $Q = 0$  (cavo schermato). Tali grafici danno le coppie di valori di  $x$  ed  $y$  che consentono di ottenere un prefissato rischio (o probabilità) di scarica  $P_s$  (in %).

Su tali grafici, oltre alle curve per i vari valori di  $P_s$ , sono tracciate le curve di minimo costo ( $C_o$  min) relative a vari valori del rapporto  $k_c$  fra i costi unitari di allungamento di  $y$  e di  $x$ . L'intersezione di una curva per un prefissato valore di  $P_s$  con quella di  $C_o$  min per un dato valore di  $k_c$  individua la coppia  $x, y$  che rende minimo il costo dell'impianto con i valori scelti di  $P_s$  e  $k_c$ .

È interessante notare che, per linee di alimentazione M.T. (fig. 14), in un terreno a bassa resistività, un aumento delle dimensioni  $y$  del dispersore non comporta una effettiva riduzione del rischio di scarica  $P_s$ . Ciò è dovuto al fatto che il contributo  $V_R$  alla tensione totale di terra è molto minore di quello dovuto alla tensione  $V_L$  direttamente indotta sulla linea: la tensione  $V_t$  ai capi dello spinterometro è perciò praticamente determinata da quest'ultima. All'aumentare di  $\rho$  la tendenza s'inverte.

Nei grafici relativi alle linee b.t. ( $Q = 30$ ) di figura 15 i valori di  $\rho$  sono limitati a 1000 ohm·m; per

(<sup>2</sup>)  $P_s$  è la probabilità che lo spinterometro scarichi ogni volta che il traliccio è colpito dal fulmine. Se si indica  $P_f$  la probabilità che il traliccio venga fulminato, la probabilità totale (cioè riferita al numero di fulmini) che lo spinterometro intervenga è  $P_s \cdot P_f$ .

valori superiori, poiché come s'è detto,  $V_L$  diventa trascurabile (anche a causa del minore valore di  $Q$ ) si possono usare gli ultimi diagrammi di figura 14.

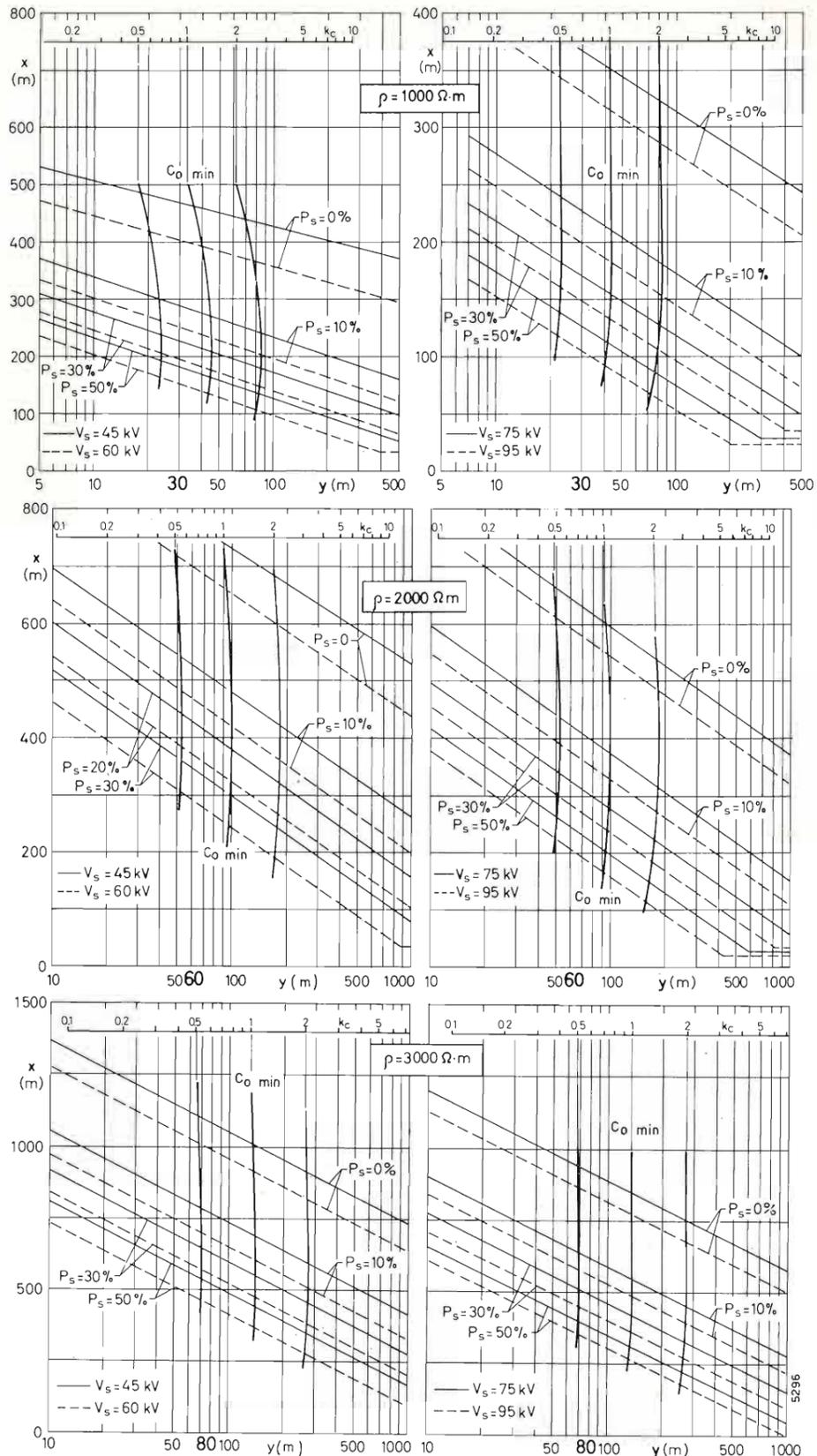


Fig. 14 b - Stessi diagrammi della figura 14 a, per altri valori di  $\rho$ .

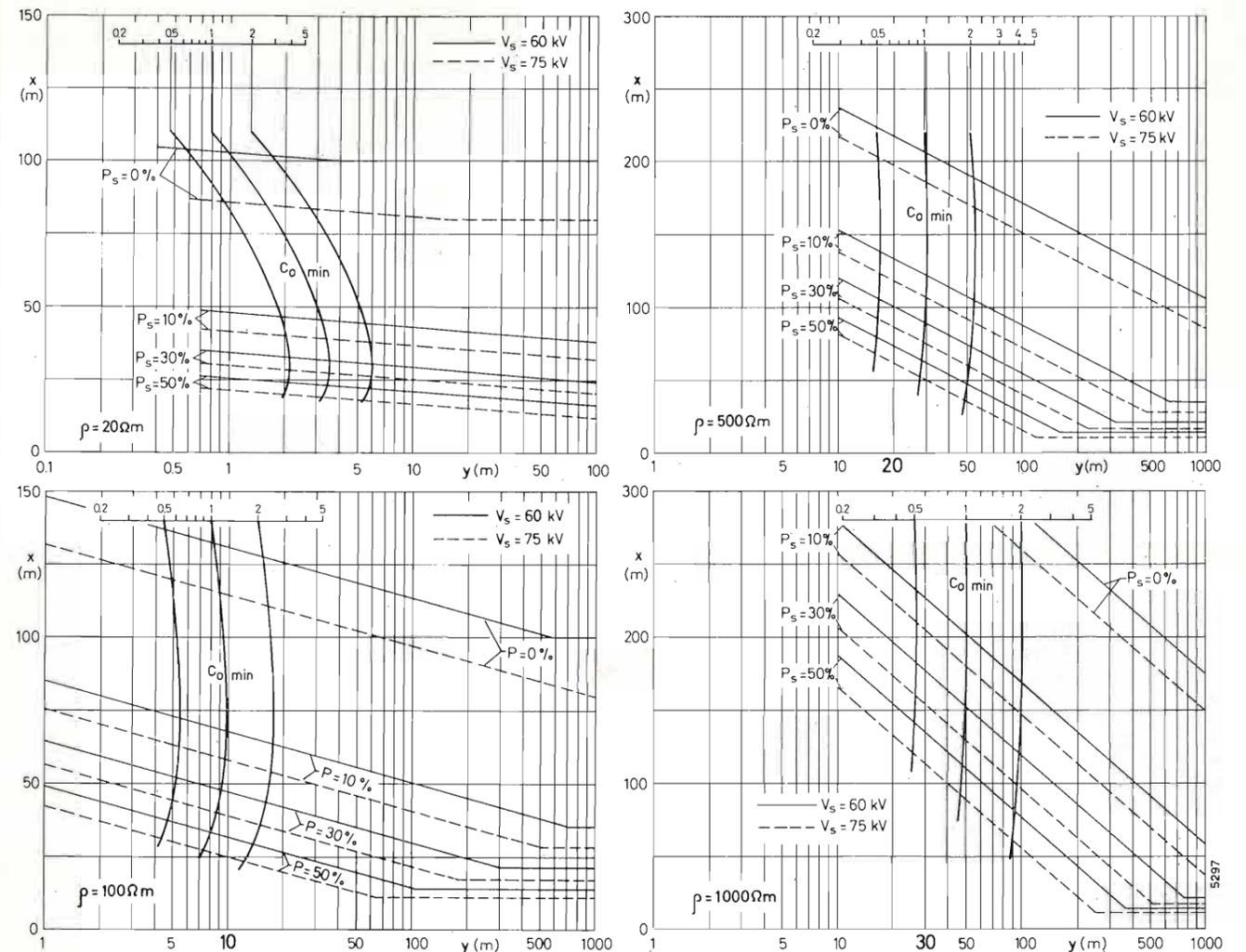


Fig. 15. — Stessi diagrammi di figura 14 per linea aerea a b.t. ( $Q = 30$  ohm·m).

#### 4. Collaudo dell'impianto.

Poiché le sovratensioni che si manifestano su un impianto trasmettente a causa di scariche atmosferiche possono essere dovute sia a fulminazione diretta del traliccio porta-antenne, sia a fulminazione diretta o indiretta del sistema di alimentazione, la verifica dell'efficacia dell'impianto di protezione va condotta mediante prove (bibl. 5) che simulino questi due casi, riproducendo con buona approssimazione le sollecitazioni cui sono sottoposte le apparecchiature dell'impianto. La fulminazione del traliccio viene simulata iniettando elevate correnti ad impulso nel traliccio stesso e rilevando le sovratensioni da esse provocate sulle varie parti dell'impianto. La fulminazione del sistema di alimentazione viene simulata applicando impulsi a bassa tensione nei punti voluti dell'impianto e rilevando l'entità delle tensioni trasferite in altri punti dell'impianto stesso.

Circa la validità delle prove e la possibilità di estrapolare i risultati per le effettive grandezze caratteristiche del fulmine, è da notare che con i valori di corrente e di tensione praticamente realizzabili in se-

de di prova, non è possibile tener conto di fenomeni non lineari quali effetto corona, saturazione dei trasformatori, dispersione al suolo della corrente, ecc.; i valori di sovratensione misurati sono quindi da ritenersi generalmente in eccesso, e i risultati ottenuti cautelativi. Naturalmente, l'impianto trasmettente si potrà considerare efficacemente protetto quando in nessun caso le sovratensioni misurate risultano pericolose per le apparecchiature.

Queste stesse prove con cui vengono collaudati gli impianti in via di attivazione, potranno essere impiegate per valutare la bontà dei sistemi di protezione degli impianti già in esercizio, non costruiti secondo i criteri sin qui esposti. Ciò permette l'individuazione delle principali caratteristiche delle sovratensioni di origine atmosferica che sollecitano l'impianto e dei punti in cui esse assumono valori pericolosi; di conseguenza si potrà stabilire in quali punti sia necessario apportare modifiche, e di quale entità, al sistema di protezione dell'impianto, che dovrà per quanto possibile essere conformato ai criteri sopra esposti.

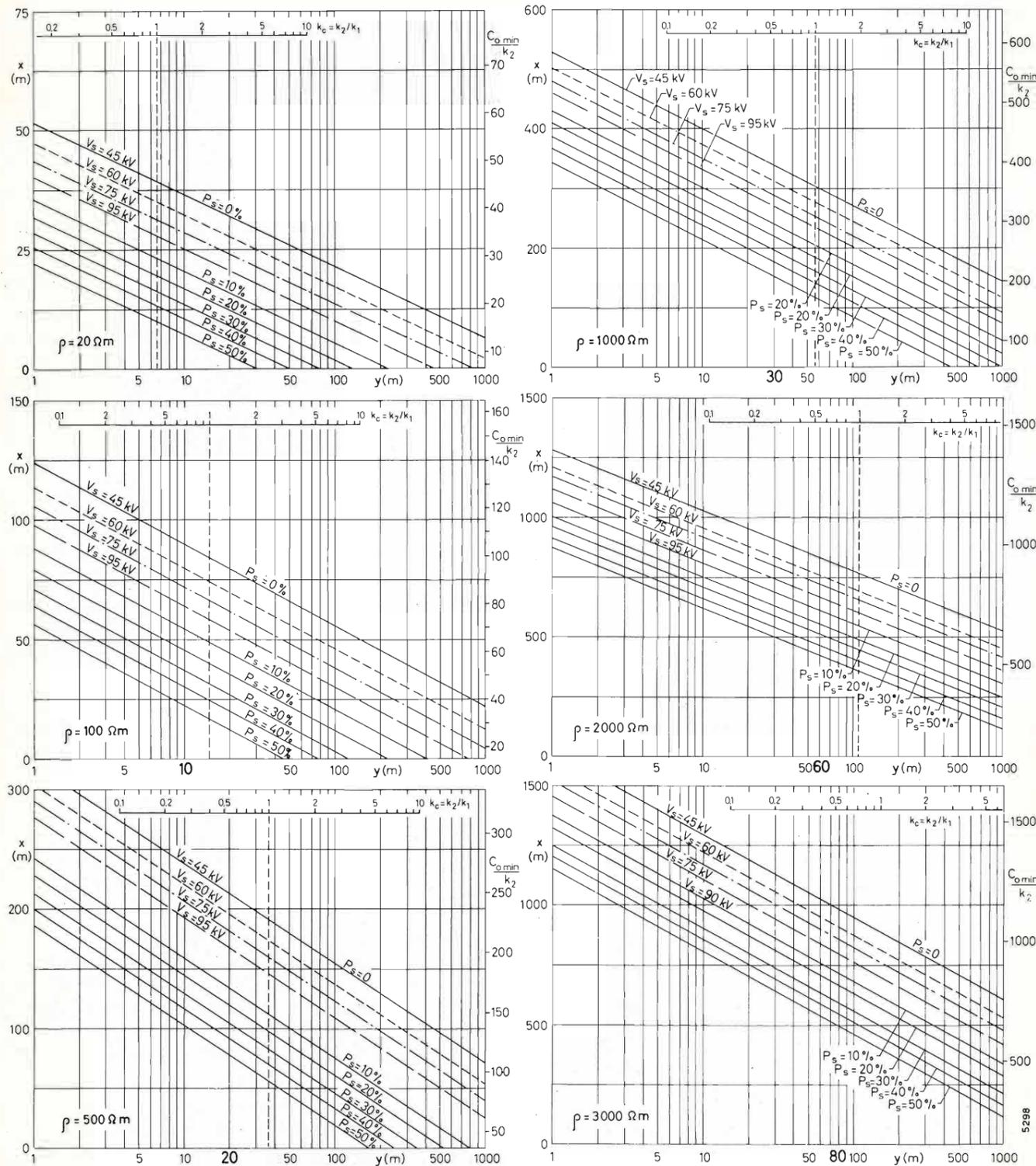


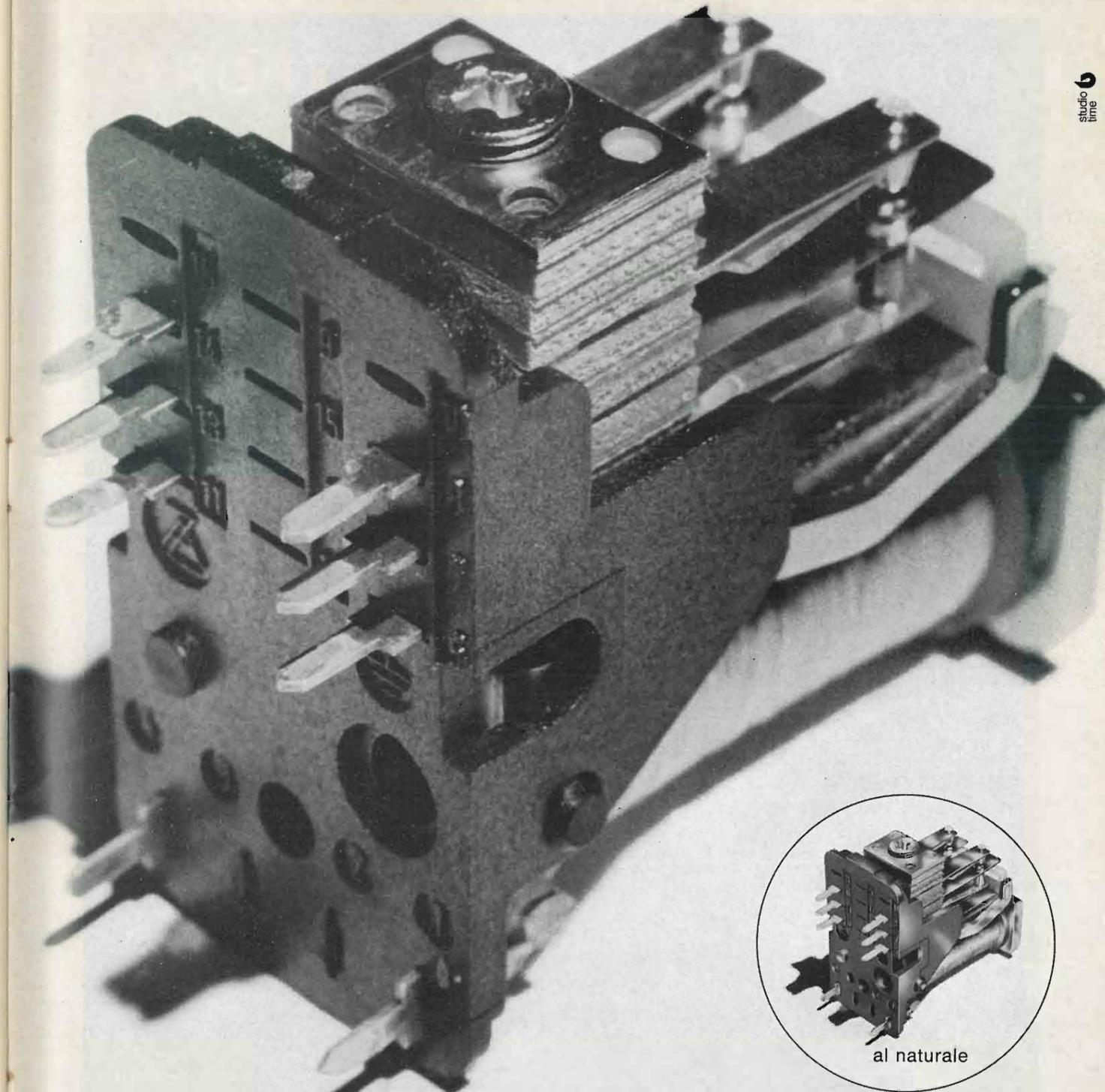
Fig. 16. — Stessi diagrammi di figura 14 per linea di alimentazione in cavo schermato ( $Q = 0$ ).

BIBLIOGRAFIA

1. - GIUDICE E., LO PIPARO G. B.: *Il fenomeno della fulminazione*. « Edizioni E.R.I. », 1972.
2. - GIUDICE E., LO PIPARO G. B.: *I fulmini e gli impianti di telecomunicazioni*. « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 2, 1972, pag. 59.
3. - GIUDICE E., LO PIPARO G. B.: *I fulmini e gli impianti*

di telecomunicazioni. « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 2, 1972, pag. 67.

4. - GARBAGNATI E., LO PIPARO G. B.: *Dispositivi per il rilievo dell'attività ceramica*. « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 4, 1970, pag. 122.
5. - GARBAGNATI E., LO PIPARO G. B.: *Protezione degli impianti di telecomunicazione contro le scariche atmosferiche*. « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 4, 1970, pag. 128.



## Un relè zettler è avanti per esempio, la serie AZ 420/429

La forma costruttiva e le dimensioni d'ingombro dei relè della serie AZ 420 - 429 ne hanno permesso in questi ultimi anni l'affermazione in quasi tutti i rami dell'elettrotecnica. Una forma che, nei suoi rapporti dimensionali, per le possibilità d'innesto, per la sezione dell'avvolgimento, per la possibilità di raccordo di due

avvolgimenti e per la ricca disponibilità di contatti, tien conto delle molteplici esigenze imposte dall'impiego dei relè nei moderni apparecchi sia a circuiti tradizionali che transistorizzati. Gli stessi principi hanno consigliato le versioni stagne, quelle con doppia pastiglia di contatto e quelle con contatto a bassa capacità.

## ZETTLER

apparecchi elettrici s.p.a.  
 via Benaco 1/3 - tel. 9845755/9845756  
 20098 S. Giuliano Milanese  
 Filiale di Roma: viale G. Cesare 51/A  
 tel. 389044 - 00192 Roma  
 Filiale di Bologna: via C. Jussi 9  
 tel. 461377 - 40068 S. Lazzaro di Savena  
 Filiale di Bari: via Orazio Flacco 23/C  
 tel. 254558 - 70124 Bari  
 Filiale di Torino: via Montecvecchio 3  
 tel. 533728 - 10128 Torino

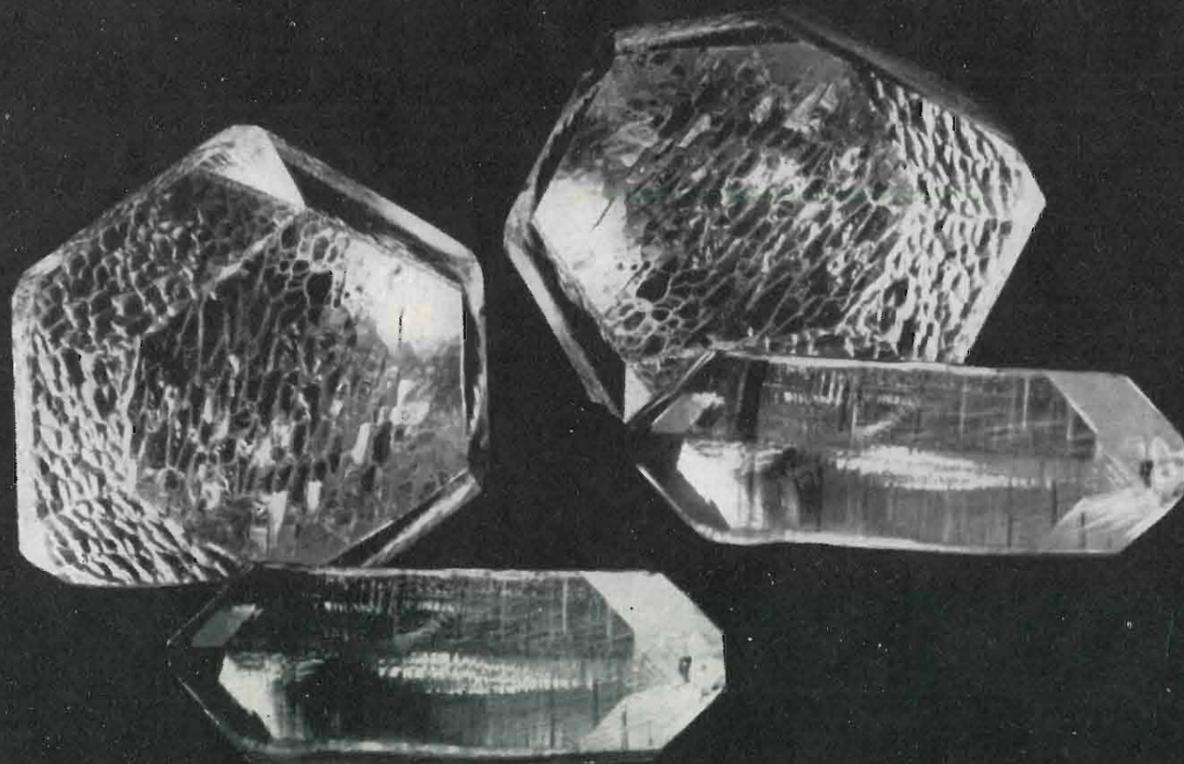
# V/O ALMAZJUVELIREXPORT

esportatore esclusivo dell'URSS

Vi OFFRE

## QUARZO SINTETICO

a costante piezoelettrica che varia da  
 $Q=1$  a  $Q=4 \cdot 10^6$ .



# V/O ALMAZJUVELIREXPORT

Prospekt Kalinina, 29 - Mosca G-19, URSS  
Telefono: 202.81.90 - Telex: 125

## NOTIZIARIO

**VIDEO REGISTRATORE** — Un nuovo video registratore (collocato nella parte inferiore del mobiletto che porta il normale televisore al quale viene accoppiato) è illustrato in figura. È prodotto dalla ditta giapponese Hitachi ed è adatto per televisione a colori: il modello EV 1000 A secondo il sistema NTSC, il modello EV 1000 E secondo il sistema PAL.

Le principali caratteristiche del secondo sono:

- frequenza di linea 15.625 Hz;
- frequenza di quadro 50 Hz;
- frequenza della sottoportante di colore 4,43 MHz;
- segnale a RF: UHF (1/G) canale 25 o 26 (Europa), uscita 30 mV su 75 ohm;
- segnale video 1 V picco-picco compresi i sincronismi su 75 ohm;
- segnale suono 0 dBm su 600 ohm, due canali;
- rapporto segnale disturbo: video 40 dB, suono 45 dB;
- risoluzione orizzontale circa 450 linee TV;
- risposta in frequenza del canale suono  $70 \div 12.000$  Hz;
- flutter 0,2%;
- velocità del nastro magnetico 5"/s;
- tempo di riavvolgimento 90 secondi;
- alimentazione 230 V, 50 Hz, 120 VA (80 W);
- larghezza 56 cm, altezza 19 cm, profondità 49 cm;
- peso 26 kg.

**CELLE SOLARI DI TELLURURO DI CADMIO** - I Laboratori di Elettronica e di Fisica applicata di Limeil Brévannes (Francia) che collaborano con i Laboratori di Ricerca Philips, hanno migliorato la tecnologia di fabbricazione delle celle solari di tellururo di cadmio. La riproducibilità di queste celle è notevole e il loro rendimento di conversione (rapporto fra l'energia elettrica erogata e l'energia luminosa ricevuta) è migliore di 4,5%.

Brevemente, il metodo di produzione e la struttura di queste celle sono esposti qui di seguito.

In un reattore al quarzo mantenuto alla temperatura di 500° C e sottovuoto si produce una reazione fra tellururo, cadmio e un appropriato drogante, che dà luogo alla deposizione di uno strato N di tellururo di cadmio (3 in fig.) spesso da 10 a 15  $\mu\text{m}$  su uno strato di solfuro di cadmio (4, spessore 1  $\mu\text{m}$ ) sotto al quale vi è uno strato di molibdeno (5) spesso da 15 a 20  $\mu\text{m}$ .

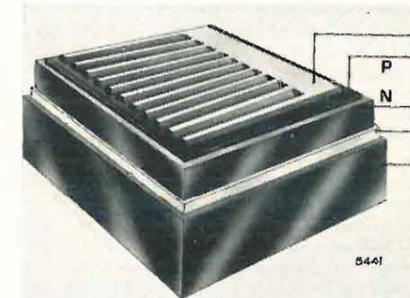
Lo strato P viene ottenuto mediante deposizione sottovuoto di un film sot-

tile ( $0,02 \div 0,03 \mu\text{m}$ ) di tellururo di rame (2). La corrente viene raccolta mediante una griglia di oro (1) depositata sottovuoto.

Con un irraggiamento di 100 mW/cm<sup>2</sup> si ottengono normalmente le seguenti caratteristiche:

- tensione a circuito aperto: 580 mV;
- corrente di corto circuito: 14 mA/cm<sup>2</sup>;
- rendimento medio: da 4,5% a 5,5%.

Le prove di vita hanno messo in evidenza la bontà della prestazione: solo il 10% di deterioramento dopo 2.000 ore di magazzino a 80° C sottovuoto. (1478)



### IL CALCOLATORE FA DA ANCORA -

Per mantenere una nave appoggio nella posizione esattamente corrispondente al punto del fondale in cui è in corso una trivellazione nelle campagne di ricerca petrolifera sottomarina il Marine System Center della Honeywell a Seattle (Washington, USA) ha realizzato un sistema di controllo e ancoraggio « dinamico » enormemente più sicuro ed efficiente dell'ancoraggio tradizionale. Il sistema è basato su un calcolatore Honeywell 316 al quale arrivano i segnali prodotti da un segnalatore acustico calato nel punto di perforazione

insieme con la trivella. Interpretando tali segnali il calcolatore calcola la posizione della nave rispetto al punto di perforazione e, se è necessario, mette in funzione dei propulsori ausiliari ad elica montati sullo scafo che imprimono alla nave le spinte di correzione occorrenti per mantenerla « dinamicamente » nella posizione voluta.

Nella foto: la consolle del sistema (che permetterà di lavorare con sicurezza a perforazioni sottomarine di profondità fino a 7/8000 metri) con gli schermi che mostrano la posizione della nave rispetto al punto di perforazione. (1479)



**PERFORATICE PER TRAFILE DI DIAMANTE A LASER** - L'apparecchiatura riprodotta in figura è in grado di perforare trafilate di diamante aventi un diametro compreso fra 0,025 e 1,5 mm. Essa è prodotta dalla Raytheon e denominata SS-347.

Il laser è del tipo al granato di ittrio alluminio (YAG) drogato neodimio ed eccitato mediante impulsi prodotti da una lampada allo xenon.

L'apparecchiatura comprende inoltre l'alimentazione, il sistema di raffreddamento ad acqua in circuito chiuso, un dispositivo di fissaggio, manovra e centratura micrometrica del diamante da forare, un sistema televisivo a circuito chiuso per esaminare e controllare il processo di lavorazione, oltre al banco con tutti i sistemi di sicurezza. La zona di lavorazione è completamente schermata onde prevenire esposizioni accidentali all'energia del laser e alle tensioni elevate.

Il numero degli impulsi prodotti dalla lampada eccitatrice del laser è continuamente variabile fra 1 e 20 al secondo o può essere predisposto su un solo impulso o su 1, 5, 10 e 20 impulsi al secondo, della durata di 0,5 millisecondi ciascuno. L'alimentazione è a 210 ÷ 240 volt, 50 ÷ 60 Hz. (1482)



**FOTOGRAFIA AUTOMATICA ANCHE AL CHIARO DI LUNA** - Un nuovo circuito sperimentale per macchina fotografica, molto sensibile è costituito da un circuito integrato e da un fotodiode al silicio. La combinazione, di funzionamento estremamente affidabile, è insensibile alle variazioni di temperatura ambiente e rende possibile la regolazione automatica dei tempi di esposizione delle macchine fotografiche anche con bassissimi livelli di illuminazione (al di sotto di 0,01 lux).

Il circuito realizzato da C. Mulder, L. Willemsen e A. ter Riet dei Laboratori Philips di Eindhoven, funziona sul principio della misura di corrente di cortocircuito di un fotodiode al silicio anziché della sua tensione a circuito aperto. Con questa soluzione si è visto che è possibile ottenere una sensibilità molto più grande e una notevole stabilità termica.

Il principio di funzionamento può essere spiegato come segue: per garantire una sufficiente sensibilità alla luce il fotodiode dovrebbe avere un'area di parecchi millimetri quadrati. Nei diodi al silicio, con un'area così ampia, la corrente di perdita del diode limita la tensione a circuito aperto ottenuta con un livello di illuminazione relativamente basso. Inoltre, il valore della corrente di perdita (e quindi della tensione a circuito aperto) dipende fortemente dalla temperatura ambiente. Nei primi circuiti questa dipendenza veniva tenuta sotto controllo montando il fotodiode e il circuito di misura sullo stesso substrato.

Secondo il nuovo metodo, come segnale di entrata del circuito di misura viene usata la corrente di cortocircuito del fotodiode. La limitazione di sensibilità causata dalla corrente di perdita non è più un problema in quanto la differenza di tensione ai capi del diode è assolutamente trascurabile anche in condizione di illuminazione. Per di più la corrente di corto circuito è praticamente indipendente dalla temperatura ambiente. Non è quindi necessario porre il diode sul medesimo substrato del circuito di misura, per cui ciascuna di queste parti può essere montata nei punti più adatti della macchina fotografica.

Lo schema a blocchi del circuito è riportato in figura. Il fotodiode (1) eroga la corrente fotoelettrica  $I_f$ , funzione dell'illuminamento, al convertitore (2) che mantiene la tensione ai capi del fotodiode indipendente da  $I_f$  ad un valore praticamente nullo, fornendo una corrente  $I$  proporzionale a  $I_f$ . Il convertitore (2) è in serie con l'amplificatore a corrente continua (3) regolabile a salti per multipli di 2 fino a  $2^{13}$  (4), in modo da fissare un valore corrispondente all'apertura prescelta e alla sensibilità della pellicola fotografica.

La regolazione automatica dei tempi di esposizione viene così ottenuta: all'apertura dell'otturatore la corrente amplificata comincia a caricare il condensatore  $C$ . Quando tale carica raggiunge il valore di riferimento un circuito trigger (5), attraverso il suo circuito di uscita (6), eccita la bobina dell'otturatore che così si richiude (7) è il controllo dell'otturatore che scarica anche il condensatore  $C$ . (8) rappresenta la possibilità di aggiungere un elemento di memoria. (9) rappresenta la possibilità di aggiungere un esposimetro inseribile mediante (11). (10) rappresenta la possibilità di regolazione esterna dei tempi di esposizione.

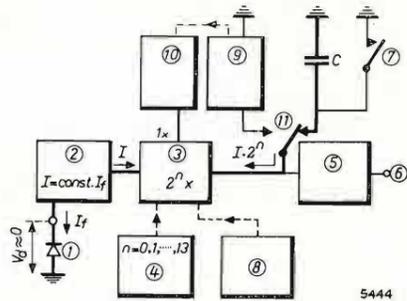
Con un fotodiode avente un'area di 3 mm<sup>2</sup>, è stato possibile usare un livello minimo di illuminazione di 0,01 lux, cioè 25 volte inferiore al livello notturno di illuminazione con luna piena e cielo sereno! Le conseguenze dovute alle fluttuazioni di temperatura e di tensione d'alimentazione in condizioni di normale impiego sono trascurabili.

La tensione di alimentazione del dispositivo completo può essere da 4 a 6 volt con un assorbimento di circa 10 mA.

L'applicazione più importante del circuito descritto è la regolazione automatica dei tempi di esposizione degli apparecchi fotografici. Se si vuole usare questo circuito anche nelle più sofisticate macchine fotografiche reflex, il

diode deve essere illuminato attraverso lo specchio mobile onde misurare il corretto valore dell'intensità luminosa. Il fotodiode perciò non può essere illuminato durante l'esposizione. Si può risolvere il problema collegando un circuito di memoria all'amplificatore corrente continua. L'informazione riguardante il livello di illuminazione ottenuto durante la messa a fuoco dell'immagine viene qui temporaneamente immagazzinata e viene inviata all'amplificatore durante l'esposizione.

Un circuito supplementare consente anche di utilizzare la soluzione circuitale precedente per prescegliere determinati tempi di posa. In questo caso il circuito funziona come un esposimetro. (1481)



**LUCE AL BUIO CON «CROFON»** - Grazie alla guida di luce «Crofon» della Du Pont i guidatori delle nuove Citroën modelli «D» 1972 (ad eccezione del modello D Spécial) non si troveranno in difficoltà per trovare al buio la sede della chiavetta di accensione. Una lampada a basso consumo situata all'interno del cruscotto portastrumenti si accende quando si accendono le luci di posizione e genera luce che viene guidata mediante un tubicino di fibre ottiche esattamente sopra la sede della chiave di accensione.

Le guide di luce «Crofon» sono composte di numerose fibre di plastica fasciate insieme casualmente entro una camicia di polietilene. Il polietilene protegge efficacemente le fibre ottiche dall'attacco chimico del carburante, olio lubrificante, liquido dei freni e solventi per vernici. Il «Crofon» resiste a temperature continue di esercizio di 80° C.

Ogni fibra consiste in un nucleo di metacrilato di polimetile rivestito con un polimero trasparente a più basso indice di rifrazione. La differenza tra i due indici di rifrazione consente alla luce di propagarsi lungo il nucleo trasparente in seguito alle numerose successive riflessioni interne.

Le guide di luce sono economiche e semplificano il montaggio, poiché una sola lampada situata in posizione facilmente accessibile consente di illuminare molti punti situati in posizioni differenti. Un minor numero di lampade a bordo riduce inoltre il consumo di corrente assorbita dal generatore.

La facilità di montaggio delle guide di luce è messa in evidenza dall'impiego delle spinette ad innesto con cui esse vengono fissate. (1483)

**CINESCOPIO A COLORI: 67 CM, 110°, COLLO SOTTILE** - Il nuovo cinescopio a colori prodotto dalla G.T.E. Sylvania è illustrato in figura, assieme al relativo gioco di deviazione. Quest'ultimo, rispetto ad un gioco adatto per cinescopi a collo largo, consente notevoli vantaggi e prestazioni migliori. In primo luogo la correzione di convergenza generalmente necessaria per la compensazione degli errori negli angoli dell'immagine non è più richiesta e i problemi di correzione dinamica laterale del blu sono virtualmente eliminati. Inoltre l'insieme cinescopio-gioco produce una migliore convergenza dei fasci e migliora il punto d'impatto assicurando praticamente una definizione equivalente a quella ottenuta con i cinescopi a colori aventi angolo di deviazione di 90°.

Il gioco Sylvania/Vidéon è del tipo toroidale anziché a sella e ciò consente una maggiore riproducibilità delle prestazioni. Ciò significa che non è più necessaria una selezione di adattamento del gioco al singolo cinescopio. Inoltre il gioco toroidale, essendo a bassa impedenza, può essere connesso direttamente ai circuiti di deflessione comandati a tiristori eliminando così il trasformatore di adattamento richiesto dai giochi a sella, d'impedenza più elevata. (1491)



**MOLTIPLICATORE DI FREQUENZA**

Il moltiplicatore di frequenza dei «Zeta Laboratories Inc.» (California-USA) modello 5001-00 consente di ottenere una potenza continua di 30 mW nella banda 2095 ÷ 2195 MHz con un segnale di entrata di soli 0 dBm avente frequenze comprese fra 74,8 e 78,4 MHz cioè con una moltiplicazione per 28. Il dispositivo non richiede accordo mentre i segnali spuri hanno un livello di almeno 60 dB al di sotto del segnale di uscita utile. L'alimentazione richiesta è di + 28 V e 160 mA. Il volume dell'apparecchio è di 23 pollici cubici. (1489)



**TRAFFICO GUIDATO SULLE STRADE ITALIANE**

Ogni anno in tutto il mondo muoiono in incidenti stradali 200.000 persone circa, di cui oltre 10.000 solo in Italia. Alla fine del 1972 la rete autostradale italiana raggiungerà i 5.000 chilometri. Ma non è sufficiente potenziare una rete autostradale, bisogna dotarla delle più moderne infrastrutture che rispondano alle esigenze della sicurezza.

Proprio per questo la Solari & C. di Udine del Gruppo Pirelli, ha messo a punto un nuovo tipo di «indicatore a messaggio variabile» che, comandato a distanza e collegato ad un calcolatore per l'elaborazione delle informazioni, segnalerà istantaneamente agli automobilisti tutte le condizioni del tempo, delle strade e del traffico (nebbia, incidenti, ingorghi, neve, ghiaccio, blocchi, deviazioni, ecc.). Il «magazzino» dei messaggi comprende 30 possibili combinazioni, che vanno dalla semplice riproduzione del simbolo della segnaletica stradale al vero e proprio «comando» di comportamento a seconda delle circostanze. (1493)

**NUOVO SISTEMA CONTABILE A PROGRAMMA REGISTRATO SU NASTRO MAGNETICO INTERCAMBIABILE**

Auditronic 730 è il nuovo sistema contabile elettronico presentato dalla Olivetti, a tre operazioni, ad alta velocità d'accesso ed esecuzione con memoria protetta a nuclei magnetici.

Auditronic 730, che nella forma esterna deriva dal minicomputer Auditronic 770, presentato due anni fa, sfrutta del modello superiore soluzioni di meccanica veloce ed una logica elettronica evoluta. Particolare interessante per macchine di questa classe, la logica dell'Auditronic 730 le consente di colloquiare con l'operatore guidandolo e controllando rapidamente tutte le scelte operative.

Il programma, capace di 1280 istruzioni, consente soluzioni integrate nel senso che i dati introdotti o elaborati possono essere conservati in memoria e riutilizzati per differenti tipi di elaborazioni. Ogni dato introdotto è assoggettato dal programma a due tipi di controllo: quantitativo (di lunghezza) e qualitativo (codici chiave).

Altro particolare interessante per macchine di questa classe è la possibilità di governare in maniera indipendente (con rigidi controlli di programma) cinque moduli differenti, di cui due pre-

disponibili in continuo, con possibilità di salto veloce, il che, unito alla capacità della memoria a nuclei, consente di utilizzare gli stessi dati contemporaneamente per più lavori (es. fatturazione con simultaneo aggiornamento contabilità clienti e situazioni fiscali, ecc.).

Auditronic 730 ha un costo basso, paragonabile a quello di una macchina contabile tradizionale, ha una notevole facilità d'uso, sia perché la tastiera e i comandi sono semplici, sia perché tutti gli interventi sono controllati da programma che segnala ogni errore all'operatore; la facilità di sostituire le differenti cartucce-programma lo rende particolarmente versatile per vari tipi di lavori nell'ambito dell'azienda.

Olivetti presenta Auditronic 730 per le piccole e medie aziende, ma anche per le grandi che debbono decentrare certi tipi di elaborazioni per non gravare sugli strumenti centrali più potenti e più costosi.

Auditronic 730 con perforatore incorporato può anche offrire una uscita su nastro perforato a 8 canali (ISO n. 5) controllati da programma, il che consente il collegamento a sistemi centrali più complessi o l'integrazione in sistemi informativi generali, oppure l'utilizzazione di centri di servizio. (1492)

**SCARTI DEI SEGNALI DI TEMPO DELL'ISTITUTO ELETTROTECNICO NAZIONALE (IEN)**

(V. n. 4, 1972, p. 158)

MAGGIO 1972			GIUGNO 1972		
a	b	c	a	b	c
3		+457	7		+580
10		+482	14		+600
17	-0,1	+507	21	-0,3	+624
24		+531	28		+640
31		+555			

a) Giorni del mese; b) Scarto di tempo TUC (IEN) - TUC (BIH) in ms (media mensile); c) Scarto di tempo TUC (IEN) - TUC (RGO) in ms.

(1508)

# LIBRI E PUBBLICAZIONI

PIZZIOLA A.: **Elettronica industriale e servomeccanismi.** «Ed. ISEAT», Torino, 1972.

Un volume di 550 pagine, formato cm 21,5 x cm 30, con 686 figure.

Prezzo lire italiane 5.500

Anche questo volume, come quello dello stesso autore (che insegna all'Istituto Salesiano E. Agnelli di Torino) dedicato ai Circuiti logici (v. recensione su questa rivista n. 6, 1971 a pag. 227) è un testo a fini prevalentemente scolastici. Tuttavia per la varietà degli argomenti trattati e per la ricchezza di figure disegnate con cura, esso sarà accolto favorevolmente anche fra i tecnici dell'industria che troveranno in questo libro una ntile fonte di consultazione.

Come spiega l'autore nella prefazione, questo volume, pubblicato per ultimo, deve in realtà essere considerato il primo dei tre già pubblicati giacché esso pone le basi dell'elettronica industriale e dei servomeccanismi; il secondo *Il disegnatore elettronico* ne presenta le applicazioni con i relativi calcoli ed il terzo: *Le misure di elettronica industriale* ne propone i sistemi di collaudo e le esercitazioni didattiche.

Il volume è diviso in tre parti: nella prima sono considerati gli schemi a blocchi, le funzioni di trasferimento, le reti correttive, i criteri di stabilità. Nella seconda si studiano i vari componenti dei servomeccanismi. Nella terza si trattano i principali circuiti di elettronica industriale.

Il volume, pur presentandosi sotto la forma di dispense, è molto dignitoso per l'accuratezza con cui i caratteri, battuti a macchina da scrivere, ed i disegni sono stati eseguiti.

Riportiamo i titoli dei capitoli e il numero delle pagine dedicato a ciascuno di essi (non c'è una numerazione progressiva).

Parte I - *Teoria dei servomeccanismi:*

- 1 - Generalità sui servomeccanismi (5 p.);
- 2 - Schemi a blocchi (11 p.);
- 3 - Funzioni di trasferimento (18 p.);
- 4 - Diagrammi di Bode e Nyquist (25 p.);
- 5 - Criteri di stabilità (18 p.);
- 6 - Classificazione dei servomeccanismi (25 p.);
- 7 - Reti correttive e compensazioni (13 p.).

Parte II - *Componenti per servomeccanismi:*

- 8 - Trasduttori di posizione (31 p.);
- 9 - Trasduttori di velocità (8 p.);
- 10 - Trasduttori estensimetrici (21 p.);
- 11 - Trasduttori di temperatura (9 p.);
- 12 - Trasduttori fotoelettrici (18 p.);
- 13 - Trasduttori derivati (18 p.);
- 14 - Amplificatori di errore e controller (28 p.);
- 15 - Amplificatori di potenza (14 p.);
- 16 - Attuatori (26 p.);
- 17 - Esempi di servomeccanismi (18 p.).

Parte III - *Circuiti e componenti per l'elettronica industriale:*

- 18 - Raddrizzatori di potenza (12 p.);
- 19 - SCR e raddrizzamento controllato (52 p.);
- 20 - Controllo elettronico dei motori a c.c. (44 p.);
- 21 - Temporizzatori elettronici (12 p.);
- 22 - Controllo

elettronico della temperatura (10 p.);

23 - Controllo elettronico per saldatrici a resistenza (17 p.);

24 - Riscaldamento in A.F. (12 p.);

25 - Ultrasuoni (6 p.);

26 - Circuiti logici (20 p.);

21 - I micrologici (18 p.).

Seguono: App. A - Trasformate di Laplace (13 p.); App. B - Servomeccanismi in alternata (4 p.). Bibliografia, Indice. (1500)

BARBAGIOVANNI G.V.: **Lezioni di radio-elettronica.** Vol. I, «Levrotto & Bella», Torino, 1972.

Un volume di xvi + 768 pagine, formato cm 17,5 x cm 24,5, con 626 figure.

Prezzo lire italiane 9.000

Il libro, piuttosto voluminoso, sarà seguito fra breve da un secondo volume con lo stesso titolo. Esso raccoglie un vasto numero di nozioni e di argomenti divisi in due parti comprendenti un totale di 30 capitoli.

La prima parte sviluppa la teoria generale dei circuiti; la seconda parte è dedicata ai tubi elettronici ed ai semiconduttori, e considera sia il loro funzionamento intrinseco, sia i relativi circuiti d'impiego soprattutto gli amplificatori. La trattazione è moderna e sufficientemente chiara e sviluppata.

Il volume stampato in litografia, si presenta in forma chiara e accurata. Il contenuto si può desumere dall'elenco dei titoli dei capitoli che riportiamo. È indicata anche la pagina d'inizio che consente di ricavare lo sviluppo dei singoli capitoli.

Parte I - *Generalità:*

- Cap. 1°: I componenti passivi R, L, C (p. 3);
- Cap. 2°: I bipoli. Calcolo delle reti bipolari (p. 21);
- Cap. 3°: La funzione di trasferimento e la rappresentazione di Bode (p. 29);
- Cap. 4°: I circuiti RC ed RL in regime sinusoidale (p. 41);
- Cap. 5°: I bipoli risonanti; oscillazioni forzate e libere (p. 51);
- Cap. 6°: I quadripoli (p. 114);
- Cap. 7°: Adattamento di impedenza (p. 128);
- Cap. 8°: Richiami sulle variabili complesse. La teoria dei poli e degli zeri (p. 135);
- Cap. 9°: Elementi di forme d'onda (p. 147).

Parte II - *I tubi elettronici e i semi conduttori:*

- Cap. 10°: Brevi cenni sulla teoria elettronica della materia (p. 165);
- Cap. 11°: Emissione termoionica. Diodi a vuoto (p. 175);
- Cap. 12°: Il triodo (p. 195);
- Cap. 13°: I tubi multigriglia (p. 230);
- Cap. 14°: I semiconduttori (p. 243);
- Cap. 15°: Diodi al germanio e al silicio. Diodi Zener. Varicap (p. 259);
- Cap. 16°: Transistor al germanio e al silicio. Parametri. Le reti stabilizzatrici (p. 265);
- Cap. 17°: Cenni di ottica elettronica. I tubi a raggi catodici (p. 330);
- Cap. 18°: I tubi a gas (p. 351);
- Cap. 19°: Alcuni tipi di semiconduttori speciali: i diodi controllati, i tetrodi, i FET, i MOSFET (p. 365);
- Cap. 20°: Sistemi fotoelettronici (p. 393);
- Cap. 21°: Gli amplificatori (p. 406);
- Cap. 22°: Amplificatori di tensione: amplificatori a larga banda (p. 424);
- Cap. 23°: Amplificatori

di tensione: amplificatori selettivi (p. 499);

Cap. 24°: Amplificatori di potenza (p. 529);

Cap. 25°: La densità spettrale del rumore. La figura di rumore negli stadi in cascata (p. 603);

Cap. 26°: La reazione (p. 610);

Cap. 27°: Gli oscillatori sinusoidali (p. 680);

Cap. 28°: Gli amplificatori operazionali (p. 704);

Cap. 29°: Gli amplificatori differenziali. Gli amplificatori in continua. I chopper (p. 712);

Cap. 30°: Gli alimentatori (p. 722). In appendice: Lo sviluppo in serie di Fourier (p. 761). (1499)

WELLMAN W. R.: **Elementary electricity** «Van Nostrand Reinhold Co.», New York, 1970.

Un volume di xii + 484 pagine, formato cm 16 x cm 23,5, con 418 figure. Rilegato.

È un buon libro a livello elementare (ad esempio per risolvere semplici problemi vettoriali viene preliminarmente verificato in modo pratico il teorema di Pitagora) che introduce agevolmente e in forma chiara le prime conoscenze sull'elettricità e sull'elettrotecnica. La stampa e le figure sono accurate. Ecco i titoli dei venti capitoli in cui è diviso il volume.

- Cap. 1°: Primi principi di elettricità (p. 1);
- Cap. 2°: Pile elettriche (p. 15);
- Cap. 3°: Circuiti a corrente continua (p. 38);
- Cap. 4°: Simboli elettrici (p. 66);
- Cap. 5°: Potenza elettrica (p. 79);
- Cap. 6°: Magnetismo ed elettromagnetismo (p. 89);
- Cap. 7°: Correnti alternate (p. 106);
- Cap. 8°: Strumenti elettrici e misure (p. 129);
- Cap. 9°: Induttanza (p. 176);
- Cap. 10°: Capacità (p. 199);
- Cap. 11°: Induttanza, capacità e resistenza in circuito a c.a. (p. 220);
- Cap. 12°: Generatori (p. 249);
- Cap. 13°: Motori a corrente continua (p. 278);
- Cap. 14°: Motori a corrente alternata (p. 301);
- Cap. 15°: Illuminazione (p. 318);
- Cap. 16°: Comunicazioni (p. 354);
- Cap. 17°: Elettronica (p. 373);
- Cap. 18°: Elettrochimica (p. 418);
- Cap. 19°: L'oscilloscopio a raggi catodici (p. 434);
- Cap. 20°: Dispositivi a semiconduttori (p. 455). Indice alfabetico (p. 477). (1502)

**Residual gases in electron tubes.** «Academic Press», Londra, 1972 (pubblicato a cura di T. A. Giorgi e P. della Porta, Milano).

Un volume di xiv + 400 pagine, formato cm 16 x cm 23,5 con 208 figure. Rilegato.

Prezzo lire sterline 5,75

Sono raccolte le memorie presentate al IV Simposio Internazionale sui «Gas residui nei tubi elettronici» tenutosi a Firenze dal 14 al 18 aprile 1971 sotto il patronato del CNR dell'AEI e dell'International Union for Vacuum Science, Technique and Applications. Le memorie presentate da numerosi specialisti sono in totale 35, suddivise nei seguenti gruppi: 1°: Tubi elettronici a vuoto; 2°: Lampade per illuminazione; 3°: Vuoto e problemi relativi; 4°: Tubi di potenza e speciali; 5°: Foto-tubi. (1501)

Grande linearità. 150 kW di picco a 500 MHz. Durata dell'impulso fino a 4000 microsecondi. Queste sono le caratteristiche che Vi offriamo nei nostri triodi TH 591 e TH 296: esse Vi consentono di realizzare radar a larga banda, a compressione di impulsi, di grande potenza, per la rivelazione e l'inseguimento di satelliti o di altri oggetti in volo. Con tali triodi Vi è possibile costruire, in modo economico, radar UHF a larga banda - 12 % - per applicazioni sia civili che militari. Questi tubi sono robusti quanto potenti: realizzati in ceramica-metallo Vi assicurano la massima durata di vita nelle più gravose condizioni di funzionamento.



THOMSON-CSF

THOMSON-CSF TUBI ELETTRONICI SRL  
VALE DEGLI AMMIRAGLI 71  
ROMA - TEL. 63 80.143

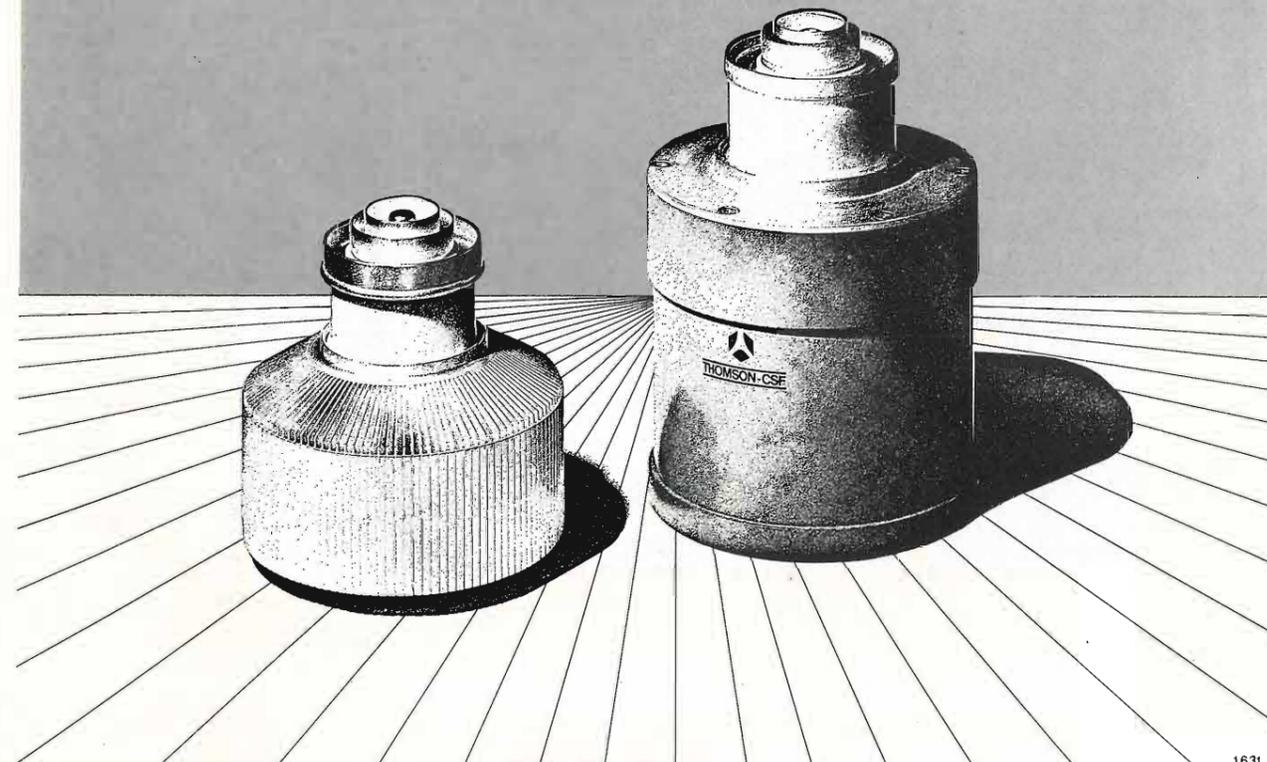
Particolari tecniche costruttive ed un severo controllo di qualità conferiscono loro una grande affidabilità, riducendo al minimo il bisogno di manutenzioni.

Tutti questi triodi fanno parte di una più grande linea di tubi UHF a impulsi, per frequenze fino a 3000 MHz.

CARATTERISTICHE TIPICHE DI FUNZIONAMENTO					
Tipo	Potenza di picco kW	Larghezza dell'impulso, Max. / μsec	Fattore di utilizzazione, Max.	Tensione anodica kV	Frequenza Max. MHz
TH 591	150	4000	150	15	500
TH 296	150	400	50	15	500

Francia - THOMSON-CSF - Groupement Tubes Electroniques  
8, rue Chasseloup-Laubat / 75015 PARIS / Tél. 566.70.04  
Giappone - THOMSON-CSF JAPAN K.K. / Kyosho Building / 1-9-3  
Hirakawa-cho / Chiyoda-ku / TOKYO T-102 / Tel. (03) 264-6341  
Gran Bretagna - THOMSON-CSF Electronic Tubes Ltd / Bliton House, Uxbridge Road, Ealing / LONDON W5 2TT / Tel. 01-579 1857  
Repubblica Federale di Germania - THOMSON-CSF Elektronenröhren GmbH  
Am Leonhardsbrunn 10 / 6 FRANKFURT/Main / Tel. 70 20 99  
Stati Uniti - THOMSON-CSF Electron Tubes, Inc. / 50 Rockefeller plaza  
NEW YORK, N.Y. 10020 / (212) 489-0400  
Svezia - THOMSON-CSF Elektronrör AB / Box 27080  
S 10 251 STOCKHOLM 27 / Tel. 08/22 58 15

Vi interessate ai radar UHF?  
Esamine questi triodi UHF  
a grande potenza di picco, larga banda





# analizzatore professionale 432

Il METRIX 432 si distingue per un insieme di realizzazioni tecniche che ne fanno uno strumento particolarmente adatto alle esigenze per uso professionale:

- Misure precise fino a 20.000 Hz.
- Non è sensibile a campi di alta frequenza.
- Ha un debole coefficiente di temperatura.
- Dispositivo di sicurezza con interruzione del relé, finché lo strumento rimane sovralimentato.
- Manutenzione molto semplificata, la maggior parte dei pezzi possono essere cambiati senza dover ritarare lo strumento.

- tutti gli accessori su richiesta
- custodia in cuoio o guaina in gomma

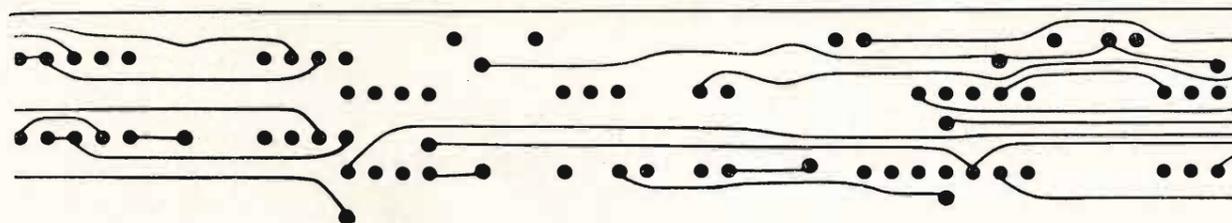
Per ulteriori dettagli richiedete il catalogo generale o telefonate a:

ITT Metrix divisione della ITT Standard  
Cologno Monzese (Milano)  
Corso Europa, 51  
Tel. 91.27.491 (5 linee) - 91.27.184 (5 linee)

Ufficio commerciale  
Via Flaminia Nuova, 213  
00191 Roma  
Tel. 32.36.71

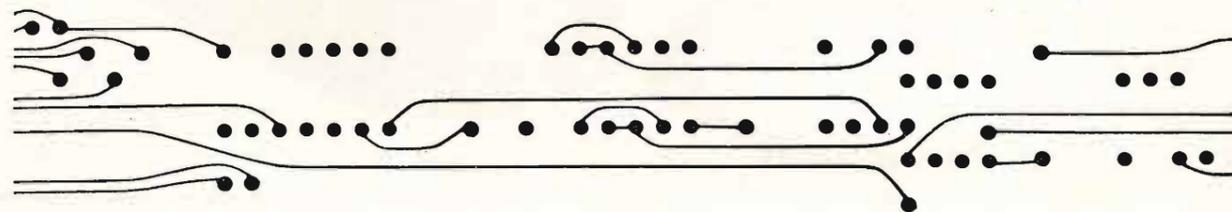
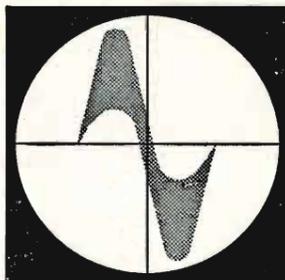


I-72/CONT



# electronica 72

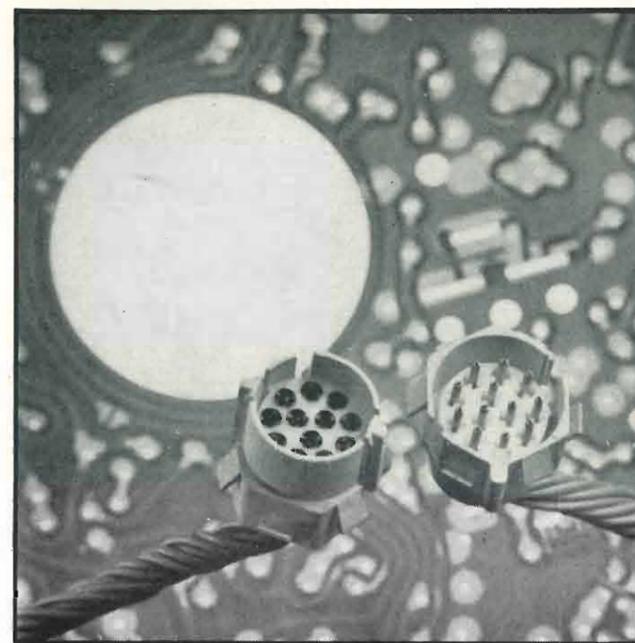
5° Salone Internazionale per la  
Produzione nell'Industria Elettronica  
23 - 29 novembre  
Monaco di Baviera 1972



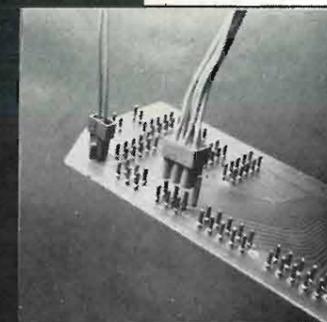
**Informazioni:**

CAMERA DI COMMERCIO ITALO-GERMANICA - Milano - Via N. Torriani, 29 - Tel. 652-651 - Telex 32202  
Roma, Via Rubicone, 27 - Telef. 855.408

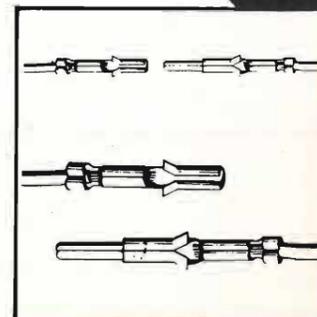
# CONNESSIONE: ECONOMICITÀ!



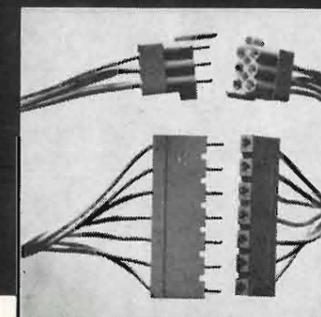
Connettore circolare



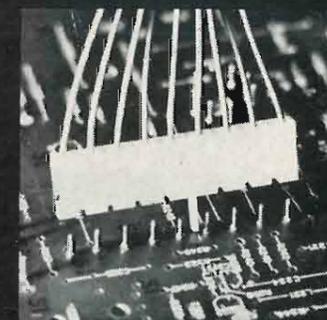
Connettori a due file



Contatti



Connettori rettangolari



Connettori a una fila

## COMBO-LINE, UN'ALTRA RIVOLUZIONE AMP

Come connettere un reggimento di cavi senza mandare i costi alle stelle? (E senza commettere errori?). Risposta: adottando i connettori Combo-Line. Può sembrare una risposta interessata: infatti siamo noi che li costruiamo. Ma è anche una risposta interessante. Infatti li abbiamo progettati tenendo ben sotto mira le vostre esigenze di economia. Ma senza rinunciare affatto alle nostre esigenze di qualità. E così, il risultato è che i Combo-Line sono connettori che non danno pensieri né di praticità, né di funzionalità, né di spesa. Un grosso risultato, dunque, che sottolinea un'autentica rivoluzione.

**AMP**  
AMP Italia S.p.A.

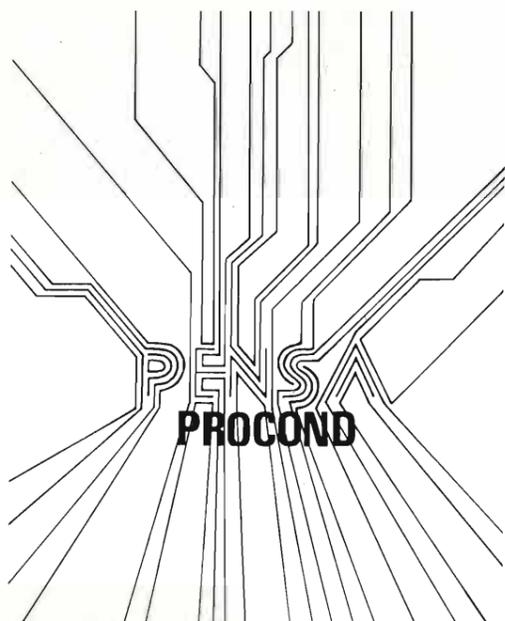
Ulteriori informazioni? Richiedetele a:  
AMP Italia S.p.A. - Corso F.lli Cervi 15  
10093 Collegno (Torino) Tel. 78.56.56

UN SALTO NELL'ELETTRONICA DI DOMANI

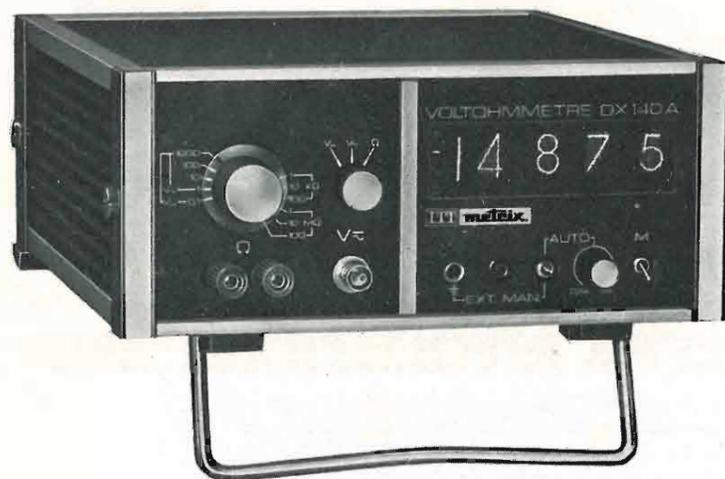
# Procond è giovane (anche l'elettronica)

Condensatori  
in film sintetico ed elettrolitici  
per impiego  
nell'elettronica civile  
e professionale.

Quadrangolo



PROCOND S.p.A. - 32013 Longarone (Belluno)  
telefono (0437) 76145/76355



## MULTIMETRO NUMERICO DX 140 A

misura le tensioni continue da 10 $\mu$ V a 1100V • misura le tensioni alternate da 0,1mV a 1100V fino 1MHz • misura le resistenze da 0,1 $\Omega$  a 150M $\Omega$  • precisione  $\pm 4 \cdot 10^{-4}$   $\pm 4 \cdot 10^{-4}$  della gamma • impedenza d'ingresso costante su tutte le portate

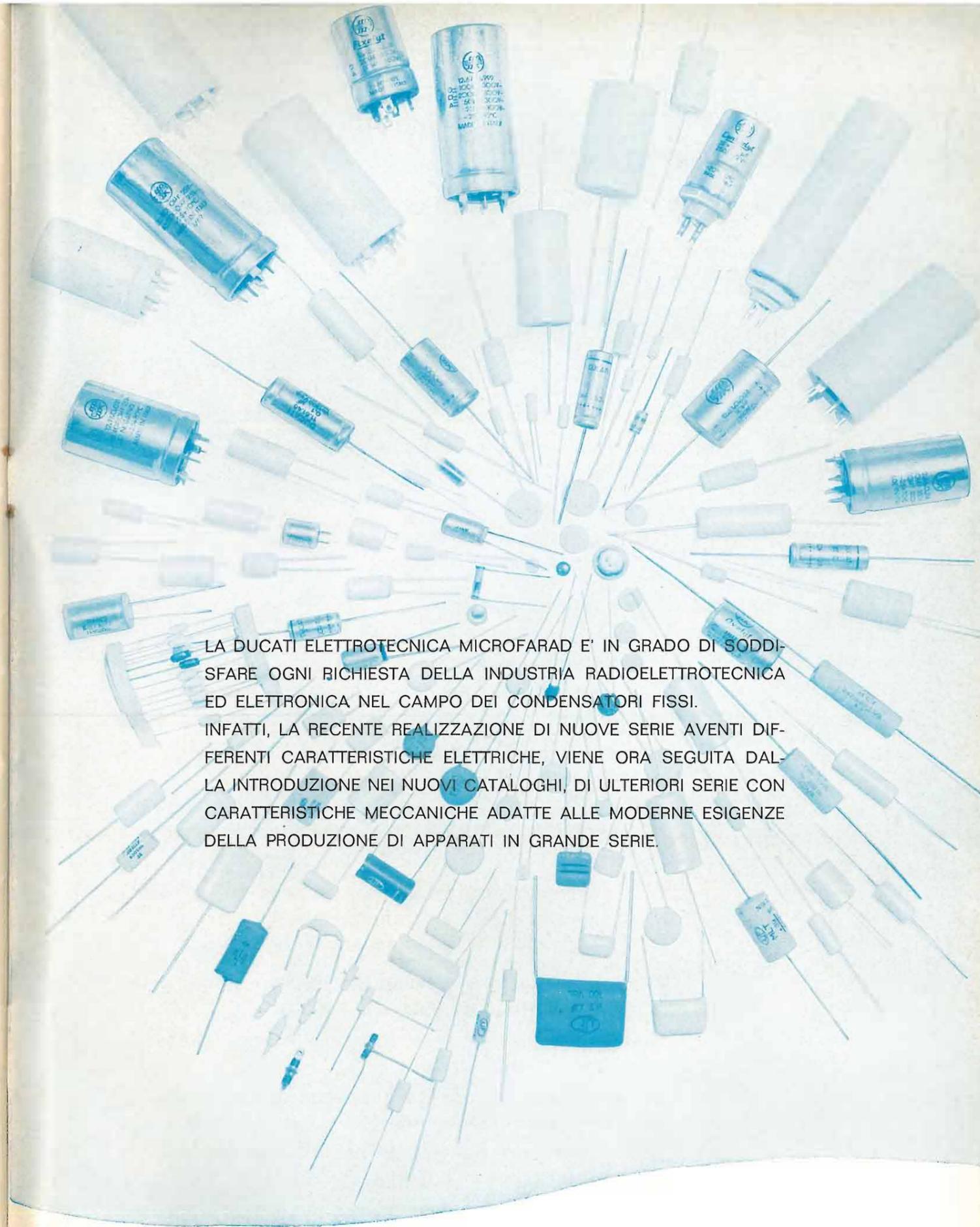
- ▶ integrazione a doppia rampa
- ▶ ricerca automatica della polarità
- ▶ 14.000 punti di misura
- ▶ uscita in BCD per stampadati
- ▶ ingresso isolato da massa con guardia
- ▶ iscrizione memorizzata

Per ulteriori dettagli richiedete il catalogo generale o telefonate a:

ITT Metrix divisione della ITT Standard  
Cologno Monzese (Milano)  
Corso Europa, 51  
Tel. 91.27.491 (5 linee) - 91.27.184 (5 linee)

Ufficio commerciale  
Via Flaminia Nuova, 213  
00191 Roma  
Tel. 32.36.71

**ITT metrix**



LA DUCATI ELETTROTECNICA MICROFARAD E' IN GRADO DI SODDISFARE OGNI RICHIESTA DELLA INDUSTRIA RADIOELETTROTECNICA ED ELETTRONICA NEL CAMPO DEI CONDENSATORI FISSI. INFATTI, LA RECENTE REALIZZAZIONE DI NUOVE SERIE AVENTI DIVERSE CARATTERISTICHE ELETTRICHE, VIENE ORA SEGUITA DALLA INTRODUZIONE NEI NUOVI CATALOGHI, DI ULTERIORI SERIE CON CARATTERISTICHE MECCANICHE ADATTE ALLE MODERNE ESIGENZE DELLA PRODUZIONE DI APPARATI IN GRANDE SERIE.

**DUCATI** elettrotecnica **MICROFARAD**

VIA M. E. LEPIDO, 178 - BOLOGNA - TELEF. 400.312 - TELEX 51042 DUCATI



SOCIETÀ ITALIANA RETI TELEFONICHE INTERURBANE S.p.A.

MILANO - via G. B. Pirelli 20 - telefono 6337 - telex 31346



### Studio, progettazione, installazione e manutenzione di

sistemi di telecomunicazioni su cavi interrati ed aerei  
sistemi di comunicazioni a mezzo satelliti  
ponti radio  
cavi sottomarini  
linee elettriche a media ed alta tensione

### Uffici e gruppi di lavoro in Italia

Alessandria	Ancona	Bari	Bologna
Catania	Cosenza	Foggia	Genova
Mestre	Milano	Napoli	Praia a Mare
Roma	Rovereto	Sassari	Siena
S. Vincenzo	Terni	Udine	

### Attività all'estero

Grazie all'esperienza e alla qualità delle sue prestazioni la SIRTI si è affermata negli ultimi anni con impianti e forniture anche all'estero:

**Argentina** (antenne e lavori di installazione per le stazioni terrene di Balcarce 1 e 2)

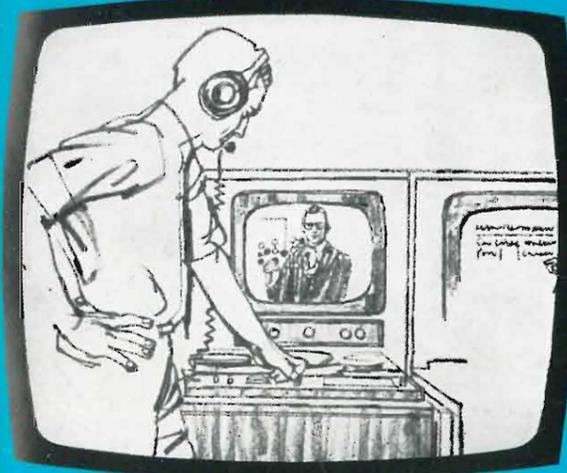
**Grecia** (impianto in cavo coassiale Atene-Patrasso-Lechaina)

**Spagna** (lavori di posa e giunzione di cavi coassiali e a coppie simmetriche)

**Svezia** (antenna e lavori di installazione per la stazione terrena di Tanum)

**Urss** (impianto di telecomunicazioni per gasdotto della lunghezza di circa 1.000 km)

**Svizzera, Bulgaria, Germania, Brasile**

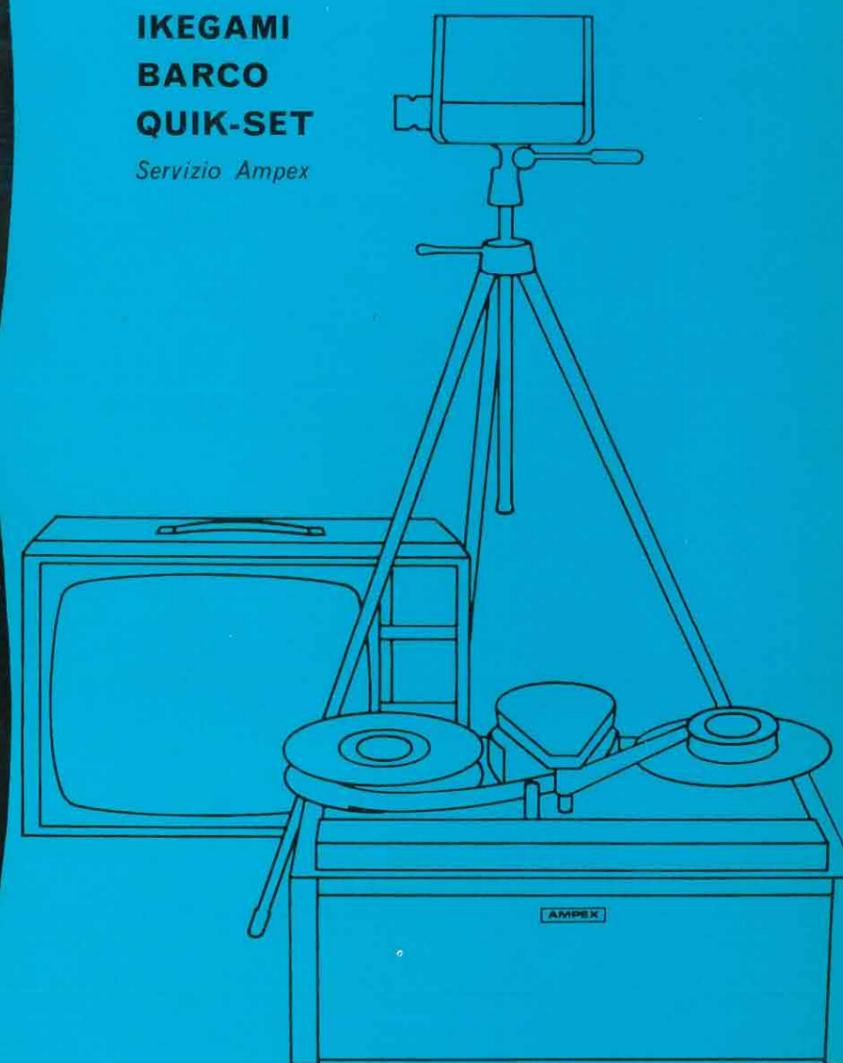


# CCTV

## CLOSED CIRCUIT TELEVISION

APPARECCHIATURE DI RIPRESA  
E RIPRODUZIONE  
PER TELEVISIONE A CIRCUITO CHIUSO

**IKEGAMI  
BARCO  
QUIK-SET**  
Servizio Ampex



INTERNATIONAL S.P.A. ■ AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

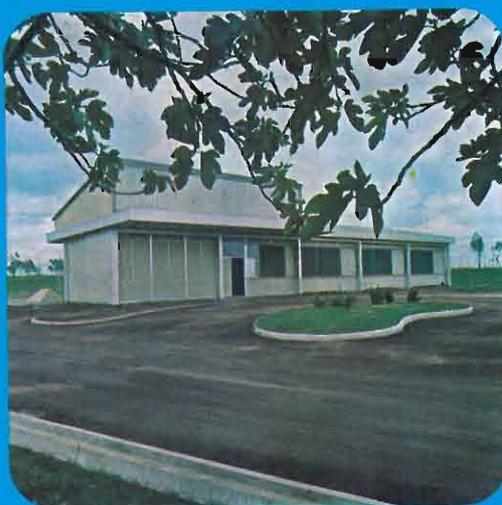
20129 MILANO - VIALE PREMUDA, 38/A - TEL. 795.762 - 795.763 - 780.730



## SISTEMA CABLOFONICO SOTTOMARINO TAT 5 - MAT 1

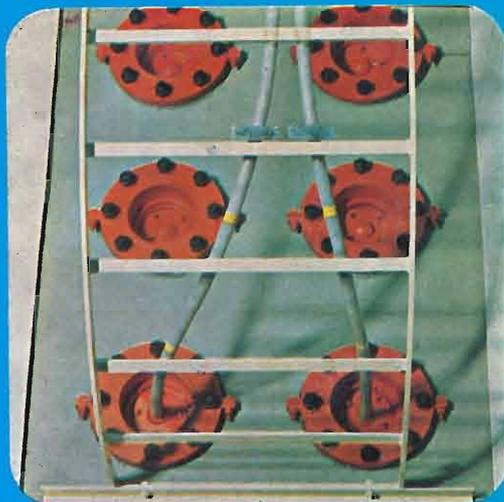
840 CANALI TELEFONICI  
BIDIREZIONALI TRA L'ITALIA E GLI USA

Le apparecchiature  
terminali  
installate  
presso la stazione  
di Palo (Roma)



Padiglione  
esterno della  
stazione  
terminale di  
Palo presso Roma

Ingresso del cavo coassiale MAT 1  
nella stazione interrata, capace  
di ricevere altri sistemi cablofonici  
del futuro



**ITALCABLE**  
Servizi Cablografici Radiotelegrafici e Radioelettrici S.p.A.

SERVIZI DI TELECOMUNICAZIONE  
INTERNAZIONALI

TELEGRAFIA • TELEFONIA • TELEX  
FOTOTELEGRAFIA • SERVIZI SPECIALI  
CANALI AD USO ESCLUSIVO