

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

A CURA DELLA RAI E DELLA STET - EDIZIONI ERI - ANNO XX - NUMERO 2 - 1971 - L. 500

15 MAG. 1971



Apparati Eladex della Italcable per l'automazione del servizio telex intercontinentale (v. pag. 78).



Supertester 680 R / R come Record !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE !!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!

Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano

RESISTENZE A STRATO METALLICO di altissima stabilità con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA

DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!



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

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

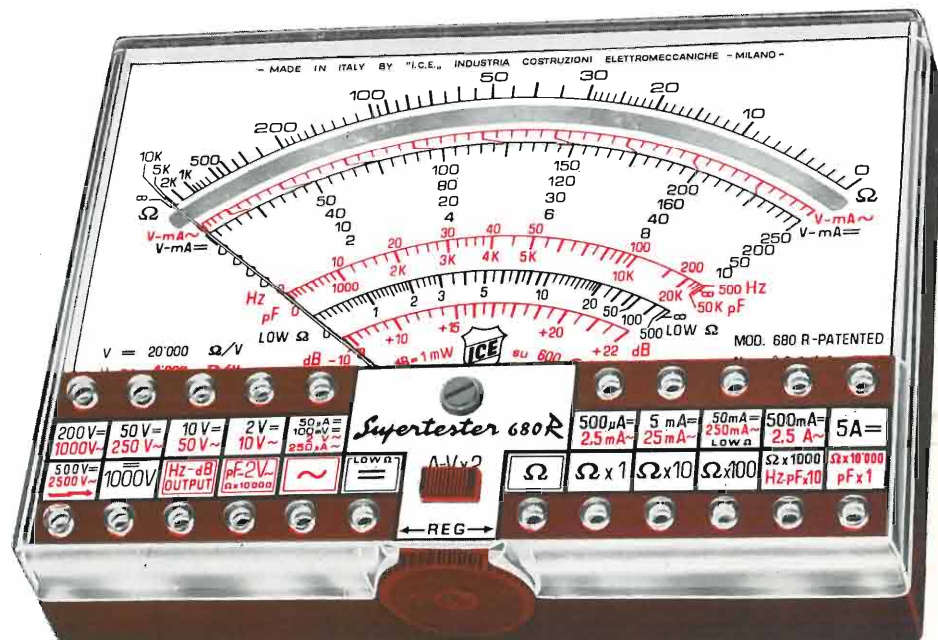
- VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
- VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
- AMP. C.C.: 12 portate: da 50 µA a 10 Amp.
- AMP. C.A.: 10 portate: da 200 µA a 5 Amp.
- OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
- Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
-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

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del Supertester 680 R con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate. Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.

Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali 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 ohmetro. Il marchio «I.C.E.» è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.

PREZZO SPECIALE propagandistico L. 14.850 franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, omaggio del relativo astuccio antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi BREVETTATO permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del SUPERTESTER 680 R: **amaranto**; a richiesta: grigio.



IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI
Transtest
MOD. 662 I.C.E.
Esso può eseguire tutte le seguenti misurazioni: I_{cb0} (I_{co}) - I_{leo} (I_{eo}) - I_{ceo} - I_{ces} - I_{cer} - V_{ce sat} - V_{be} hFE (β) per i TRANSISTORS e V_f - I_r 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. piccolo-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - Prezzo netto propagandistico L. 14.850 completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. 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.



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 - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 5.23.09 - 16121
ROMA - VIA LAZIO 6 - TELEFONI 46.00.53/4 - 00187
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 32.32.70 - 80133

OSCILLOSCOPHI COSSOR

Oscilloscopi per laboratori radio e televisione. - Oscilloscopi d'applicazione generale - Oscilloscopi a raggio semplice e doppio ad elevata sensibilità per alternata e continua e ad ampia banda passante - Oscilloscopi per applicazioni speciali (fenomeni transitori e ricorrenti ultra-rapidi, per analisi segnali televisivi, per studi di impulsi di breve durata, per studi su apparecchiature meccaniche).

Accessori per oscilloscopi. - Monitori - Visori - Adattatori - Sonde - Carrelli - Pannelli per cassette - Macchine fotografiche - Motorini a più velocità per macchine fotografiche - Graticole illuminate.



LABORATORI PER RIPARAZIONI E RITARATURE STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

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

STUDER 189

quando la tecnologia progredisce, l'uomo crea macchine sempre più intelligenti, quando circuiti integrati, circuiti logici, film spessi, semiconduttori, motori asserviti, i nuovi

TAVOLO DI REGIA 189 - 16 ingressi 8 uscite 18 ingressi 4 uscite

Cinque ingressi selezionabili su ogni canale, attenuazioni da 0 ÷ 78 dB.

Filtri: correttore alte e basse, presenza su cinque frequenze, positiva e negativa, tagli di banda su 6 frequenze.

Due invii di riverberazione su ogni canale, 4 ritorni, filtri su ogni ritorno.

Potenziometri panoramici su ogni canale, sulle riverberazioni e sugli ascolti.

V.U.M. oppure peak meter su ogni uscita somma. V.U.M. su ogni invio di riverberazione.

Segnale spia (cue) regolabile su ogni canale e strumento indicatore.

Miscelatore di ascolto, miscelatore segnali sel sincr.

Amplificatori di linea, amplificatori di potenza, preascolto con altoparlante, microfono di comunicazione e registrazione annunci, 4-8 compressor, segnalazioni luminose, pulsanti di selezione per ascolto e strumentazione, incorporati.

Prese a jack, ingressi e uscite con plug Cannon.

Tutte le funzioni della regia raggruppate in un unico tavolo.

E inoltre:

Studer 089 tavolo di regia stereo da 6 a 12 ingressi.

Studer A 80 R registratore mono/stereo per studi radiofonici.

Studer B 62 registratore mono/stereo per studio e mezzi mobili.

STUDER
una nuova linea di prodotti integrati



STUDER FRANZAG
Hardstrasse 41
CH 5430 - wettingen
SVIZZERA

STUDER A 80

la macchina diventa sempre più docile e sicura l'uomo si spinge verso nuove ricerche. materiali magnetici, la musica elettronica... le tecniche maturate per gli anni settanta.

REGISTRATORE MULTICANALE A 80 - 1 - 2 - 4 - 8 - 16 - tracce

Commutazioni elettroniche allo stato solido.

Motori asserviti, controllo elettronico della tensione del nastro e della velocità. Variazione della velocità base.

Funzioni programmate e memorizzate con circuiti logici.

Rulli stabilizzatori del moto. Cancellazione a testine alternate.

Circuiti di amplificazione indipendenti per le velocità 19 e 38 cm/s.

Amplificazione della testina di registrazione (sel sincr) separata e indipendente.

Calibrazioni di livello frequenze e polarizzazioni separate, per ogni velocità. Gruppi di calibrazione intercambiabili per consentire l'uso di diversi nastri o testine.

Livelli di ingresso e di uscita regolabili indipendentemente dalle calibrazioni.

Ogni canale di registrazione è dotato di uno strumento indicatore V.U.M. con indicazione commutabile su ogni funzione.

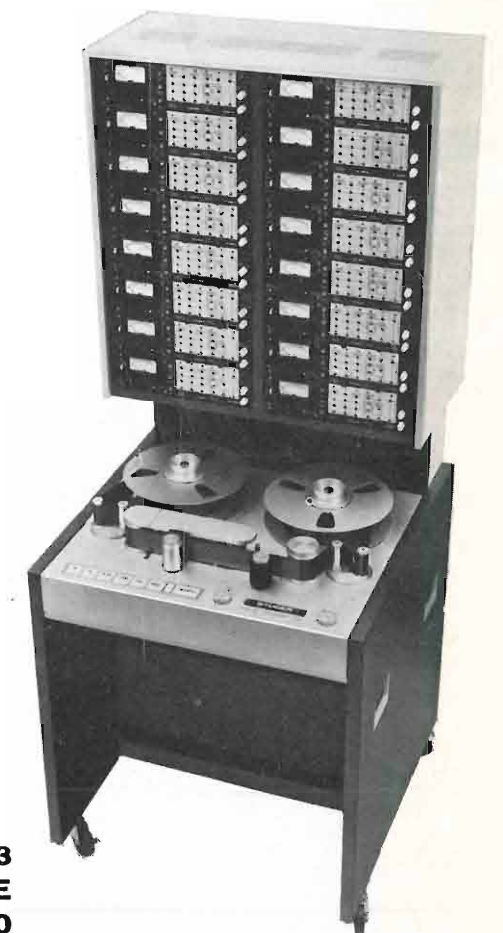
Equalizzazioni NAB-CCIR. Cancellazione 80 kHz, polarizzazione 240 kHz.

Absoluta assenza di disturbo nell'inserzione e disinserzione della registrazione durante la marcia.

Comando a distanza delle funzioni meccaniche ed elettroniche.

Indicatore di tempo alle velocità di 19 e 38 cm/s e a distanza.

anni settanta
per lo studio di registrazione



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

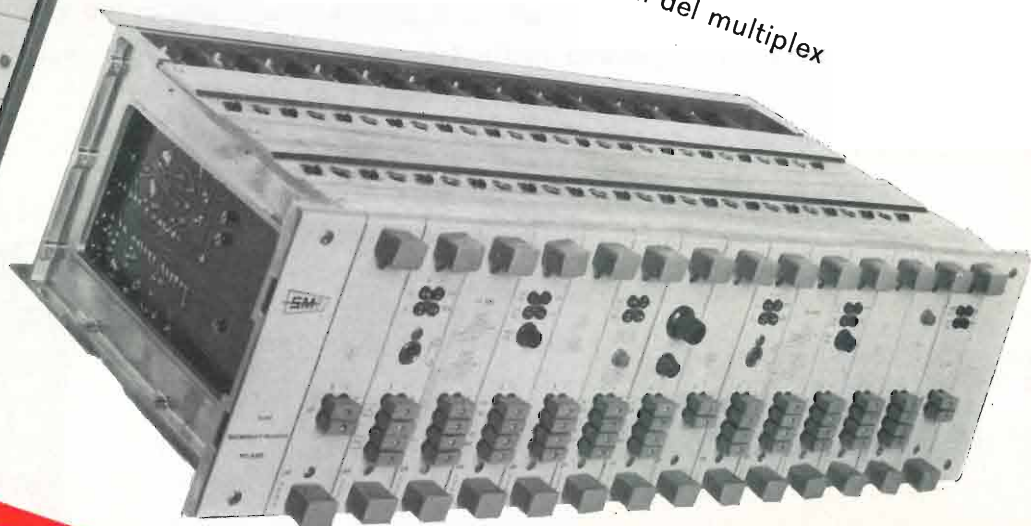
SM

ELETRONICA PER TELECOMUNICAZIONI

**Terminali
ricetrasmittenti
per ponti radio
completamente
allo stato solido
a piccola e media
capacità**

RT 450/3-B1 terminale ricetrasmittente
con multiplex telefonico a 6 canali

SA6/C pannello contenente 2 canali del multiplex



SIAE MICROELETTRONICA

20093 COLOGNO MONZESE - VIA M. BUONARROTI 21 - TEL. 9123264/5 - 91233801

- RIPETITORI TELEVISIVI VHF E UHF
- TERMINALI RICETRASMITTENTI PER PONTI RADIO MONOCANALI E PLURICANALI
- MULTIPLEX TELEFONICI PER PONTE RADIO, LINEE AEREE E CAVI
- APPARATI PER TELEFONIA AD ONDE CONVOGLIATE E RELATIVI EQUIPAGGIAMENTI DI LINEA
- RADIOTELEFONI VEICOLARI E PORTATILI
- STRUMENTI SPECIALI PER TELECOMUNICAZIONI

Componente cercasi? Ma rivolgetevi a noi..... subito!

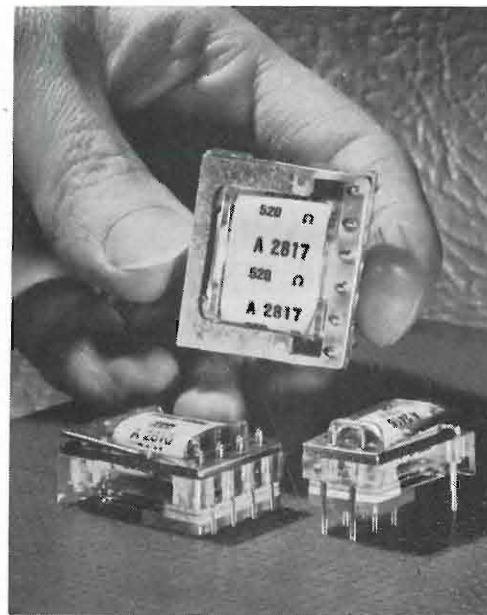
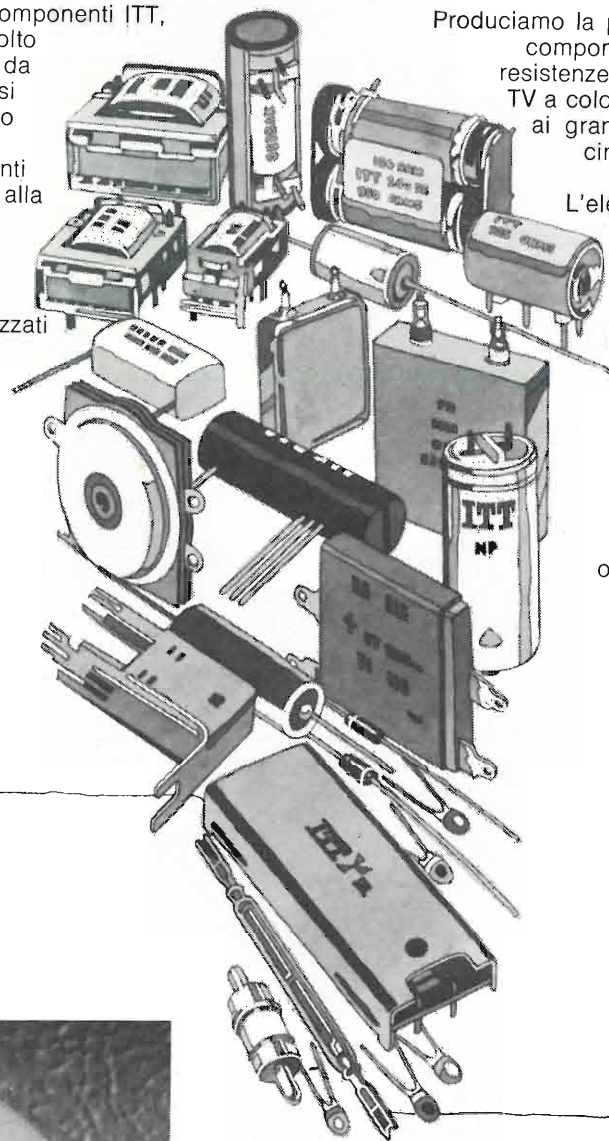
Il Gruppo Europeo Componenti ITT, composto da Società molto conosciute ed operanti da lunga data in tutti i paesi d'Europa, è specializzato nei diversi aspetti della produzione di componenti elettronici: dalla ricerca alla produzione, passando attraverso il marketing. In Europa contiamo 56 fabbriche, 4 centri di ricerca tra i meglio attrezzati del mondo e 38 filiali commerciali.

Produciamo la più vasta gamma possibile di componenti elettronici: dalle semplici resistenze ai sofisticati cinescopi per la TV a colori, dai microscopici transistori ai grandi Klystrons, semiconduttori, circuiti integrati, tubi elettronici, quarzi e filtri.

L'elenco si allunga se passiamo ai settori dei relè, microfoni, motori, fili, condensatori, etc.

Facciamo parte del gruppo mondiale ITT Corp., il che ci consente di avvalerci di un servizio di marketing internazionale, tramite il quale ci assicuriamo un interscambio di idee, domande e scoperte su scala mondiale.

Ecco i vantaggi che noi Vi offriamo; inoltre, i componenti di cui avete bisogno nel momento stesso in cui li desiderate e a prezzi competitivi su tutti i mercati.

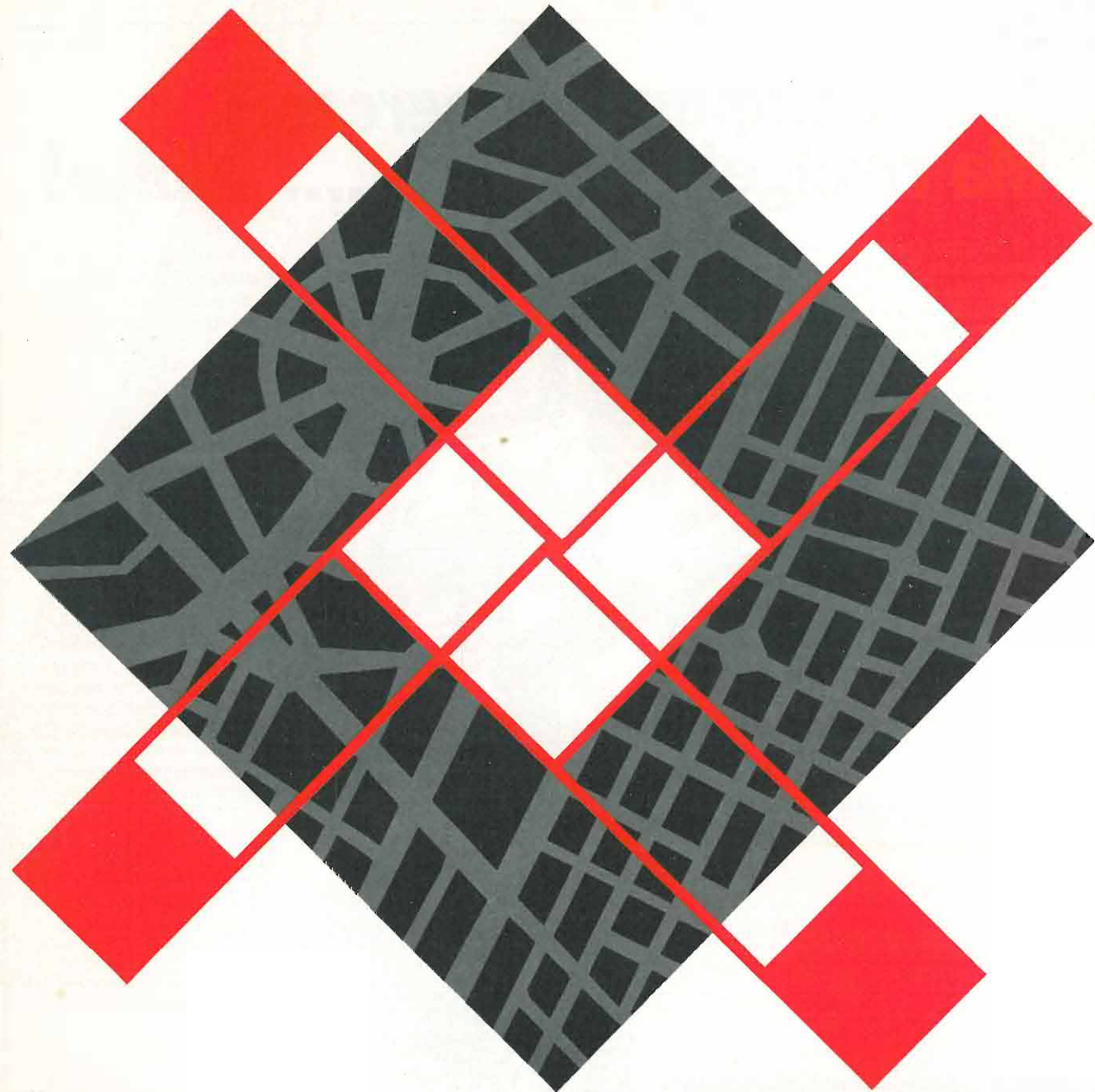


I relé per circuiti stampati fanno parte della vasta gamma dei componenti ITT.

Oltre alla facilità di impiego nei circuiti stampati, questi relé tipo PZ presentano caratteristiche particolarmente interessanti, quali l'alta sensibilità e la miniaturizzazione. Sono prodotti in versioni da 1 - 2 - 4 e 6 scambi.

Per ulteriori dettagli, rivolgersi a:
ITT Standard
Piazza De Angeli, 7 - Milano
Tel.: 46.96.202/198/183
Telex: Militts 32351

COMPONENTI **ITT**



decentramento interurbano

Le più avanzate tecniche al servizio della teleselezione nazionale: l'esigenza di decentrare i nodi di commutazione del traffico teleselettivo nelle grandi città soddisfatta dal nuovo sistema SMN-CC con organi centralizzati elettronici sviluppato dai Laboratori di Ricerca e Sviluppo della Società Italiana Telecomunicazioni Siemens.



SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.

Sede, direzione generale e uffici:
20149 Milano - P.le Zavattari, 12 - tel. 4388

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

NUMERO **2** M A R Z O
APRILE 1971
DA PAGINA 41
A PAGINA 84
ANNO XX

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

Circuito di deflessione orizzontale a tiristori per televisori a colori (C. J. Hall, F. Ghersel) .. 42

Il circuito di cui si espongono il funzionamento e i principali dati di progetto, presenta una soluzione, studiata nei laboratori RCA, di grande affidamento e di elevate prestazioni, adatta per i moderni televisori a colori a 110°.

Ricevitori con rivelazione coerente per radiodiffusione sonora e televisiva (F. Mussino) 57

La rivelazione coerente, applicata ai ricevitori sonori (MA e MF) ed a quelli televisivi consente, tra l'altro, l'uso di circuiti integrati al fine di conseguire livelli più elevati di miniaturizzazione, affidabilità e riduzione dei costi.

La propagazione su terreno reale di disturbi radioelettrici nelle bande HF, VHF, e UHF (E. Paolini) 71

Leggi empiriche di attenuazione dei radio disturbi al livello del suolo dedotte fra 3 e 400 MHz sulla base di rilevamenti sperimentali effettuati in particolare per apparecchi industriali scientifici e medicali.

Notiziario:

- Telex intercontinentale • Generatore di funzioni con ciclo singolo o multiplo • Linee di ritardo video 78
- Registratore videomagnetico • Memoria bipolare a 256 bit per sola lettura • La sentinella della Nato 79
- Indicatore numerico a catodo freddo • Amplificatore ad onde progressive • Rivelatore fotovoltaico per infrarosso • Micro-raddrizzatore ad alta tensione 80
- Magneti permanenti • Monitore-indicatore a colori • Diodo zener da 300 watt • Registratore che accetta fino a sei segnali 81
- Sistema elettronico per comunicazioni di polizia • Voltmetro numerico • Scarti dei segnali di tempo • Telecom 71 82
- Telecamera a colori per l'esplorazione lunare 83

Libri e pubblicazioni:

- A. La Rosa: Principi di TV a colori • R.C.A.: Solid - state hobby circuits • Gumowsky I., Mira C.: L'optimization. La théorie et ses problèmes 84



Eladex, apparati per l'automazione del servizio telex intercontinentale, installati sulle giunzioni di uscita (o di entrata) della centrale telex intercontinentale (Siemens TMI) di Roma della Italcable, per l'interconnessione con centrali lontane extraeuropee, con qualsiasi tipo di segnalazione, e per la tassazione automatica delle comunicazioni nel centro di transito. Gli apparati consentono di realizzare la TSU telex degli utenti d'Italia, Argentina, Brasile, Messico, Israele, Cile, verso utenti di Europa ed Extraeuropa.

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
© 1971 BY ERI. EDIZIONI RAI RADIOTELEVISIONE ITALIANA

INSERZIONI: ALFACAVI - BELOTTI - EDITRICE ANTONELLIANA - EURO CEDAG - FACE STANDARD - FERISOL - FIERA DI HANNOVER - GTE - ICE - LARIR - O.E.MIL. - ROJE OSCAR - SIAE - SIEMENS - SILVERSTAR - THOMSON - CSF - VARIAN - ZETTLER.

CIRCUITO DI DEFLESSIONE ORIZZONTALE A TIRISTORI PER TELEVISORI A COLORI

CYRIL JONH HALL, FABIO GHERSEL (*)

SOMMARIO — Il circuito a tiristori per deflessione orizzontale qui illustrato e studiato nei laboratori RCA, offre una soluzione unica, dal punto di vista del grado di affidamento e delle prestazioni, al problema della deflessione orizzontale nei moderni televisori a colori a 110° ed in generale al problema del progetto di un televisore a colori completamente allo stato solido. Dopo aver riassunto le principali caratteristiche dei tiristori, e ricordato i vantaggi del circuito considerato rispetto ad altre soluzioni, si esamina il suo funzionamento, indicando le relazioni utili per ricavare i primi dati di progetto di tale circuito.

SUMMARY — Thyristor horizontal deflection circuit for color television receivers. The RCA thyristor horizontal deflection circuit offers a unique solution, from the point of view of reliability and performance, to the horizontal deflection problem for the modern 110° color television receivers and in general to the problem of the design of a full-solid-state color television receiver. After having given a description of the principal characteristics and parameters of thyristors, and called to mind the advantages of the circuit with regard to other solutions, a detailed survey of the circuit is laid down, giving an analysis of its mode of operation and deriving relations that allow the designer to determine approximate values for the circuit elements, thereby providing a starting point for the development of practical thyristor deflection systems.

1. Introduzione.

L'uso di dispositivi a semiconduttore si è largamente diffuso nei moderni televisori a colori. Tuttavia nei circuiti di deflessione orizzontale sono ancora frequentemente usati tubi elettronici; nei casi in cui siano stati usati transistori per questa funzione, ciò non è stato senza notevoli difficoltà per quanto riguarda l'ottenimento di un soddisfacente grado di affidamento. Una seconda soluzione con dispositivi allo stato solido, che evita i problemi di affidamento che sorgono con transistori di potenza a grande velocità di commutazione, è quella usata nei televisori a colori con dispositivi completamente allo stato solido, costruiti dalla RCA, che impiegano tiristori nella deflessione orizzontale (1).

Il funzionamento di questo circuito di deflessione orizzontale a tiristori, come gran parte dei concetti nuovi ad esso connessi, sembra, a prima vista, complesso e difficile da comprendere. Dimostreremo tuttavia come sia possibile sottomettere il circuito ad una analisi semplice che permetta di calcolarne i parametri con un procedimento non più complicato di quello usato per gli altri sistemi di deflessione.

Le versioni pratiche dei circuiti di deflessione orizzontale contengono in generale complicazioni dovute ad effetti di risonanza nel trasformatore ad alta tensione EAT, correzioni di linearità, correzione

(*) Ing. Cyril John Hall e Ing. Fabio Ghersel dei Laboratori RCA di Zurigo.

Dattiloscritto pervenuto l'8 gennaio 1971.

(1) La RCA ha usato i tiristori nella deflessione orizzontale dei suoi televisori a colori inizialmente nel 1968 nel suo telaio CTC-40 a 90°, ed ha esteso il loro impiego nel 1969 nei suoi telai CTC-44, CTC-46, CTC-47, ancora a 90°. Nel 1970 li ha ulteriormente impiegati nel suo primo telaio a 110°, il CTC-49. In Europa la deflessione orizzontale a tiristori è stata per la prima volta usata nel 1970 dalla Imperial nel suo telaio C1000 a 110°.

dell'effetto cuscino, ed altre funzioni ausiliarie, le quali impediscono che l'analisi semplice di un circuito fondamentale possa applicarsi direttamente ad un progetto pratico. È per questo motivo che generalmente devono essere usati metodi empirici per completare il progetto; questi metodi devono però essere sostenuti da una analisi del circuito fondamentale che stabilisca le relazioni fra i più importanti parametri del circuito e dei dispositivi usati.

Ci proponiamo quindi di analizzare il circuito fondamentale in una forma adatta a permettere semplici calcoli di progetto ed a fornire il punto di partenza per sviluppare un sistema pratico di deflessione orizzontale a tiristori che soddisfi un certo numero di requisiti richiesti. Questa analisi ci offrirà allo stesso tempo l'opportunità per eseguire un esame completo del modo di funzionamento del circuito.

L'esame del circuito verrà sviluppato nei paragrafi dal 4 al 12. Riteniamo utile premettere, nel paragrafo 2, un riassunto delle principali caratteristiche e le definizioni dei parametri dei tiristori, e di ricordare, nel paragrafo 3, i vantaggi del circuito rispetto ad altre soluzioni per la deflessione orizzontale nei televisori a colori.

2. Il tiristore.

Tiristore è un termine generico usato per coprire l'intero campo dei commutatori costituiti da strutture PNP.

I tiristori usati nei circuiti che descriveremo di seguito sono tiristori del tipo normale. Il tiristore normale è il tiristore triodo bloccato in senso inverso (reverse blocking triode thyristor), spesso anche chiamato raddrizzatore controllato al silicio o SCR. Esso, come indicato nella figura 1a), è un dispositivo costituito da quattro strati PNP, costituenti tre giunzioni, ed aventi tre elettrodi, ossia esso è un triodo.

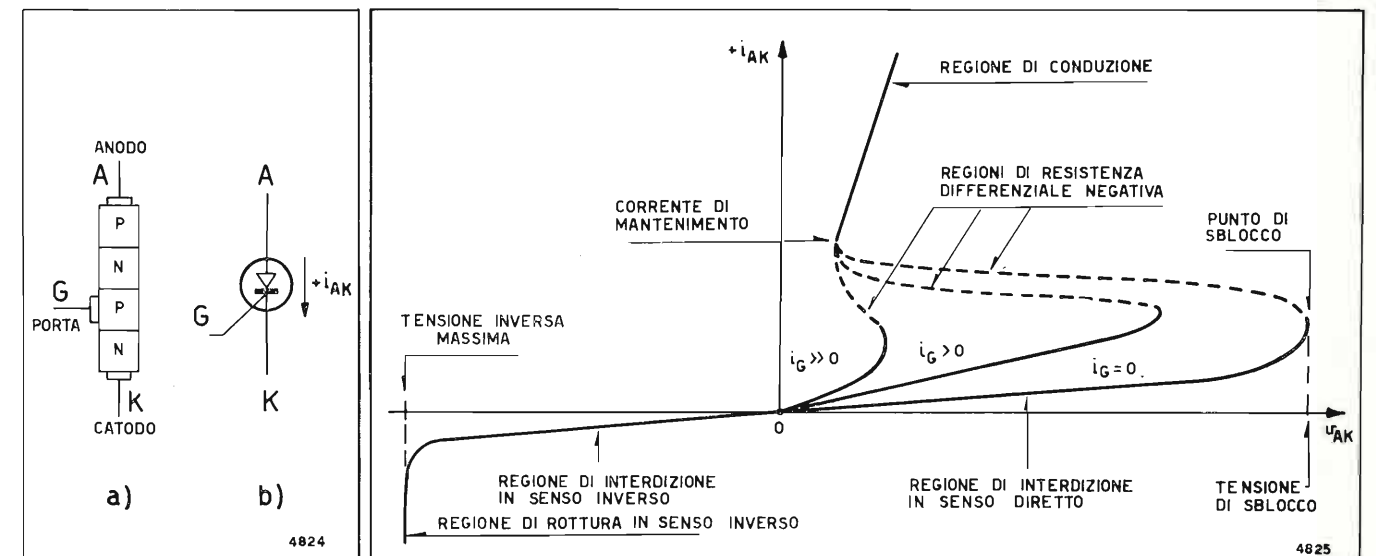


Fig. 1. — a) Indicazione schematica della costruzione di un tiristore normale; b) simbolo usato per la sua rappresentazione negli schemi. Fig. 2. — Caratteristica anodica o principale di un tiristore normale.

I tre elettrodi sono il catodo K (l'elettrodo dal quale la corrente anodo-catodo, o corrente principale, entra nel circuito esterno), l'anodo A (l'elettrodo nel quale la corrente principale arriva dal circuito esterno) ed un terzo elettrodo di comando G detto porta («gate») (l'elettrodo nel quale scorre solo una corrente di comando). Nei tiristori normali il catodo è connesso al primo strato N, l'anodo all'ultimo strato P e la porta al secondo strato P. Il simbolo usato per rappresentare il tiristore normale è quello di fig. 1b).

La funzione del tiristore è quella di commutare.

La figura 2 rappresenta la caratteristica anodica (o caratteristica principale) del tiristore; essa riporta la corrente principale i_{AK} in funzione della tensione anodo-catodo v_{AK} (o tensione principale), per diversi valori della corrente della porta i_G .

Quando il tiristore è polarizzato in senso inverso (v_{AK} negativa) esso rimane sempre nello stato di interdizione; esso si comporta infatti come due giunzioni PN polarizzate in senso inverso e collegate in serie, e presenta quindi caratteristiche molto simili a quelle di un normale raddrizzatore al silicio polarizzato in senso inverso. Per questo motivo il tiristore normale viene definito tiristore triodo bloccato in senso inverso.

Quando invece il tiristore è polarizzato in senso diretto (v_{AK} positiva) esso ha due stati di funzionamento detti rispettivamente stato di interdizione (off-state) nel quale praticamente non conduce, e stato di conduzione (on-state) nel quale conduce. Cioè quando è polarizzato in senso diretto il tiristore è elettricamente bistabile e può presentare sia una impedenza molto alta sia una impedenza molto bassa. All'aumentare della $+v_{AK}$ il tiristore continua a rimanere nello stato di interdizione, con corrente molto ridotta, fino a che non si manifesta una moltiplicazione a valanga di tale corrente. Questo punto è detto punto di sblocco in senso diretto (forward breakover point) e può essere definito quel punto della caratteristica principale del tiristore corrispondente ad $i_G = 0$ nel quale la resistenza differenziale è zero e nel quale la tensione principale raggiunge il massimo valore positivo. La tensione $+v_{AK}$ alla quale ciò avviene è detta tensione di sblocco in senso diretto (forward breakover voltage). Essa è funzione

della temperatura dell'involucro del tiristore. Oltrepassato il punto di sblocco la tensione ai capi del tiristore diminuisce rapidamente, la corrente anodo-catodo aumenta rapidamente ed il tiristore entra nella regione di conduzione diretta (con una caratteristica molto simile a quella di un normale raddrizzatore al silicio); la corrente diretta è limitata principalmente dall'impedenza del circuito esterno.

La tensione a cui inizia l'azione di sblocco e la susseguente conduzione di un tiristore può essere comandata mediante l'iniezione di un segnale sulla porta. Se si applica un segnale alla porta, il passaggio alla regione di conduzione avviene per tensioni inferiori a quella di sblocco suddetta; per correnti sulla porta sufficientemente alte, l'intera regione di interdizione in senso diretto viene rimossa e la caratteristica anodica del tiristore diventa praticamente identica a quella di un diodo PN. Nel funzionamento pratico il tiristore è polarizzato notevolmente sotto la tensione di sblocco e il passaggio allo stato di conduzione (accensione) viene eseguito iniettando corrente sulla porta. Questo è un modo di funzionamento vantaggioso perché è possibile usare un dispositivo con una tensione di sblocco molto più alta di ogni tensione disponibile nel circuito, impiegando al tempo stesso solo una piccola potenza per iniziare lo stato di conduzione.

Quando il tiristore viene reso conduttore mediante un segnale sulla porta, il tempo totale di accensione (gate controlled turn-on time) t_g consiste di due parti: il tempo di ritardo (gate controlled delay time) t_d ed il tempo di salita (gate controlled rise time) t_r , come indicato nella figura 3. Tempo totale di accensione $t_g = t_d + t_r$ è l'intervallo di tempo durante il quale il tiristore viene commutato dallo stato di interdizione allo stato di conduzione a seguito della applicazione di un impulso di comando sulla porta. Tempo di ritardo t_d è l'intervallo di tempo fra il punto corrispondente al 50% del lato iniziale della tensione di comando sulla porta ed il punto corrispondente al 10% della corrente principale per un carico resistivo. Tempo di salita t_r è l'intervallo di tempo richiesto perché la corrente principale salga dal 10% al 90% del suo massimo valore.

L'azione bistabile del tiristore può essere anche

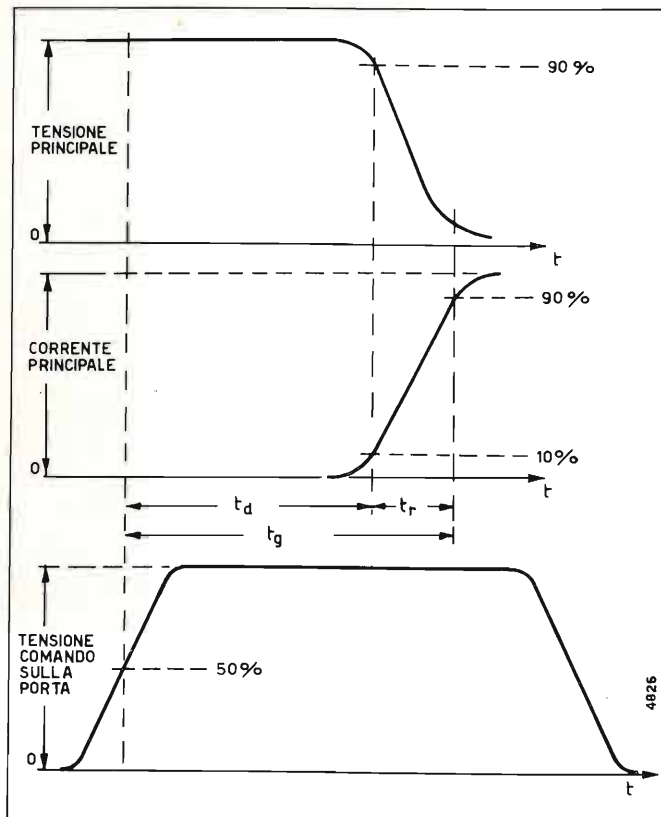


Fig. 3. — Forme d'onda della tensione e della corrente principale in funzione della tensione di comando sulla porta G.

chiarita riferendoci alla sua analogia con due transistori bipolari (uno PNP, uno NPN) connessi in serie, come indicato nella figura 4. Le connessioni dei due transistori sono fatte in modo da produrre una azione rigenerativa quando alla base del transistor NPN venga applicato un segnale adatto. Quando la tensione di alimentazione è applicata ma la corrente della porta è nulla, la corrente principale i_{AK} consiste solo della corrente residua collettore-emettitore di T2, e quindi i due transistori sono all'interdizione. Ma nel momento in cui un impulso positivo è applicato alla base del transistor T2 (porta del tiristore) il transistor T2 conduce, ed essendo la sua base collegata al collettore di T1, fa condurre anche T1. A sua volta la corrente $i_{C1} = i_{B2}$ scorre nella base di T2 e fa aumentare i_{C2} . In effetti quando inizia il processo di rigenerazione ciascuno dei due transistori porta l'altro in saturazione ed allora tutte le giunzioni risultano polarizzate in senso diretto e la caduta totale ai capi del dispositivo avviene all'incirca quella ai capi di una sola giunzione.

Quando il tiristore viene messo in conduzione (acceso) mediante un segnale di comando sulla porta, il passaggio alle regioni di resistenza differenziale negativa avviene in corrispondenza a diversi punti che stanno fra il punto di sblocco e lo zero (fig. 2). Proponiamo di chiamare questi punti *punti di accensione* (turn-on points), *tensioni di accensione* (turn-on voltages) le corrispondenti tensioni e *corrente di accensione* (latching current) la relativa corrente.

Una volta nello stato di conduzione il tiristore continua a condurre purché la corrente principale si mantenga superiore ad un valore minimo detto *corrente di mantenimento* (holding current) (fig. 2). La corrente di accensione si riferisce quindi alla cor-

rente principale nell'istante iniziale di conduzione, la corrente di mantenimento alla corrente principale nello stato permanente di conduzione.

Abbiamo quindi visto tre aspetti caratteristici dell'accensione del tiristore normale:

- 1) per iniziare la rigenerazione è necessario un segnale di comando sulla porta (la accensione per aumento della tensione $+v_{AK}$ fino al valore della tensione di sblocco è da evitare);
- 2) per sostenere la rigenerazione è necessario disporre di una minima corrente principale (corrente di accensione);
- 3) quando la corrente principale del tiristore nello stato di conduzione (acceso) si riduce sotto un certo valore (corrente di mantenimento; in date condizioni di temperatura, di tensione anodica e di impedenza del circuito anodico) il tiristore ritorna nella regione di interdizione in senso diretto. In pratica questo significa che occorre progettare il circuito in modo tale che durante il funzionamento la corrente principale venga tenuta sempre ad un valore notevolmente superiore a quello della corrente di mantenimento; ciò per evitare che in condizioni limiti particolari la corrente principale scenda sotto il valore di mantenimento mandando il tiristore a funzionare in una zona di interdizione o comunque di funzionamento instabile.

Una volta nello stato di conduzione (acceso), il tiristore non può essere fatto passare nello stato di interdizione (spento) agendo sulla porta; la porta non ha azione di comando (né variando la corrente, né la tensione della porta) sul tiristore dopo che la corrente principale ha iniziato a scorrere dall'anodo al catodo.

Ci sono due metodi fondamentali per effettuare il processo di spegnimento:

- a) per *interruzione* della corrente principale, oppure
- b) per *commutazione forzata*, commutando cioè la corrente da qualche sorgente di energia in modo da forzare più corrente attraverso il tiristore in senso inverso di quanta ne tenti di passare in senso diretto.

I mezzi per ottenere questo secondo tipo di spegnimento sono diversi, per esempio impiego di cir-

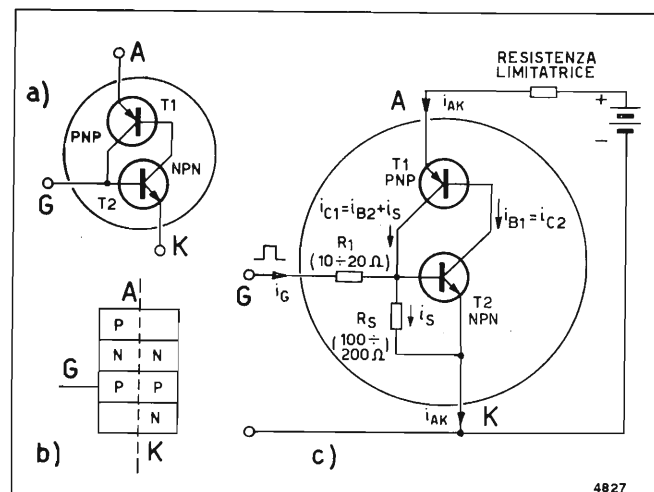


Fig. 4. — Analogia fra un tiristore normale a) con due transistori bipolari uno PNP e l'altro NPN b); c) relativo circuito equivalente di funzionamento, completato con il circuito anodico esterno.

cuiti risonanti LC, o di circuiti C od LC comandati da un tiristore ausiliario, oppure impiego di una sorgente esterna di impulsi. Vedremo come nel circuito di deflessione orizzontale a tiristori considerato lo spegnimento del tiristore SCR 1 venga ottenuto mediante una rete LC comandata da un tiristore ausiliario SCR 2 (paragrafo 7, prima metà della commutazione), mentre quest'ultimo è autocommutato mediante una corrente in senso inverso (paragrafo 8, seconda parte della ritraccia).

Se ad un tiristore viene applicata una tensione diretta subito dopo che la corrente principale ha cessato di scorrere, il tiristore ritorna di nuovo nello stato di conduzione: il più breve intervallo di tempo t_q che occorre attendere fra il momento in cui la corrente principale diventa nulla (dopo una commutazione del circuito anodo-catodo) e il momento in cui il tiristore è capace di bloccare una data tensione principale diretta riapplicata, senza riaccendersi da solo, è detto *tempo di ricupero* t_q (circuit-commutated recovery time, circuit-commutated turn-off time). Esso consiste di due parti: un tempo di ricupero

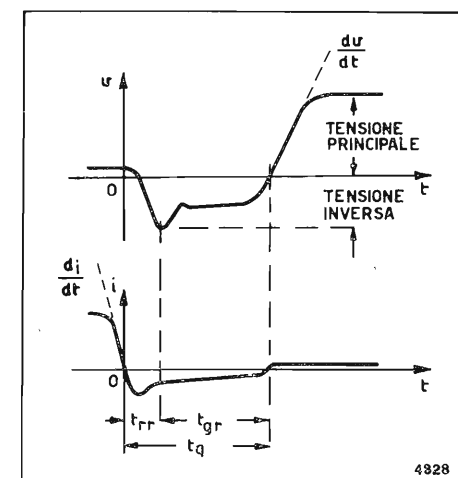


Fig. 5. — Forme d'onda della tensione e della corrente nell'intervallo di tempo di ricupero.

inverso (reverse recovery time) t_{rr} ed un tempo di ricupero della porta (gate recovery time) t_{gr} , come indicato nella figura 5.

Quando la corrente diretta di un tiristore si riduce a zero alla fine della conduzione, l'applicazione di una tensione inversa fra anodo e catodo fa scorrere una corrente inversa per un certo intervallo di tempo prima di ritornare al suo valore di riposo: tale intervallo di tempo è detto *tempo di ricupero inverso* t_r . Un secondo intervallo di tempo (molto più grande del primo) deve inoltre passare prima che il tiristore possa bloccare una tensione diretta riapplicata: questo intervallo di tempo è detto *tempo di ricupero della porta* t_{gr} .

Accenniamo infine a due altri importanti parametri del tiristore.

Il primo è il *valore critico di dv/dt* (critical rate of rise of off-state voltage, critical dv/dt value). Esso riguarda la velocità di salita con la quale la tensione principale può essere applicata ad un tiristore nello stato di interdizione (fig. 5); è il valor massimo della velocità di salita della tensione principale positiva che non produce commutazione dallo stato di inter-

dizione allo stato di conduzione in date condizioni di funzionamento. Se infatti ad un tiristore nello stato di interdizione viene applicato un impulso di tensione principale molto ripido, il tiristore può accendersi senza segnale sulla porta a causa dell'impulso spurio di comando provocato dall'accoppiamento (tramite la capacità interna del tiristore) del transitorio di tensione dall'anodo alla porta (producendo una corrente $i = C dv/dt$ di carica che supera la corrente minima di comando della porta). Questo effetto può essere reso minimo riducendo la R_s (fig. 4c) del tiristore; una costruzione di questo tipo (usata in tutti i tiristori RCA) è comunemente conosciuta col nome di «shorted emitter». Un altro metodo usato per mantenere i valori di dv/dt durante la commutazione entro limiti tollerabili è quello di porre in parallelo ai terminali principali anodo-catodo del tiristore una rete RC (detta «snubber network»).

Il secondo parametro è il *valore critico di di/dt* (critical rate of rise of on-state current, critical di/dt value). Esso riguarda la velocità con la quale la corrente può essere fatta aumentare nel momento del passaggio allo stato di conduzione; è il valore massimo della velocità di salita della corrente principale che il tiristore può sopportare in date condizioni di funzionamento. Infatti se il tiristore viene acceso quando esiste ancora una grande tensione fra anodo e catodo, può formarsi una grande dissipazione di picco durante il processo di accensione; questa dissipazione dipende dalla velocità di crescita della corrente, (di/dt) e, se è eccessiva, può danneggiare il dispositivo.

3. Vantaggi del circuito.

Il circuito di deflessione orizzontale a tiristori, rispetto a tutte le soluzioni finora usate o proposte, impieganti tubi elettronici o transistori, presenta vantaggi dal punto di vista del grado di affidamento e delle prestazioni, che si possono così riassumere (i primi quattro riguardano il grado di affidamento, gli altri riguardano le prestazioni).

a) *Funzionamento ben al di sotto dei valori limiti.* Il sistema di deflessione orizzontale è stato sempre una delle parti più delicate di un televisore a colori. In esso i tubi elettronici lavorano con tale alta dissipazione e con valori di tensioni impulsive di entità tale da lasciare solo un piccolo margine di sicurezza. Per la deflessione a 110° sono stati progettati nuovi tubi speciali o sono state presentate soluzioni con più di un tubo; ognuna di queste soluzioni aggiunge nel televisore nuovi costi e nuove fonti di riscaldamento. I transistori dovrebbero avere un grado di affidamento un po' migliore quando usati per lo stesso scopo, ma essi sono soggetti a danneggiamenti permanenti a seguito di sovratensioni momentanee dovute ad archi, variazioni improvvise della tensione di rete, funzionamento fuori sincronismo, eccetera.

Il sistema di deflessione a tiristori ha dimostrato invece di essere una delle parti più fidate del televisore. I sovraccarichi del circuito, sia di potenza, sia di tensione, anche sotto severe condizioni di archi, possono essere sopportati impunemente dai tiristori.

b) *Bassa dissipazione dei dispositivi.* Uno dei problemi più seri nel progetto di un sistema di deflessione orizzontale con buon grado di affidamento è quello di rendere minimo il calore generato dal dispositivo. Nei sistemi a tubi elettronici il riscaldamento dei catodi richiede molti watt. Invece il circuito a tiristori, come ogni altro dispositivo allo stato solido, ha una dissipazione molto bassa.

c) *Dissipazione minima nel sistema di stabilizzazione dell'ampiezza orizzontale.* La stabilizzazione dell'ampiezza orizzontale è ottenuta controllando, per mezzo di elementi reattivi a bassa perdita, l'energia assorbita dalla alimentazione (evitando l'uso di elementi resistivi di regolazione, usati in altri sistemi, che aumentano la potenza dissipata) cosicché nel circuito stabilizzatore la potenza dissipata ed il conseguente riscaldamento rimangono entro limiti modesti.

d) *Forme d'onda critiche di tensione e di corrente e tempi di commutazione.* Sono determinati da componenti passivi che rispondono all'azione di due commutatori composti ciascuno da un tiristore e da un diodo. La stabilità del sistema è quindi determinata principalmente da componenti passivi che, una volta correttamente aggiustati, offrono al sistema una prevedibile sicurezza di funzionamento.

e) *Grande riserva di potenza di uscita.* Nel primo telaio, il CTC-40, per restare entro i limiti di funzionamento del cinescopio, la corrente media dei fasci era stata limitata ad 1,5 mA; il sistema di deflessione è tuttavia capace di fornire una corrente maggiore di 2 mA (valore medio). Il sistema di deflessione orizzontale con tiristori è normalmente l'unico in grado, senza circuiti di aiuto o aggiuntivi, di fornire più della potenza necessaria per tutti i tipi di cinescopi a 110° (cinescopi a collo grosso da 36,5 mm o a collo sottile da 28,6 mm). Adeguata potenza è pure disponibile per i circuiti ausiliari quali convergenza dinamica, correzione dell'effetto cuscino, ecc., necessari per i cinescopi sia da 90°, sia da 110°. La riserva di potenza è anzi tale, che dal suo circuito di deflessione orizzontale a 110° possono essere ricavate le tensioni di alimentazione per altri stadi del televisore.

f) *Il sistema di stabilizzazione dell'ampiezza orizzontale è efficiente sia per variazioni della corrente dei fasci elettronici, sia per variazioni della tensione di rete.* La tensione anodica del cinescopio (EAT) varia solo di circa 2 kV su 25 kV (8%) passando da zero a 1,5 mA di corrente dei fasci (si possono ottenere valori della resistenza interna del trasformatore EAT inferiori a 1 Mohm). Nel televisore si ottengono quindi immagini luminose e non sfuocate in tutte le condizioni di luce dell'ambiente. La massima variazione di larghezza dell'immagine per condizioni estreme, sia di tensione di rete, sia di corrente dei fasci è dell'ordine di 6 mm, da ambedue i lati, in un cinescopio da 26 pollici (< 2%).

g) *Non è necessaria una tensione di alimentazione stabilizzata:* il sistema di deflessione lavora con una tensione di alimentazione di 200 V non stabilizzata, mantenendo costanti la EAT e la larghezza dell'immagine per variazioni di $\pm 10\%$ della alimentazione.

h) *Il solo segnale di comando richiesto è un impulso di bassa potenza che può essere ottenuto direttamente dall'oscillatore orizzontale.*

4. Principio di funzionamento.

Il circuito di deflessione orizzontale deve far scorrere nel giogo una corrente tale da far deflettere i tre fasci del cinescopio a maschera, dal lato sinistro al lato destro dello schermo (*corrente di traccia*) e deve inoltre provvedere a far ritornare i tre fasci nella loro posizione iniziale (*corrente di ritraccia*). La figura 6, mostra la relazione fra lo spostamento dei fasci elettronici sul cinescopio e la corrente di deflessione orizzontale. La traccia e la ritraccia sono delimitate da vari punti sull'asse dei tempi, che sono stati indicati con $t_0, t_1, t_2, t_3, t_4, t_5$ ($t_0 \div t_4$ traccia, $t_2 \div t_4$ commutazione, $t_4 \div t_5$ ritraccia).

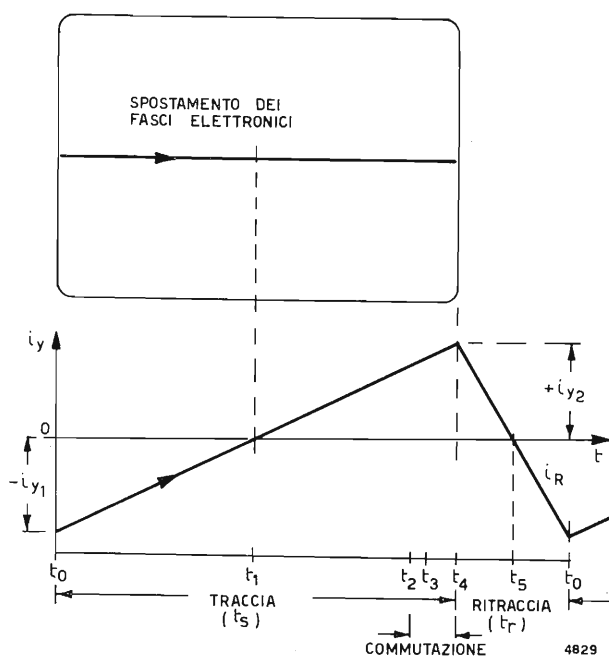


Fig. 6. — Relazione fra lo spostamento dei fasci elettronici sullo schermo del cinescopio e la corrente i_y di deflessione orizzontale.

Nel circuito usato dalla RCA le due azioni sopra indicate vengono ottenute mediante l'impiego di una combinazione di due commutatori bidirezionali, ognuno dei quali è formato da un tiristore collegato in parallelo ed in senso inverso ad un diodo come è indicato nell'esempio rappresentato in figura 7. I due tiristori sono del tipo normale già descritto nel paragrafo 2 (tiristore triodo bloccato in senso inverso, chiamato anche raddrizzatore comandato al silicio o SCR).

I due commutatori servono rispettivamente come commutatore della traccia (SCR1 e D1) e della ritraccia (SCR2 e D2). Il commutatore della ritraccia (SCR2 e D2) viene comandato da un impulso proveniente dall'oscillatore orizzontale un istante prima dell'inizio desiderato della ritraccia e, assieme ad un circuito risonante di commutazione, provvede a far finire la traccia e successivamente ad iniziare la ritraccia; il circuito di commutazione è fatto in modo da aprire inoltre il tiristore di ritraccia (SCR2) prima della fine della ritraccia e da chiudere il diodo di traccia (D1) all'inizio della traccia.

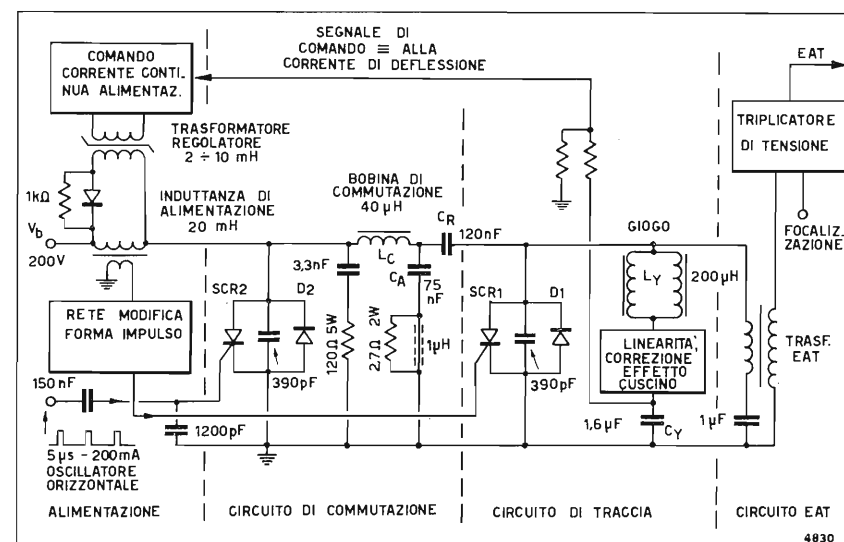


Fig. 7. — Circuito reale di deflessione orizzontale a tiristori per cinescopi a 110°.

Gli elementi che effettuano la commutazione durante la ritraccia comandano inoltre l'afflusso di energia dall'alimentazione al circuito stesso ed offrono la possibilità di stabilizzare l'intero funzionamento del circuito di deflessione orizzontale contro variazioni, sia della tensione della rete, sia della corrente dei fasci.

Dopo queste considerazioni riassuntive passiamo ad esaminare il circuito fondamentale leggermente semplificato di figura 7 al quale ci riferiremo per farne l'analisi durante la traccia, la commutazione e la ritraccia e per indicare le principali relazioni utili per ricavare i primi dati del suo progetto. Esamineremo alla fine in dettaglio il circuito di alimentazione e la funzione del condensatore C_A .

5. Il circuito fondamentale.

Nel circuito di figura 7 un giogo di deflessione a bassa impedenza viene pilotato direttamente dal circuito di deflessione e la tensione anodica EAT del cinescopio (per es. 25 kV, 1,5 mA) viene ottenuta da un moltiplicatore di tensione pilotato dal trasformatore EAT collegato in parallelo al giogo. Il circuito è separato nelle sue quattro parti: alimentazione, circuito di commutazione, circuito di traccia, circuito per la generazione della EAT. Nello schema sono indicati i valori tipici dei componenti, assieme alle varie reti RC ed RL richieste per smorzare oscillazioni spurie.

Vediamo ora di ottenere dal circuito pratico di figura 7 un circuito semplificato, ridotto agli elementi essenziali, che chiameremo « circuito fondamentale »; è a questo circuito che ci riferiremo nei prossimi paragrafi. Esso è indicato nella figura 8.

Gli elementi che sono stati omessi rispetto alla figura 7 sono: il circuito EAT, i circuiti ausiliari in serie al giogo, le reti di smorzamento, il sistema di regolazione, la rete per modificare la forma dell'impulso sulla porta di SCR1, ed infine il condensatore C_A . In effetti questo condensatore non è necessario per il funzionamento del circuito fondamentale; è anzi utile iniziare lo studio senza di esso perché così l'analisi del principio fondamentale di funzionamento

ne risulta notevolmente semplificata. Inoltre, gran parte dei risultati dell'analisi del circuito di figura 8 rimangono, con buona approssimazione, invariati anche con l'aggiunta di C_A , o possono essere opportunamente modificati, come indicheremo nel paragr. 12.

Nel circuito di figura 8 viene inoltre introdotta una notevole semplificazione nella alimentazione, che viene rappresentata quale una sorgente a corrente costante I_b . Questo è il tipo ideale di alimentazione per il sistema di deflessione a tiristori, poiché deve ricaricare lentamente C_R quando il commutatore S2 (SCR2, D2) non conduce, e tollerare un corto circuito quando S2 conduce. Una sorgente a corrente costante è in riposo quando è in corto circuito (tensione di uscita zero e corrente di uscita di valore definito, quindi potenza di uscita zero) e fornisce

una ricarica lineare di C_R , soddisfacendo quindi in pieno ai requisiti richiesti. Nel circuito pratico una sorgente a corrente costante viene ottenuta con buona approssimazione connettendo una grande induttanza in serie ad una sorgente a tensione costante (la normale tensione $+V_b$); vedremo più in dettaglio il funzionamento del circuito di alimentazione nel par. 11.

Il circuito di figura 8 è stato, per semplicità, rappresentato senza perdite; nel considerare le relazioni di energia del sistema dobbiamo però tener presente che una certa quantità di energia viene assorbita durante ogni riga. Per tenere conto di ciò si può aggiungere una resistenza equivalente di carico R_L in parallelo alla induttanza del giogo L_Y (tratteggiata in figura 8).

6. Analisi di circuito durante la traccia.

Il funzionamento durante la traccia è sostanzialmente uguale a quello di un circuito di deflessione a transistori che tuttavia vogliamo qui riassumere.

La parte del circuito fondamentale che produce una corrente crescente linearmente nel giogo (fig. 6), è costituita da $L_Y, C_Y, S1$. C_Y è un grande condensatore capace di accumulare molto più energia di quella circolante ad ogni riga nel giogo; C_Y è quindi da considerare come una sorgente di tensione costante.

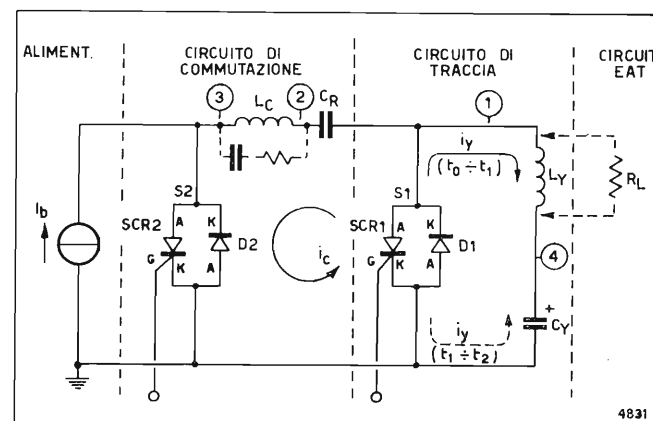


Fig. 8. — Schema di principio del circuito di deflessione orizzontale a tiristori.

Quando il circuito ha raggiunto il suo equilibrio (alcuni millisecondi dopo l'accensione) C_Y si trova caricato ad una tensione V_{CY} (fig. 10f); valori tipici $60 \div 80$ V) e dal circuito di commutazione viene trasferita ad ogni riga una energia appena sufficiente a mantenere questa carica, rimpiazzando l'energia perduta o convertita nei circuiti di traccia e di EAT. Quando S1 (SCR1 oppure D1) conduce, la tensione costante V_{CY} è quindi applicata ad L_Y facendo scorrere una corrente crescente linearmente ed avente un gradiente

$$\frac{di_Y}{dt} = \frac{V_{CY}}{L_Y}$$

Le condizioni all'inizio della traccia dipendono dalle condizioni alla fine della ritraccia, che finora non conosciamo. Tuttavia, poiché la corrente di deflessione richiesta è sempre conosciuta, possiamo

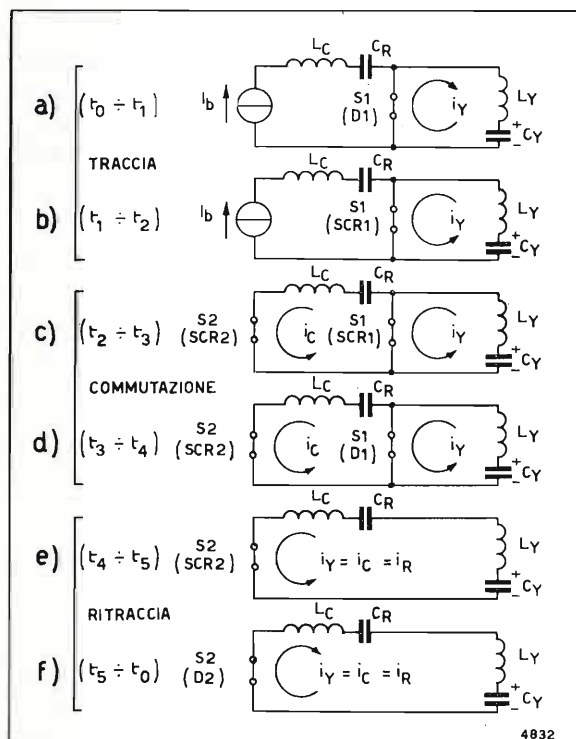


Fig. 9. — Circuiti equivalenti del circuito di principio di fig. 8 in diversi intervalli di tempo.

prendere questa come punto di partenza (tempo t_0 in fig. 6), e considerare semplicemente un valore iniziale $-i_{Y1}$ circa uguale a metà della corrente picco-picco nel giogo. Quando il circuito è a regime, la corrente alla fine della ritraccia dovrà avere questo valore. Durante il tempo di traccia t_s la corrente del giogo deve quindi variare linearmente dal valore iniziale $-i_{Y1}$ al valore finale $+i_{Y2}$, tali che la corrente picco-picco abbia il valore richiesto per la piena deflessione.

Durante la traccia il circuito equivalente del circuito fondamentale è quello indicato nella figura 9a nel tempo $t_0 \div t_1$, quello indicato nella figura 9b nel tempo $t_1 \div t_2$.

Con riferimento alle figure 6, 9a e 9b il funzionamento del circuito si può così riassumere: durante la prima metà della traccia, da t_0 a t_1 , il diodo D1 (diodo smorzatore) è conduttore. Il campo magnetico precedentemente accumulato nella induttanza L_Y (giogo)

si scarica bruscamente e fa scorrere una corrente i_{D1} (negativa - freccia continua in fig. 8) decrescente linearmente verso zero (fig. 10d) nel diodo D1, che carica il condensatore C_Y . Inoltre durante la prima metà della traccia il tiristore SCR1 viene preparato a condurre mediante un impulso di comando sulla sua porta (fig. 10b) non appena la tensione anodo-catodo diverrà positiva (istante t_1).

Vediamo ora come si comporta il circuito nella seconda metà della traccia (fino alla commutazione) cioè nel tempo da t_1 a t_2 . All'istante t_1 la carica di C_Y è terminata e comincia la scarica (fig. 9b). SCR1 è quindi polarizzato ora in senso diretto ed ha l'impulso di comando sulla porta: esso conduce. La direzione della corrente si inverte (diventa positiva: freccia tratteggiata in fig. 8) e l'energia scorre attraverso SCR1 di nuovo nella induttanza L_Y del giogo.

Si ha quindi:

$$[1] \quad \frac{di_Y}{dt} = \frac{(i_{Y1} + i_{Y2})}{t_s} = \frac{V_{CY}}{L_Y}$$

con $(i_{Y1} + i_{Y2}) =$ corrente picco-picco nel giogo.

Nei circuiti pratici c'è sempre una certa resistenza in serie con L_Y , e quindi i_Y cresce esponenzialmente anziché linearmente; le relazioni sopra indicate non sono quindi del tutto esatte ma forniscono una approssimazione accettabile per i calcoli iniziali.

Per un tipico circuito pratico avente un giogo da $350 \mu\text{H}$ che richiede una corrente di deflessione picco-picco di $8,5$ A con un tempo di traccia di $52 \mu\text{s}$ (sistema a 652 righe) otteniamo:

$$\frac{di_Y}{dt} = \frac{8,5}{52} \cdot 10^6 = 1,64 \cdot 10^5 \text{ A/s},$$

$$V_{CY} = 1,64 \cdot 10^5 \cdot 350 \cdot 10^{-6} = 58 \text{ V}.$$

Supponendo di trasferire ad ogni riga la corretta quantità di energia al circuito di traccia, C_Y sarà caricato alla tensione sopra indicata dopo alcune righe di funzionamento e rimarrà poi a regime su questo valore. Se il trasferimento di energia è troppo piccolo o troppo grande, allora la condizione di regime sarà raggiunta ad un valore inferiore o superiore di V_{CY} , in corrispondenza al quale le perdite sono ancora uguali all'energia trasferita e anche la corrente di deflessione sarà inferiore o superiore al valore richiesto poiché essa è proporzionale a V_{CY} . Il processo di trasferimento di energia è comandato dal circuito di commutazione e dall'analisi che segue vedremo come i parametri di quest'ultimo circuito determinino la quantità di energia trasferita ad ogni riga.

7. Analisi del circuito durante la commutazione.

La commutazione, che avviene durante l'ultima parte della traccia, si può anche chiamare preparazione alla ritraccia: il suo scopo finale è quello di aprire S1 che conduce la corrente i_Y durante la traccia; ciò per consentire una rapida inversione di i_Y che è così pronta per l'inizio della traccia successiva. Come abbiamo già visto nel paragrafo 2, la conduzione di un tiristore non può essere interrotta per mezzo di un segnale di comando sulla porta. Viene invece usato un metodo di « commutazione forzata »: questo consiste nell'iniettare un impulso di corrente inversa nel circuito anodo-catodo del tiristore costringendo così la sua corrente anodica ad annullarsi e a rima-

nere nulla per un tempo sufficiente (circa $3 \mu\text{s}$) per permettere al dispositivo di recuperare la sua possibilità di bloccare la corrente diretta. Lo scopo principale del circuito di commutazione è di fornire questo impulso di corrente inversa all'istante appropriato.

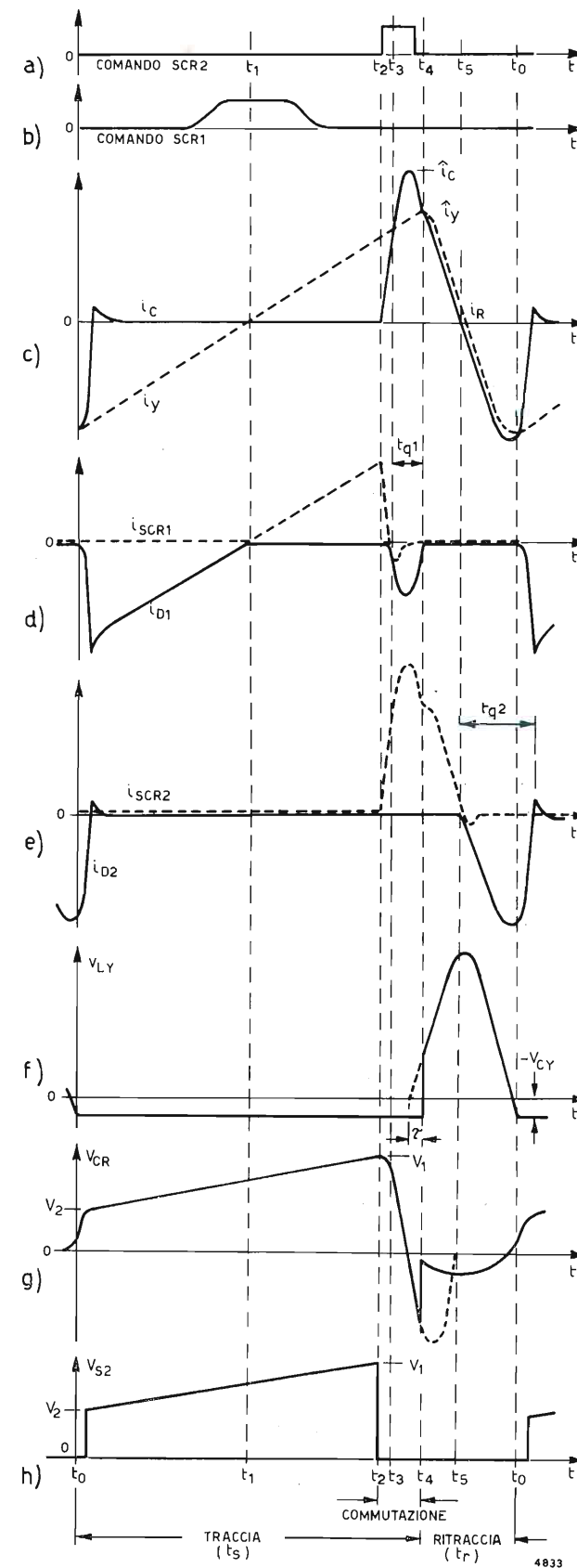


Fig. 10. — Forme d'onda degli impulsi di comando: a), b); delle correnti: c), d), e) e delle tensioni: f), g), h), negli intervalli di traccia, commutazione e ritraccia.

La commutazione viene eseguita in due tempi: nel primo tempo, da t_2 a t_3 , viene aperto SCR1, nel secondo tempo da t_3 a t_4 , viene chiuso e poi aperto D1. Durante la commutazione il circuito equivalente del circuito fondamentale è quello indicato nella figura 9c nel tempo $t_2 \div t_3$ e nella figura 9d nel tempo $t_3 \div t_4$. La parte del circuito fondamentale che effettua la commutazione, che possiamo chiamare circuito di commutazione, è costituito da L_C , C_R , S2.

Con riferimento alle figure 6, 9c, 9d, 10 il funzionamento del circuito si può così riassumere: Esaminiamo prima il comportamento del circuito durante la prima metà della commutazione, nel tempo $t_2 \div t_3$.

Per dar inizio al processo di commutazione, nell'istante t_2 un impulso (fig. 10a) proveniente dall'oscillatore orizzontale (fig. 7) viene applicato alla porta del tiristore SCR2 e lo fa condurre. La carica accumulata precedentemente su C_R (fig. 10g) si scarica nella induttanza di commutazione L_C attraverso i due tiristori SCR1 e SCR2 che conducono. Poiché la corrente di commutazione i_c (figure 8 e 10c) cresce molto più rapidamente della corrente di deflessione i_Y (per la più alta frequenza di risonanza del circuito risonante serie formato da L_C , C_R , C_Y) la corrente in SCR1 ($i_{SCR1} = i_Y - i_c$) circola in senso inverso (diviene negativa) e si annulla nell'istante t_3 , come indicato nella figura 10d; il tiristore SCR1 viene cioè, dopo un tempo molto breve (circa $1 \div 2 \mu\text{s}$), commutato e nell'istante t_3 non conduce più, cioè si ha lo spegnimento di SCR1 per commutazione forzata; infatti il condensatore C_R scaricandosi produce un impulso di corrente i_c che scorre in SCR1 in direzione opposta alla corrente di deflessione i_Y ed è di ampiezza maggiore.

Riferendoci alla figura 9c, la corrente di commutazione i_c prodotta dalla scarica di C_R attraverso L_C , dopo la chiusura di S2, è data dall'equazione:

$$[2] \quad \frac{d^2 i_c}{dt^2} + \frac{i_c}{L_C C_R} = 0.$$

Risolviendo questa equazione e ricordando che all'inizio della commutazione C_R è caricato alla tensione V_1 (fig. 10g) abbiamo:

$$[3] \quad i_c = V_1 \sqrt{\frac{C_R}{L_C}} \sin \omega_c t,$$

dove:

$$[4] \quad \omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_C C_R}}, \quad \text{ossia} \quad f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_C C_R}}.$$

La frequenza f_c è detta « frequenza di commutazione » (bibl. 19, pp. 243 ÷ 248).

Volendo tener conto delle perdite del circuito di commutazione, possiamo rappresentarle mediante una resistenza di valore R in serie ad L_C . Allora la espressione (approssimata) di i_c diviene:

$$[5] \quad i_c = V_1 \sqrt{\frac{C_R}{L_C}} e^{-at} \sin \omega_1 t,$$

$$\text{dove:} \quad a = \frac{R}{2L_C}; \quad \omega_1 = \sqrt{\omega_c^2 - a^2}.$$

Da quanto sopra vediamo che la forma d'onda di i_c è sinusoidale (a rigore una onda sinusoidale smorzata) e l'ampiezza di picco del primo mezzo periodo è data da:

$$[6] \quad i_c = V_1 \sqrt{\frac{C_R}{L_C}} \quad (\text{fig. 10 c}).$$

Esaminiamo ora il comportamento del circuito nella seconda metà della commutazione, cioè nel tempo $t_3 \div t_4$. Nell'istante t_3 , quando i_c è maggiore di i_Y , il diodo D1 diventa conduttore.

La corrente i_c però, dopo esser passata per il suo valore massimo i_c , diminuisce e nell'istante t_4 diviene uguale ad i_Y (fig. 10c); allora anche D1 cessa di condurre. La corrente non può scorrere in direzione positiva (ora è $i_c < i_Y$) attraverso S1 poiché SCR1 è ora bloccato ed ha ripreso la sua possibilità di restare bloccato; quindi nell'istante t_4 il commutatore S1 è aperto (non conduce) e comincia la ritraccia.

Osserviamo che nel tempo $t_3 \div t_4$, quando D1 conduce, la corrente i_Y continua ad aumentare linearmente perché D1 fornisce un cammino a bassa impedenza fino a quando i_c rimane maggiore di i_Y . Osserviamo inoltre che il tiristore usato quale SCR1 deve aver un tempo di ricupero t_{q1} (fig. 10) inferiore al tempo da t_3 a t_4 .

8. Analisi del circuito durante la ritraccia.

Durante la ritraccia possiamo considerare tre parti: la prima da t_4 a t_5 (figure, 6 e 10), la seconda da t_5 a t_6 e la terza (fine della ritraccia) attorno all'istante t_6 , prima dell'inizio effettivo della traccia.

Durante la ritraccia il circuito equivalente è quello indicato nella figura 9e nel tempo da t_4 a t_5 (S1 aperto, SCR2 chiuso) e nella figura 9f da t_5 a t_6 (S1 aperto, D2 chiuso). Esso si riduce semplicemente ad un circuito L, C in serie nel quale:

$$[7] \quad L = L_C + L_Y, \quad C = \frac{C_R C_Y}{C_R + C_Y}.$$

Il circuito durante la ritraccia ha quindi la stessa configurazione di un sistema tipico di deflessione a transistori; le condizioni all'inizio della ritraccia sono tuttavia un po' differenti.

Durante la prima parte della ritraccia da t_4 a t_5 all'istante t_4 S1 è aperto e SCR2 conduce: l'energia immagazzinata nel giogo L_Y e nel trasformatore EAT oscilla nel circuito costituito da L_C, C_R, L_Y, C_Y e la corrente di ritraccia circola attraverso SCR2. Nell'istante t_4 i_c ed i_Y sono uguali fra loro (fig. 10c) e questo è anche il valore iniziale della corrente di ritraccia i_R . Tuttavia, poiché di_c/dt e di_Y/dt non sono uguali alla fine della traccia si ha un brusco cambiamento (quando S1 si apre) in modo che ambedue le correnti (che si combinano fra loro per divenire l'unica corrente i_R) possano assumere lo stesso valore di di/dt . All'inizio della ritraccia la corrente subisce quindi un cambiamento di pendenza e la pendenza iniziale di i_R assume un valore che sta fra i due valori di_c/dt e di_Y/dt che si hanno alla fine della traccia.

Occorre tener presente che la pendenza iniziale di i_R è fissata dalle pendenze finale di i_c ed i_Y nell'istante in cui S1 si apre; perciò:

$$[8] \quad \left[\frac{di_R}{dt} \right]_0 = \frac{L_C}{L_C + L_Y} \left[\frac{di_c}{dt} \right]_F + \frac{L_Y}{L_C + L_Y} \left[\frac{di_Y}{dt} \right]_F.$$

dove «0» significa inizio della ritraccia e «F» fine della traccia.

Dopo questo transitorio iniziale, il circuito oscilla alla sua frequenza naturale determinata da L e C

dati dalla [7]. In pratica la frequenza dipende soprattutto da L_Y e da C_R perché $L_C \ll L_Y$ e $C_Y \gg C_R$. La corrente segue una forma d'onda cosinusoidale, iniziando in un punto nel quale la sua pendenza è uguale alla pendenza iniziale di i_R .

Osserviamo che la tensione sviluppata ai capi di S1 (SCR1 e D1) durante la ritraccia dipende direttamente dalla forma dell'onda di corrente che circola in L_Y . Il rapido cambiamento di di/dt all'inizio della ritraccia provoca un corrispondente brusco cambiamento di tensione ai capi di L_Y (e anche ai capi di L_C), dopodiché la tensione segue una forma d'onda sinusoidale che corrisponde alla forma d'onda cosinusoidale della corrente. Questo è indicato nella figura 10f, nella quale l'onda sinusoidale manca per il tempo τ . Per completare la descrizione dell'andamento delle tensioni, nella figura 10g viene indicata la tensione su C_R , la quale presenta un transitorio all'inizio della ritraccia; in effetti, la variazione brusca di di/dt è tale da provocare transitori di tensione uguali su L_C e L_Y dato che le tensioni su C_R e C_Y non possono cambiare bruscamente.

Durante la seconda parte della ritraccia, da t_5 a t_6 , all'istante t_5 la corrente oscillante i_R passa attraverso lo zero e cambia polarità; il diodo D2 conduce e SCR2 ritorna nello stato di interdizione. D2 conduce oltre la fine della ritraccia per un tempo molto breve dopo l'inizio della traccia (mentre la corrente residua nella bobina di commutazione decade a zero).

Per completare l'analisi del circuito durante la ritraccia resta da considerare il funzionamento del circuito nell'intervallo attorno all'istante t_6 fra la fine della ritraccia e l'inizio effettivo della traccia, cioè nel passaggio dal circuito equivalente di figura 9f a quello di figura 9a.

La ritraccia finisce quando il diodo D1, che era stato bloccato dall'inizio della ritraccia, riprende a condurre. Inizialmente durante la ritraccia la tensione sul catodo di D1 è positiva, poi incrocia lo zero e diventa negativa; allora D1 viene polarizzato in senso diretto e comincia a condurre. Questo accade nel momento in cui $V_{LY} = V_{CY}$, cioè:

$$L_Y \frac{di_R}{dt} = V_{CY} \quad \text{ossia} \quad \frac{di_R}{dt} = \frac{V_{CY}}{L_Y}.$$

Questo valore di di_R/dt è lo stesso di di_Y/dt durante la traccia, e quindi la traccia comincia precisamente in corrispondenza a quel punto della forma d'onda di corrente di ritraccia nel quale la sua pendenza è uguale alla pendenza della corrente di traccia. Questa è la stessa situazione che si verifica nella maggior parte degli altri sistemi di deflessione e significa semplicemente che c'è una transizione graduale alla fine della ritraccia, senza discontinuità del tipo di quelle che avvengono all'inizio della ritraccia (fig. 10, istante t_4).

All'inizio della traccia, caratterizzato dalla ripresa della conduzione di D1, abbiamo inizialmente una condizione di funzionamento, di durata molto breve, durante la quale la configurazione del circuito passa da quella del circuito equivalente di figura 9f a quella di figura 9d ed infine a quella di figura 9a. Esaminiamo in dettaglio il susseguirsi delle condizioni di funzionamento nei primi istanti a partire da t_6 .

Quando D1 conduce si ha ancora un ramo indipendente di circuito, formato da L_C e C_R (fig. 9d), per la corrente di commutazione, la quale è ora libera

di oscillare alla frequenza naturale f_c (formula [4]). Le condizioni iniziali sono:

$$[9] \quad [i_c]_0 = [i_Y]_0 = [i_R]_F$$

$$\text{e} \quad \left[\frac{di_c}{dt} \right]_0 = \left[\frac{di_Y}{dt} \right]_0 = \left[\frac{di_R}{dt} \right]_F,$$

dove «0» significa inizio della traccia ed «F» significa fine della ritraccia.

Partendo da questi valori iniziali all'istante t_6 , i_c riprende ad oscillare alla frequenza f_c ma al punto di incrocio con lo zero D2 non può più condurre e SCR2 è ora nello stato di interdizione; la corrente i_c si interrompe quindi bruscamente.

Il circuito di commutazione è ora in riposo (fig. 9a) e rimarrà in questa condizione finché SCR2 verrà di nuovo portato in conduzione. In realtà nel breve intervallo fra t_6 e la fine di conduzione di D2, mentre i_c cade in zero, la energia rimasta in L_C è stata trasferita a C_R , ricaricandolo parzialmente (fig. 10g) alla tensione V_2 .

La condizione di L_C quando D2 si apre è un po' insolita per il fatto che la corrente è zero, mentre di/dt e V_{LC} non sono nulle. L'energia accumulata in L_C in questo istante è nulla e se l'induttanza fosse «pura», si avrebbe in questo punto una condizione di riposo. In pratica, tuttavia, L_C ha una capacità dispersa nella quale è accumulata una quantità di energia corrispondente alla tensione istantanea V_{LC} . Quando D2 si apre questa energia oscilla in L_C alla frequenza naturale di risonanza della bobina con la sua capacità dispersa. Questa oscillazione può imporre condizioni severe di transitori di tensione (dv/dt) su SCR2 e può irradiare, divenendo sorgente di interferenze; una rete RC di smorzamento deve quindi essere connessa ai capi di L_C (tratteggiata in fig. 8) per smorzare tali oscillazioni.

Osserviamo che nel considerare il circuito di commutazione abbiamo finora sempre trascurato la corrente di alimentazione I_b che si chiude a massa attraverso SCR2 oppure attraverso D2 quando questi dispositivi conducono. In effetti, all'inizio della traccia I_b scorre in senso opposto a i_c , e di conseguenza la corrente in D2 diviene nulla un istante prima che i_c incroci l'asse dello zero, e precisamente quando $i_c = -I_b$. In definitiva D2 si apre nel punto adatto a permettere una transizione continua fra la corrente oscillatoria i_c e la corrente costante di carica I_b .

Per completare le considerazioni sul funzionamento del circuito nell'intervallo attorno all'istante t_6 può essere interessante esaminare ancora le condizioni di equilibrio all'inizio della traccia.

Nel circuito di traccia i_Y aumenta linearmente partendo dal suo valore $-i_{Y1}$, di figura 6. Vediamo come questa condizione iniziale venga ottenuta. Il circuito raggiunge una condizione stabile di funzionamento quando la corrente in C_Y , integrata in un periodo completo (una riga) è zero (cioè quando la carica è uguale alla scarica durante ogni riga). Ora, riferendoci alle forme d'onda di i_Y ed i_R della figura 10c, vediamo che il picco negativo di i_Y è maggiore del picco positivo; questo è dovuto al fatto che la corrente i_Y (di forma cosinusoidale) durante la ritraccia non inizia in corrispondenza del picco positivo della cosinusoidale, ma con un ritardo τ (fig. 10f). Il fatto che il picco negativo sia maggiore di quello positivo indica che dell'energia è stata trasferita al giogo durante la ritraccia. La carica accumulata in C_Y

durante la prima metà della traccia ($t_0 \div t_1$) è maggiore della scarica resa da C_Y durante la seconda metà della traccia ($t_1 \div t_4$) e di conseguenza la tensione V_{CY} dovrebbe aumentare ad ogni riga facendo aumentare anche l'ampiezza di i_Y (sia $-i_{Y1}$ sia $+i_{Y2}$). Apparentemente il circuito non è in una condizione di equilibrio.

Quanto sopra si spiega col fatto che sono state trascurate tutte le perdite. In effetti, a causa delle perdite, durante la traccia (e della conversione di energia per la EAT), la forma d'onda della corrente di ritraccia i_R non è esattamente cosinusoidale ma è parte di cosinusoidale smorzata del tipo:

$$i_R = I_R e^{-at} \cos \omega(t + \tau).$$

La presenza del termine di smorzamento esponenziale riduce l'ampiezza del picco negativo della corrente di ritraccia. Inoltre le perdite durante la traccia fanno sì che i_Y abbia una forma esponenziale che produce una piccola differenza d'ampiezza fra i picchi positivi e negativi della corrente i_Y durante la traccia (se viene usata una bobina di correzione della linearità, essa assorbe l'eccesso di energia durante la prima parte della traccia). Si può così ottenere una condizione di regime nella quale l'energia trasferita ogni riga durante la ritraccia uguaglia le perdite durante ogni riga.

9. Relazioni di energia

Nel considerare il funzionamento del circuito durante la ritraccia abbiamo visto che si ha un trasferimento di energia dal circuito di commutazione al giogo. Vogliamo ora mostrare il modo di calcolare approssimativamente la quantità di energia trasferita durante ogni riga. Ciò può esser fatto facilmente considerando l'energia nel circuito di commutazione prima e dopo la ritraccia.

All'inizio della commutazione tutta l'energia è accumulata in C_R e man mano che la corrente di commutazione aumenta l'energia si trasferisce su L_C , finché quando i_c è massima tutta l'energia è trasferita in L_C . Trascurando le perdite l'energia iniziale di commutazione, prima della ritraccia, che indicheremo con W_1 , vale:

$$[10] \quad W_1 = \frac{1}{2} C_R V_1^2 = \frac{1}{2} L_C i_c^2.$$

Poco prima della fine della ritraccia, quando i_R passa per il suo valore di picco negativo, la tensione ai capi di C_R è nulla e l'energia accumulata in L_C è:

$$[11] \quad W_2 = \frac{1}{2} L_C i_R^2$$

dove i_R è il valore del picco negativo di i_R (da notare che i_R circola sia in L_C che in L_Y). La ritraccia non finisce esattamente in corrispondenza al picco negativo di i_R (fig. 10c) ma un brevissimo tempo dopo. Tuttavia con buona approssimazione possiamo supporre che l'energia nel circuito di commutazione non sia cambiata durante questo brevissimo tempo, e possiamo quindi ritenere che la [11] dia l'energia residua di commutazione dopo la ritraccia.

Poiché inoltre il valore di picco negativo di i_R è praticamente uguale al valore di picco positivo di i_R (che qui coincide con i_Y), possiamo scrivere:

$$[12] \quad \text{Energia residua } W_2 = \frac{1}{2} L_C i_Y^2 = \frac{1}{2} C_R V_2^2$$

dove V_2 (fig. 10g) è la tensione alla quale C_R è ricaricato all'inizio della traccia. Dalle [10] e [12] si ricava che l'energia W trasferita al gioco durante la ritraccia è:

$$[13] \quad W = W_1 - W_2 = \frac{1}{2} L_C (\dot{i}_C^2 - \dot{i}_Y^2) = \frac{1}{2} C_R (V_1^2 - V_2^2).$$

La prima di queste due equazioni dice che se l'energia trasferita fosse nulla si avrebbe $\dot{i}_Y = \dot{i}_C$. La corrente di commutazione di picco \dot{i}_C , come si ricava dalla [3], vale $\dot{i}_C = V_1 \sqrt{C_R/L_C}$, con V_1 funzione di I_b . Per un dato valore di \dot{i}_C , la corrente di deflessione raggiungerà un valore stabile in corrispondenza al quale l'energia trasferita W uguagli le perdite durante ogni riga.

È interessante osservare che se le perdite fossero nulle, si potrebbe ottenere una condizione di equilibrio quando i valori di picco \dot{i}_Y e \dot{i}_C sono uguali. In questo caso i picchi positivo e negativo di \dot{i}_Y sarebbero uguali, l'energia trasferita sarebbe nulla, l'inizio della ritraccia t_4 coinciderebbe con t_3 e il passaggio da \dot{i}_C e \dot{i}_Y ad \dot{i}_R in figura 10c sarebbe graduale senza cambiamento brusco di pendenza. Sfortunatamente, quando t_4 coincide con t_3 il tempo di recupero di SCR1 ($t_{q1} = t_4 - t_3$) diverrebbe nullo cosicché questo circuito ideale senza perdite richiederebbe tiristori SCR1 con tempo di recupero nullo. Questo fatto indica anche il rapporto importante che intercorre fra il trasferimento di energia e t_{q1} : quando il trasferimento di energia (cioè le perdite del circuito oppure la potenza di uscita utile) aumentano, aumenta pure t_{q1} , permettendo l'instaurarsi di condizioni più favorevoli di funzionamento per SCR1 all'aumentare del carico (per esempio all'aumentare della corrente dei fasci).

10. Ulteriori considerazioni di progetto.

Riportiamo di seguito alcune ulteriori considerazioni utili per ricavare i primi dati di progetto di: t_r , L_Y , L_C , t_{q1} , t_{q2} .

a) *Tempo di ritraccia t_r .* Come già indicato nel paragrafo 8 (prima parte della ritraccia), la frequenza di ritraccia è determinata principalmente dai valori di L_Y e C_R . Si può scrivere la relazione approssimata:

$$[14] \quad t_r = \pi \sqrt{L_Y C_R}.$$

Dati t_r ed L_Y , si può determinare C_R .

b) *Induttanza del giogo L_Y .* Il valore di L_Y viene determinato in base alla tensione di picco permessa durante la ritraccia su SCR1 e D1. Per dati valori di energia di deflessione e di tempo di ritraccia, la tensione di picco è funzione del valore di L_Y . Quest'ultima viene quindi scelta di valore tale da non superare i valori di tensione ammessi su SCR1 e D1.

c) *Induttanza di commutazione L_C e tempo di recupero di SCR1 t_{q1} .* Ricordando che la frequenza di risonanza di L_C , C_R , detta frequenza di commutazione f_c , è data dalla [4], ed essendo C_R già stato fissato, occorre stabilire anzitutto la frequenza f_c . L'esperienza indica che un valore approssimato di f_c può essere il seguente:

$$[15] \quad f_c \cong \frac{1}{2\pi \sqrt{L_C C_R}} \cong 70 \text{ kHz}.$$

Da questa relazione si può calcolare in prima approssimazione il valore di L_C .

Per quanto riguarda t_{q1} , esso dipende principalmente da due fattori: 1) dalla durata dell'impulso della corrente di commutazione i_C e quindi dalla frequenza di commutazione f_c ; 2) per un dato valore di f_c , dall'energia trasferita come indicato alla fine del paragrafo 9: maggiore l'energia trasferita, più lungo diventa t_{q1} . In definitiva è difficile definire una relazione semplice fra f_c e t_{q1} . Tuttavia, per un valore tipico di $\dot{i}_Y/\dot{i}_C = 0,7$, si può indicare la seguente relazione approssimata fra t_{q1} ed f_c (come risulta anche dalla fig. 10d):

$$[16] \quad t_{q1} \cong \frac{1}{4 f_c}.$$

Dalla [16] per $f_c = 70 \text{ kHz}$ si ha $t_{q1} = 3,5 \mu\text{s}$, che è ben maggiore del valore massimo del tempo di recupero dei tiristori usati quali SCR1.

d) *Tempo di recupero di SCR2 t_{q2} .* L'esame delle forme d'onda di figura 10e mostra che t_{q2} è circa due terzi del tempo di ritraccia. Le esigenze imposte su SCR2 per quanto riguarda il tempo di recupero non sono quindi severe.

11. Il circuito di alimentazione.

Si è detto nel paragrafo 5 che il tipo più adatto di alimentazione per il sistema di deflessione a tiristori è quello a corrente costante. L'alimentazione disponibile normalmente nei televisori è però essenzialmente del tipo a tensione costante; occorre quindi convertirla per il circuito di deflessione a tiristori nel tipo a corrente approssimativamente costante. Si dovrà inoltre introdurre una regolazione della potenza di entrata tale che, sia la corrente di defles-

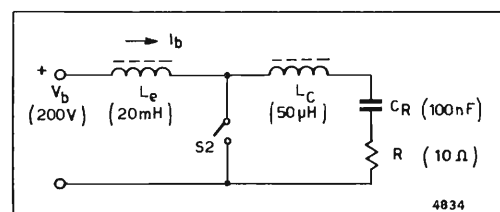


Fig. 11. — Circuito con induttanza L_e in serie per convertire la sorgente della tensione V_b in una sorgente a corrente costante.

sione, sia la EAT possano essere stabilizzate contro le normali variazioni della tensione di alimentazione e della corrente dei fasci.

Un modo conveniente per ottenere con soddisfacente approssimazione una sorgente a corrente costante per il circuito a tiristori è quello di disporre una induttanza in serie alla alimentazione $+V_b$. Questo è indicato nello schema semplificato della figura 11 limitato a tale induttanza L_e ed al circuito di commutazione S2, L_C , C_R . La resistenza R rappresenta le perdite di potenza nel circuito di commutazione dovute al trasferimento di energia al circuito di traccia. Il funzionamento di questo circuito si basa sull'accumulo di energia in L_e e sulla caratteristica di questa grande induttanza ad opporsi alle variazioni di corrente.

È interessante esaminare il funzionamento del circuito partendo dall'istante in cui il televisore viene acceso. All'inizio S2 è aperto e la corrente scorre attraverso L_e in C_R (la velocità di salita iniziale è $di/dt = V_b/L_e$). Durante i primi istanti dopo l'accensione del televisore la tensione di alimentazione V_b comincia a crescere da zero al suo valore normale; anche la di/dt iniziale dipende dal valore della velocità iniziale di salita di V_b . Alcuni millisecondi dopo l'accensione l'oscillatore orizzontale inizia a funzionare (occorre progettare l'oscillatore in modo che cominci ad oscillare prima che V_b raggiunga il suo valore normale) ed S2 viene fatto condurre. In questo momento C_R è già stato parzialmente caricato; la corrente normale di commutazione comincia a scorrere (sebbene con ampiezza ridotta) e fa aprire S2 dopo il suo normale tempo di conduzione di 15-20 μs . Mentre S2 conduce, la corrente in L_e continua ad aumentare e, quando S2 si apre, essa va a caricare il condensatore C_R facendo aumentare la tensione ai suoi capi. Dopo alcuni periodi di funzionamento (alcune righe) viene ottenuto uno stato di regime nel quale la corrente in L_e è costante.

Nella figura 12 viene indicato come avviene la crescita, dall'istante dell'accensione del televisore, della tensione V_b , della corrente di alimentazione I_b in L_e , della tensione v_{S2} ai capi di S2. Nel circuito col quale si è ottenuto l'oscillogramma di figura 12 fu usato un valore insolitamente alto di L_e (500 mH) per mostrare più chiaramente la funzione di questo «choke» nel mantenere una corrente di alimentazione costante. Si può vedere che V_b raggiunge il suo valore finale in circa 2 ms mentre la I_b e la tensione ai capi di S2 crescono più lentamente.

L'equilibrio viene raggiunto quando il valor medio V_m della tensione su S2 (che passa ad ogni riga da

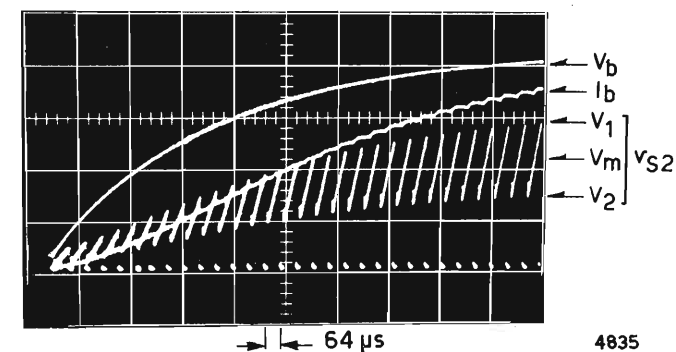


Fig. 12. — Oscillogramma che mostra, a partire dall'istante di accensione del televisore, l'aumento della tensione V_b , della corrente I_b e della tensione v_{S2} ai capi di S2 con i suoi valori medio V_m , massimo V_1 e minimo V_2 . Le scale dell'oscillogramma sono: V_b : 50 V/div, valore finale 200 V; I_b : 50 mA/div, valore finale 200 mA; V_{S2} : 100 V/div; asse tempi: 200 $\mu\text{s}/\text{div}$; $L_e = 500 \text{ mH}$.

un valore massimo V_1 ad un valore minimo V_2 , vedi anche fig. 10h è uguale alla tensione V_b (trascurando la piccola caduta di tensione nella resistenza di L_e); infatti allora il valor medio della differenza di potenziale ai capi di L_e è zero, cosicché I_b non ha nessuna tendenza a variare ulteriormente. Una volta raggiunto l'equilibrio la corrente I_b mostra solo una piccola variazione durante ogni riga (aumentando leggermente quando S2 conduce e diminuendo di nuovo quando S2 è aperto e C_R viene ricaricato): queste piccole variazioni cicliche di corrente sono appena visibili nella figura 12.

Si è visto che a regime $V_m = V_b$; perciò il suo valore di picco V_1 sarà maggiore di V_b . Da ciò segue che C_R viene caricato ad una tensione maggiore della tensione di alimentazione V_b . Il valore effettivo di V_1 dipende evidentemente dal ciclo di lavoro di S2 (rapporto fra il tempo in cui conduce a quello in cui non conduce, in ogni riga), e dal rapporto V_2/V_1 , che è determinato dal carico durante ogni riga. Per fare un esempio pratico, supponendo che S2 conduca per 1/3 di ogni riga e che $V_2/V_1 = 1/2$ su C_R rimane un minimo di energia, in corrispondenza di V_2 , pari ad 1/4 di quella massima che si ha per V_1 , perciò 3/4 della energia accumulata in C_R è assorbita in ogni riga dal carico), il valor medio della tensione su S2 risulta:

$$[17] \quad V_m = \frac{2}{3} \left[V_2 + \frac{1}{2} (V_1 - V_2) \right] = \frac{1}{2} V_1,$$

per cui, in questo caso, C_R verrebbe caricato al doppio della tensione $+V_b$.

Usando semplicemente l'induttanza d'entrata L_e per rendere costante la corrente durante ogni riga non abbiamo tuttavia a disposizione alcun mezzo per comandare la corrente di alimentazione e stabilizzarla contro variazioni del carico (corrente dei fasci) e della V_b . Il circuito fondamentale può essere tuttavia modificato, per soddisfare questi requisiti aggiuntivi, mediante l'impiego di una induttanza variabile (anziché fissa), come vedremo.

Osserviamo ancora che il circuito di fig. 11 riproduce con buona approssimazione le condizioni di funzionamento della alimentazione e del circuito di commutazione del circuito di deflessione completo (particolarmente durante la traccia quando S2 è aperto ed S1 conduce). I risultati ottenuti per illustrare le forme d'onda di tensione e di corrente e per i calcoli relativi alla alimentazione ed al sistema di regolazione sono quindi direttamente applicabili, senza modifiche, al circuito di deflessione orizzontale completo.

11.1 CIRCUITO STABILIZZATORE CON INDUTTANZA: PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

La stabilizzazione del circuito di deflessione orizzontale a tiristori può naturalmente essere ottenuta stabilizzando la sua tensione di alimentazione V_b mediante uno dei noti sistemi di stabilizzazione esterni (stabilizzatore con transistoro in serie, tiristore controllato in fase, stabilizzatore serie funzionante a commutazione, ecc.). Esiste tuttavia anche la possibilità di usare un sistema di stabilizzazione che faccia parte integrante del circuito di deflessione orizzontale, evitando così una stabilizzazione separata e notevolmente più costosa.

Abbiamo indicato nel paragrafo 9 come nel circuito di deflessione a tiristori l'energia venga accumulata in C_R durante la traccia e trasferita (in parte) al giogo e al circuito EAT durante la ritraccia. Possiamo quindi stabilizzare l'energia di deflessione e di EAT comandando l'energia accumulata in C_R durante la traccia o, più precisamente, la tensione V_1 alla quale C_R viene caricato all'inizio della commutazione (t_2). Per ottenere questo, tutto quello che occorre è di rimpiazzare la «grande» induttanza fissa di entrata della figura 11 con una induttanza variabile (trasduttore) di valore inferiore e con un intervallo tipico di variazione da 2 a 10 mH.

Si tratta ora di esaminare il funzionamento del circuito di alimentazione quando L_e è «piccola» (osserviamo che in questo caso L_e è da considerare «piccola» quando la frequenza di risonanza di L_e e C_R è dello stesso ordine della frequenza di deflessione orizzontale) ed è variabile (per esempio in funzione delle variazioni della corrente di deflessione i_Y).

Riferendoci al circuito equivalente semplificato di figura 13 dobbiamo in primo luogo supporre che il commutatore S2 sia chiuso per un certo intervallo di tempo ($t_2 \div t_0$) e sia aperto per il rimanente intervallo di tempo ($t_0 \div t_2$). Durante il tempo da t_2 a t_0 la i_b aumenta linearmente in L_e e nell'istante t_0 è massima

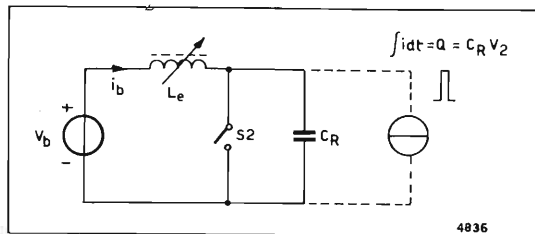


Fig. 13. — Circuito equivalente del circuito di stabilizzazione con induttanza variabile.

ed ha il valore I_0 . Per poter riprodurre in questo circuito equivalente semplificato le stesse condizioni di funzionamento del circuito di commutazione reale, dobbiamo inoltre supporre che, nell'istante in cui S2 si apre, C_R venga caricato ad una tensione V_2 (fig. 10g); ciò richiede una sorgente di corrente in parallelo a C_R per fornire, quando S2 si apre, un impulso di valore $Q = C_R V_2$ (bibl. 19, pp. 192-193).

L'equazione differenziale della corrente i_b dopo l'apertura di S2 è la seguente:

$$[18] \quad \frac{d^2 i_b}{dt^2} + \frac{1}{L_e C_R} i_b = 0;$$

risolvendola per le condizioni iniziali (t_0 , $i_b = I_0$ e $V_{S2} = V_2$) si ottiene:

$$[19] \quad v_{S2} = v_{CR} = V_b + V_K \sin(\omega_0 t - \theta_0)$$

dove:

$$V_K = \sqrt{\frac{L_e}{C_R} I_0^2 + (V_b - V_2)^2}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_e C_R}},$$

$$\tan \theta_0 = \frac{V_b - V_2}{I_0 \sqrt{L_e / C_R}}.$$

In figura 14 sono state riportate le forme d'onda di v_{S2} calcolate con la [19] per alcuni valori tipici di L_e e mantenendo costanti gli altri parametri (in pratica quando varia L_e anche V_2 subisce una certa variazione, ma ciò non infirma il principio di funzionamento).

Come si può intuire dall'esame della figura 13, quando L_e è piccola essa forma, assieme a C_R , un circuito oscillatorio e la tensione su C_R , invece di crescere linearmente, come nel caso in cui L_e è grande, ha andamento sinusoidale, con frequenza determinata dai valori di L_e e C_R secondo la [19]. Il risultato importante, illustrato nella figura 14, è che variando il valore della induttanza L_e abbiamo potuto variare la tensione V_1 (che è v_{CR} nell'istante t_2). Dobbiamo però ricordare che secondo la [13] V_1 è direttamente proporzionale all'energia trasferita al giogo e quindi alla corrente di deflessione i_Y . In conclusione variando

il valore della induttanza di entrata possiamo comandare la tensione V_1 su C_R , ossia, in definitiva, stabilizzare la corrente di deflessione i_Y .

Osserviamo che l'analisi precedente basata sul circuito di figura 13 è anche valida per il circuito di deflessione completo, poiché l'unico componente importante che è stato omissso è L_C (induttanza di commutazione), che è molto piccola rispetto ad L_e e ha quindi effetti trascurabili sulle correnti e le tensioni durante il tempo in cui S2 non conduce.

In quanto precede abbiamo trascurato le perdite per mantenere la trattazione matematica più semplice possibile; tenerne conto farebbe sì che il termine sinusoidale dell'equazione [19] dovrebbe essere moltiplicato per un fattore e^{-at} che non modificherebbe sensibilmente le forme d'onda di figura 14.

11.2. REALIZZAZIONE PRATICA

Un circuito di deflessione orizzontale, con stabilizzazione dell'alimentazione mediante induttanza può essere del tipo indicato nella figura 15a. In esso L_e è costituita da una induttanza con nucleo saturabile (trasduttore) nella quale il comando della corrente di alimentazione è funzione della corrente di deflessione. Questo viene ottenuto prelevando la tensione sul condensatore C_Y , la quale è proporzionale alla corrente di deflessione i_Y , ed inviandola ad un amplificatore la cui corrente di uscita va a comandare l'induttanza variabile del trasduttore.

Il circuito di figura 15a può funzionare in modo soddisfacente purché il trasduttore non lavori vicino alla saturazione. Poiché tuttavia il nostro scopo è proprio di far variare il valore della induttanza del trasduttore per mezzo di una corrente, è evidente che in pratica il suo nucleo verrà inevitabilmente fatto lavorare vicino alla saturazione. La induttanza del trasduttore è funzione della corrente di alimentazione i_b la quale contiene una grande componente alternata; questa è, a sua volta, funzione della induttanza istantanea del trasduttore. Si perviene così ad una situazione che impedisce al nucleo del trasduttore di raggiungere un punto di funzionamento magneticamente stabile. Infatti in un circuito come quello di figura 15a si osserva che appena il trasduttore si avvicina alla saturazione il normale modo stabile di funzionamento viene sostituito da un modo spurio o instabile nel quale i_b presenta differenti

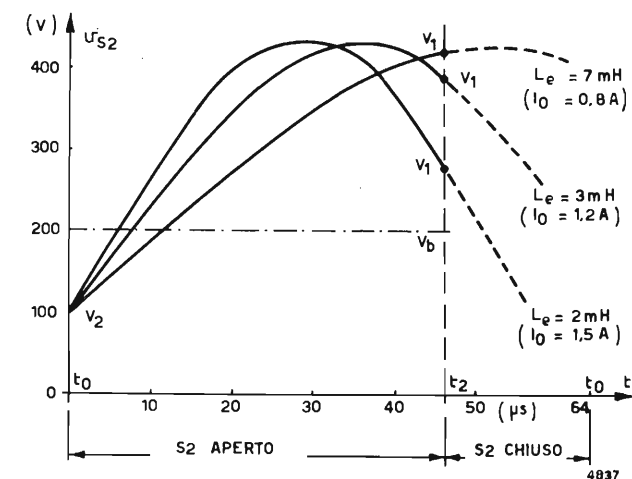


Fig. 14. — Forme d'onda della tensione v_{S2} calcolate con la [19] per il circuito di figura 13.

forme d'onda in due righe successive. Questa condizione di instabilità produce a sua volta variazioni simili su tutte le altre correnti e tensioni da riga a riga: ne segue che il circuito in questa forma non è utilizzabile.

Per assicurare che il trasduttore funzioni in un modo stabile, è necessario riportare, in qualche punto di ogni riga, il nucleo del trasduttore ad un punto fisso di lavoro. Questo viene ottenuto nel circuito modificato di figura 15b che è quello effettivamente usato in pratica (fig. 7). In esso l'induttanza di entrata L_e è separata in due parti: un trasduttore di comando T_1 (di solito chiamato «trasformatore regolatore») e un choke di entrata L_1 (di solito chiamato «induttanza di alimentazione»). In serie al trasduttore è posto un diodo che permette alla cor-

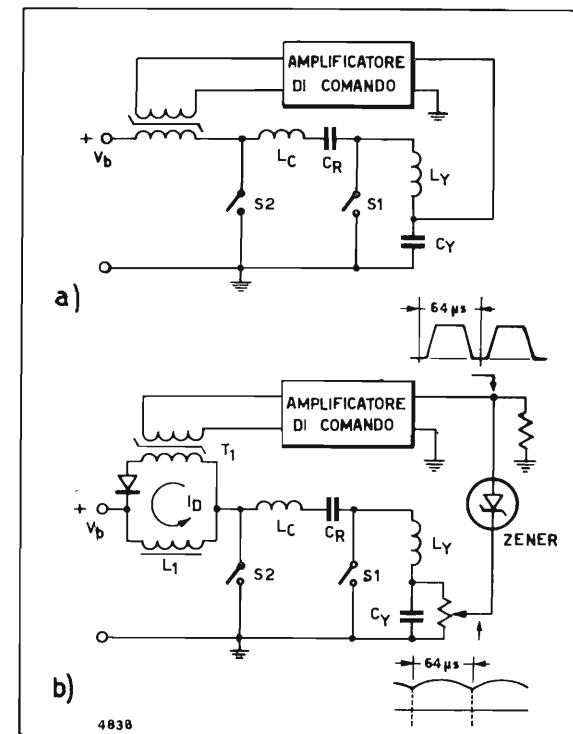


Fig. 15. — Circuito fondamentale di stabilizzazione con induttanza comandata: a) circuito di principio; b) sua attuazione pratica.

rente di scorrere solo in una direzione. L'effetto del diodo è di far circolare nel ramo formato da T_1 ed L_1 una componente continua addizionale I_D di ampiezza che si aggiusta da sola in modo tale da portare il picco positivo della corrente nel trasduttore verso il livello dello zero (la direzione della corrente è considerata positiva da V_b verso S_2 , cosicché I_D attraverso T_1 in direzione negativa ed L_1 in direzione positiva). Il diodo provvede quindi a fornire l'azione richiesta di riposizionamento del punto di funzionamento magnetico del nucleo del trasduttore: in effetti il diodo agisce come un reinsertore della componente continua che riporta sempre il punto più positivo della forma d'onda della corrente i_b al livello zero.

Osserviamo che la polarità del diodo non è importante per quanto riguarda il principio di funzionamento: se viene rovesciato rispetto a come indicato nella figura 15b esso reinsertisce il picco negativo di corrente al livello zero e quindi assicura ancora una condizione di funzionamento stabile del trasduttore. Tuttavia è preferibile usare la polarità indicata nella

figura 15b poiché essa fornisce la massima saturazione del nucleo di T_1 (e quindi la minima induttanza) quando C_R viene scaricato dopo esser passato per il suo valore di picco (vedi figura 14) accentuando così la funzione di comando: un dato intervallo di regolazione viene così ottenuto con una corrente continua di comando inferiore. È così possibile ottenere una stabilità sufficiente per variazioni di V_b del $\pm 10\%$ e della corrente dei fasci elettronici da 0 a 1,5 mA anche per i sistemi di deflessione a 110° dei televisori a colori usando un piccolo trasduttore poco costoso.

L'azione di stabilizzazione dell'ampiezza orizzontale può essere in definitiva così riassunta. Quando varia l'ampiezza della corrente di deflessione i_Y varia in modo direttamente proporzionale la tensione su C_Y . Questa tensione pulsante ai capi di C_Y viene messa a confronto con un diodo zener di riferimento (fig. 15b); la tensione differenza risultante viene inviata ad un amplificatore costituito da un transistor regolatore, la cui corrente di collettore comanda a sua volta — tramite il trasformatore regolatore T_1 — il valore della induttanza totale risultante dal parallelo di T_1 ed L_1 (T_1 ha una induttanza più piccola di quella di L_1 e così determina prevalentemente il valore della induttanza totale). Supponendo che ora aumenti la i_Y (aumenti l'ampiezza orizzontale): aumenta la tensione su C_Y , aumenta la corrente di collettore del transistor regolatore, diminuisce l'induttanza di T_1 e quindi l'induttanza totale di entrata, diminuisce (fig. 14) la tensione V_1 su C_R (cresce la frequenza di risonanza del circuito risonante T_1 e C_R) e diminuisce quindi infine la corrente i_Y e la tensione su C_Y . Supponendo perciò che in una riga si abbia un aumento dell'ampiezza orizzontale, l'effetto della regolazione è di diminuirlo nella riga successiva, ottenendo così la voluta stabilizzazione.

12. Il condensatore C_A .

Nell'analisi del circuito di deflessione orizzontale a tiristori ci siamo sempre riferiti al circuito semplificato di figura 8 nel quale fra l'altro era stato omissso il condensatore C_A , presente nel circuito reale e connesso come in figura 7. Vogliamo ora indicare la funzione principale del condensatore C_A nel circuito pratico e le modifiche addizionali prodotte dalla sua introduzione.

Abbiamo visto nel paragrafo 8 e nella figura 10f che la tensione sviluppata ai capi del giogo v_{LY} , e quindi anche quella ai capi di S1 (SCR1, D1), aumenta molto rapidamente all'inizio della ritraccia. La velocità di salita di dv/dt è limitata in pratica dalla capacità dispersa del giogo, del trasformatore EAT e di altri componenti, ma essa può ciononostante raggiungere un valore di parecchie centinaia di volt per microsecondo. È quindi desiderabile ridurre questo valore di dv/dt poiché (paragr. 2), esso costituisce uno dei parametri più critici del progetto dei tiristori; in generale riducendo dv/dt è possibile usare un tiristore meno costoso.

La diminuzione di dv/dt viene ottenuta mediante l'aggiunta, nel circuito di commutazione (fig. 7), del condensatore C_A ; infatti la forma d'onda della tensione ai capi del giogo e quindi ai capi di SCR1 nell'istante t_4 , da quella di figura 10f si modifica in quella di figura 16b.

L'introduzione nel circuito pratico (fig. 7) del condensatore C_A porta le seguenti modifiche rispetto a quanto abbiamo detto riferendoci al circuito fondamentale semplificato di figura 8 (senza C_A).

- Il circuito fondamentale è complicato da un ramo addizionale nel quale circola, durante la ritraccia, una corrente oscillatoria avente una frequenza il cui valore è approssimativamente $1/(2\pi \sqrt{L_C C_A})$.
- Le forme d'onda delle correnti del circuito di commutazione (i_{SCR2} , i_{D2}) si modificano da quelle di figura 10e in quelle della figura 16a e la forma d'onda della tensione ai capi del giogo si modifica da quella della figura 10f in quella della fig. 16b.

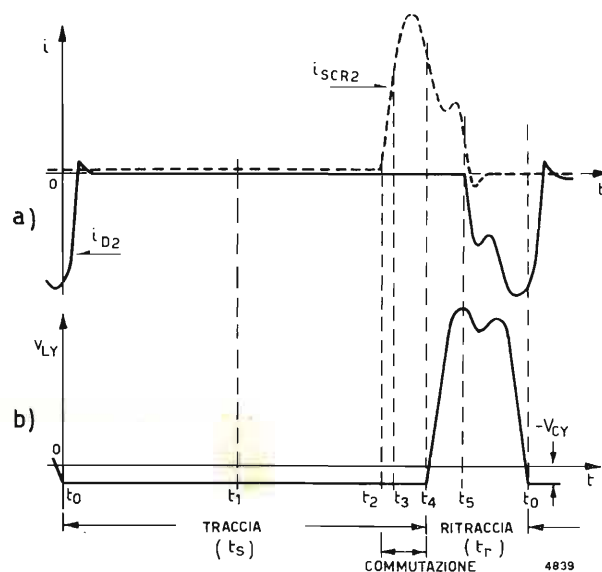


Fig. 16. — Forme d'onda: a) delle correnti del circuito di commutazione (i_{D2} , i_{SCR2}) e b) della tensione ai capi del giogo [cioè fra (1) e (4) di fig. 8] allorché nel circuito è presente il condensatore C_A (fig. 7).

- Il tempo di ritraccia può essere aumentato o diminuito a seconda del valore di C_A , ma la variazione è piccola ed in prima approssimazione la influenza di C_A sul tempo di ritraccia può essere trascurata.
- Durante la traccia, quando S1 conduce, C_A risulta direttamente in parallelo a C_R e quindi c'è una energia addizionale accumulata in C_A che è disponibile almeno in parte per esser trasferita al giogo durante la ritraccia. Questo permette di aumentare la potenza di alimentazione (e quindi la potenza disponibile per la deflessione e la EAT) senza aumentare V_b e quindi senza aumentare i valori massimi di tensione ammessi per SCR2 e D2.
- Il circuito di alimentazione rimane invariato per quanto riguarda il principio di funzionamento, ma nelle equazioni [18] e [19] dobbiamo sostituire C_R con $(C_R + C_A)$.
- In modo analogo nelle equazioni del circuito di commutazione, da [2] a [6], C_R deve essere sostituito con $(C_R + C_A)$; perciò la frequenza di commutazione f_c diminuisce.
- In generale il valore di picco della corrente di commutazione in L_C aumenta, ma solo una frazione $C_R/(C_R + C_A)$ di questa corrente circola ora attraverso SCR1 ed agisce per spegnere SCR1. L'effetto

sull'impulso di corrente di spegnimento di SCR1 è quindi quello di ridurne l'ampiezza ma di aumentarne la durata (f_c inferiore). La variazione del tempo di spegnimento derivante da ciò non può essere direttamente determinata ma in generale, poiché i due fattori indicati hanno effetti opposti, la variazione del tempo di spegnimento di SCR1 tende ad essere piccola. (1259)

BIBLIOGRAFIA

- Solid-State Color Television. The RCA CTC-40 Chassis.* RCA Sales Corporation, 6836, 1968, pp. 68-86.
- The 2000 Technical Manual. The RCA CTC-47 Chassis.* RCA Sales Corporation, 6932, 1969, pp. 94-95, 109.
- Trans Vista 100 Technical Manual. The CTC-49 Color Chassis.* RCA Sales Corporation, 7032, 1970, pp. 27-33.
- OLOFF: *Das erste ausschliesslich mit Halbleitern bestückte 66-cm-110°-Farbf Fernsehgerät* (Imperial, telaio C 1000). Funkschau, Heft 16, August 1970, pp. 519-522.
- 2.1 *Nomenclature and Definitions. Thyristors.* IEC, 47 (Central Office) 104, October 1966.
- 2.2 *Recommendations for Semiconductor Rectifier Diodes and Thyristors.* IEC, 47 (Secretariat) 348, June 1968.
- 2.3 *RCA SCRs and Silicon Rectifiers for a Large-Screen Color TV Horizontal Deflection Circuit.* 40640, 40641, 40642, 40643, 40644. RCA File No. 354, 8-68.
- 2.4 *RCA Power Circuits.* RCA, Technical Series SP-51, 1/1969, pp. 29-64.
- 2.5 *RCA SCRs and Silicon Rectifiers for a Large-Screen 110° - Color TV Horizontal Deflection Circuit.* TA7884, TA7885, TA7886, TA7887. Tentative data.
- 2.6 RUMBERG: *Design Parameters for Power Thyristors.* Electronic Engineering, February 1970, pp. 40-43.
- 2.7 McNULTY: *A Review of Thyristor Characteristics and Applications.* RCA, AN-4242, 3-70.
- 3.1 *Osservazioni generali sulla deflessione orizzontale a tiristori per televisori a colori.* Addendum al rapporto MRZ-159, giugno 1970.
- 4.1 *A New Horizontal Deflection System Using RCA 40640 and 40641 Silicon Controlled Rectifiers.* RCA, AN-3780 8-68.
- 4.2 DIETZ: *A Horizontal Sawtooth Current and High Voltage Generator for Magnetically Deflected Kinescopes Using SCRs.* RCA, ER-125, December 1968.
- 4.3 BURKE: *Switching-Device Requirements for a New Horizontal Deflection System.* RCA, ER-126, December 1968.
- 4.4 FÖRSTER, GHERSEL: *Stadio di uscita di deflessione orizzontale con tiristori nei televisori a colori.* RCA, MRZ-142-I, aprile 1969.
- 4.5 DIETZ: *An SCR Horizontal Deflection Generator.* RCA, 1969, Reprint RE-15-1-4 (SE-3871).
- 4.6 HALL, GHERSEL: *Alcune considerazioni teoriche sulla deflessione orizzontale a tiristori.* RCA, MRZ-162-I, settembre 1970.
- 7.1 ERNST A. GUILLEMIN: *Introductory Circuit Theory.* John Wiley, 1953.
- 9.1 WALKER: *Applications of a DC Constant-Current Source.* IEEE Spectrum, September 1970, p. 47.
- 10.1 FÖRSTER: *Thyristor Horizontal Deflection and High-Voltage Circuit for 110° Color Tubes.* RCA, MRZ-155-E January 1970.
- 10.2 FÖRSTER: *110°-Horizontal-Thyristor-Ablenkung für Farbempfänger mit O-W-Rasterkorrektur.* RCA, MRZ-159-D, Juni 1970, pp. 10-16.

RICEVITORI CON RIVELAZIONE COERENTE PER RADIODIFFUSIONE SONORA E TELEVISIVA

FRANCO MUSSINO (*)

SOMMARIO — La rivelazione coerente può essere applicata sia ai ricevitori sonori (per modulazione d'ampiezza e per modulazione di frequenza) sia ai ricevitori televisivi. L'amplificatore a frequenza intermedia e il demodulatore degli attuali ricevitori possono essere sostituiti da circuiti mediante i quali la selettività e la larghezza della banda ricevuta sono determinate semplicemente dalle caratteristiche di un filtro passa basso per i ricevitori a modulazione d'ampiezza (sonori e televisivi) mentre la selettività è determinata prevalentemente dalla banda d'aggancio del rivelatore coerente per i ricevitori a modulazione di frequenza. Il rivelatore risulta inoltre facilmente attuabile mediante « circuiti integrati » al fine di una sempre maggiore miniaturizzazione, affidabilità e riduzione dei costi. Del tutto originale è l'applicazione della rivelazione coerente ai segnali televisivi.

SUMMARY — *Coherent detection receivers for radio and television broadcasting.* Coherent detection may be applied both to radio receivers (for amplitude and frequency modulation) and to television receivers. The intermediate frequency amplifier and the detector of a standard receiver are replaced by coherent detection circuits. Their selectivity and bandwidth are determined, in the case of AM receivers (radio and television), by the characteristics of a low pass filter only, and their selectivity is essentially determined, in the case of FM receivers, by the lock-in range of the coherent detector. Moreover, these receivers can be easily obtained by using « integrated circuits » so as to improve the miniaturization and the reliability, and to attain lower costs. This application of the coherent detection to television signals is a novel feature.

1. Introduzione.

La tecnica del progetto e della costruzione dei ricevitori sonori e televisivi ha compiuto in questi ultimi anni rilevanti progressi soprattutto giungendo a una quasi completa sostituzione dei tubi termoionici con i transistori, riducendo ingombri e costi degli apparecchi e contemporaneamente migliorandone la qualità. Tuttavia la struttura fondamentale dei circuiti che compongono il ricevitore è rimasta praticamente la stessa. I tentativi fatti per realizzare su un'unica piastra di silicio la maggior parte dei circuiti del ricevitore hanno mostrato che i circuiti accordati sono quelli più difficilmente attuabili con « circuiti integrati », che abbiano la necessaria precisione nella frequenza d'accordo.

Applicando la rivelazione coerente (bibl. 1, 2) è invece possibile rinnovare sostanzialmente il progetto del ricevitore proprio nei circuiti più delicati e critici quali sono quelli dell'amplificatore a frequenza intermedia e del demodulatore.

La rivelazione coerente può essere applicata per demodulare non soltanto i segnali modulati d'ampiezza e di frequenza, ma anche i segnali modulati d'ampiezza con una banda laterale totalmente o parzialmente soppressa, quali sono ad esempio i segnali televisivi (1). Per quest'ultimo caso l'applicazione della rivelazione coerente si ritiene del tutto originale.

Per ottenere la rivelazione coerente occorre impiegare la nota tecnica dell'aggancio in fase del segnale di un oscillatore al segnale che si desidera rivelare. Perciò dopo aver preso in esame il funzionamento del

Nota di Redazione. Nell'articolo di G. W. Horn e G. Rapizzi, pubblicato nel numero 1, 1971 di *Elettronica e Telecomunicazioni*, a pag. 23, tale rivelazione è chiamata « sincrona ». Si ritiene che ambedue gli aggettivi possano essere accettati e usati indifferentemente. L'articolo di Horn-Rapizzi sviluppa i principi e la teoria di tale rivela-

rivelatore coerente, verranno nel seguito descritti i principi fondamentali che sono alla base di tale tecnica, attualmente usata soltanto per ricevitori speciali, ma che può essere utilmente impiegata per i normali ricevitori sonori e televisivi al fine di migliorarne le prestazioni.

2. Principio di funzionamento del rivelatore coerente.

La rivelazione coerente, sia essa applicata a segnali modulati d'ampiezza di fase o di frequenza, viene ottenuta eseguendo il battimento fra il segnale da rivelare e quello di un oscillatore avente frequenza uguale a quella della portante del segnale da rivelare stesso. Sui metodi di sincronizzazione si dirà al paragrafo 3.

Il dispositivo che esegue il battimento può essere attuato in molti modi diversi: per esempio mediante un moltiplicatore analogico (fig. 1a), oppure più semplicemente mediante un interruttore (fig. 1b), che venga aperto e chiuso in sincronismo con la frequenza da demodulare.

Nel primo caso il segnale d'uscita dal rivelatore coerente $v_d(t)$ può essere espresso analiticamente come prodotto del segnale dell'oscillatore $v_o(t)$ e del segnale da rivelare $v_s(t)$, mediante la seguente relazione:

$$[1] \quad v_d(t) = K_m v_o(t) v_s(t)$$

dove K_m è una opportuna costante.

zione, il presente articolo, ancor più che sulla teoria pone l'accento su alcune interessanti applicazioni.

(*) Dott. Ing. Franco Mussino dell'Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni del Politecnico di Torino. Dattiloscritto pervenuto il 27 gennaio 1971.

(1) Nella televisione a colori la rivelazione coerente viene applicata per demodulare il segnale di crominanza trasmesso con i sistemi NTSC e PAL.

Il segnale d'entrata può essere espresso genericamente mediante la seguente relazione:

$$[2] \quad v_s(t) = V_s(t) \text{ sen } [\omega_s t + \vartheta_s(t)]$$

Se il segnale è modulato d'ampiezza, $V_s(t)$ e $\vartheta_s(t)$, assumono l'espressione:

$$[3] \quad V_s(t) = V_s(1 + m_a \cos \Omega t), \quad \vartheta_s(t) = \vartheta_s = \text{cost.}$$

Se invece il segnale è modulato di fase oppure di frequenza, $V_s(t)$ e $\vartheta_s(t)$ assumono l'espressione:

$$[4] \quad V_s(t) = V_s = \text{cost.}, \quad \vartheta_s(t) = \vartheta_s + m \text{ sen } \Omega t;$$

m rappresenta l'indice di modulazione di fase, $m = m_p = \Delta\vartheta$, oppure l'indice di modulazione di frequenza, $m = m_f = \Delta f/F$, essendo $F = \Omega/2\pi$ la frequenza di modulazione.

Il segnale dell'oscillatore $v_o(t)$ può essere espresso genericamente mediante la seguente relazione:

$$[5] \quad v_o(t) = V_o \cos [\omega_o t + \vartheta_o(t)].$$

Se si effettua la demodulazione d'ampiezza oppure di fase, la frequenza dell'oscillatore deve essere costante; in tal caso $\vartheta_o(t)$ assume l'espressione:

$$[6] \quad \vartheta_o(t) = \vartheta_o = \text{cost.}$$

Invece, se si effettua la demodulazione di frequenza occorre che la frequenza dell'oscillatore segua la frequenza del segnale con un limitato errore di fase; in questo caso $\vartheta_o(t)$ assume l'espressione:

$$[7] \quad \vartheta_o(t) = \vartheta_o + m_o \text{ sen } \Omega t.$$

In ogni caso l'oscillatore deve essere sincronizzato dal segnale d'entrata, nel modo che si dirà più oltre (par. 3) cosicché la frequenza dell'oscillatore e quella del segnale siano uguali, cioè sia: $\omega_o = \omega_s$.

Introducendo nella [1] l'espressione [2] del segnale d'entrata e quella [5] del segnale dell'oscillatore, si ottiene:

$$[8] \quad v_d(t) = \frac{1}{2} K_m V_o V_s(t) \left\{ \text{sen } [\vartheta_s(t) - \vartheta_o(t)] + \text{sen } [2\omega_s t + \vartheta_s(t) + \vartheta_o(t)] \right\}.$$

Se il segnale d'entrata è modulato d'ampiezza, introducendo nella [8] la [3] e la [6], si ottiene:

$$[9] \quad v_d(t) = \frac{1}{2} K_m V_o V_s(1 + m_a \cos \Omega t) \left[\text{sen } (\vartheta_s - \vartheta_o) + \text{sen } (2\omega_s t + \vartheta_s + \vartheta_o) \right].$$

Filtrando il segnale così ottenuto mediante un opportuno filtro passa basso, avente funzione di trasmissione $F'(\Omega)$ e frequenza di taglio pari alla massima frequenza di modulazione, si ha:

$$[10] \quad v_u(t) = \frac{1}{2} K_m V_o V_s(1 + m_a \cos \Omega t) \text{ sen } \vartheta$$

dove $\vartheta = \vartheta_s - \vartheta_o$. Dalla [10] si osserva che la massima tensione d'uscita di bassa frequenza si ottiene quando $\vartheta = \pm (n+1)\pi/2$, con $n = 0, 1, 2, \dots$. In tal caso, trascurando anche la componente continua, la [10] diventa:

$$[11] \quad v_u(t) = \pm \frac{1}{2} m_a K_m V_o V_s \cos \Omega t.$$

Se invece il segnale $v_s(t)$ è modulato di fase, introducendo nella [8] le [4] e la [6], si ottiene:

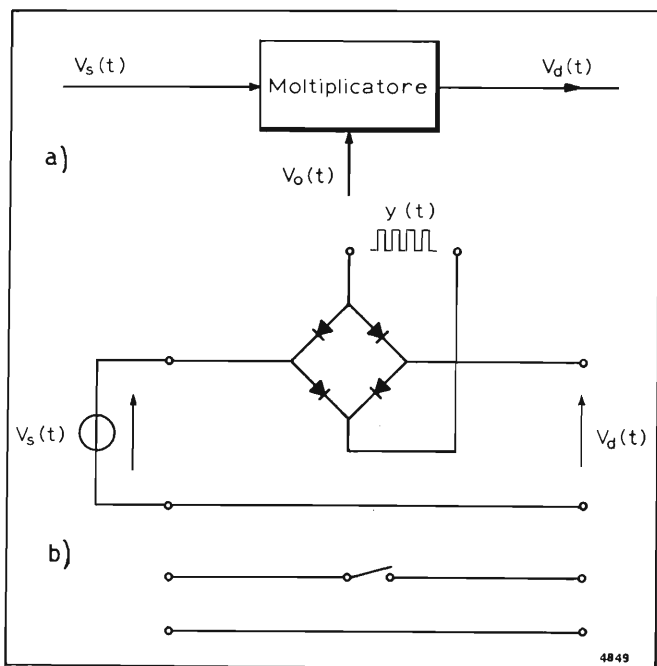


Fig. 1. — Esempi di rivelatori coerenti costituiti: a) da un moltiplicatore; b) da un interruttore attuato mediante una quadrupletta di diodi.

$$[12] \quad v_d(t) = \frac{1}{2} K_m V_o V_s \left[\text{sen } (\vartheta_s - \vartheta_o + m_p \text{ sen } \Omega t) + \text{sen } (2\omega_s t + \vartheta_s + \vartheta_o + m_p \text{ sen } \Omega t) \right].$$

Filtrando il segnale così ottenuto mediante un opportuno filtro passa basso avente funzione di trasmissione $F'(\Omega)$ e frequenza di taglio pari alla massima frequenza di modulazione, si ha:

$$[13] \quad v_u(t) = \frac{1}{2} K_m V_o V_s \text{ sen } (\vartheta + m_p \text{ sen } \Omega t).$$

Dalla [13] si osserva che la massima tensione di uscita di bassa frequenza si ottiene quando $\vartheta = \pm n\pi$, con $n = 0, 1, 2, \dots$. In questo caso si ha:

$$[14] \quad v_u(t) = \pm \frac{1}{2} K_m V_o V_s \text{ sen } (m_p \text{ sen } \Omega t).$$

Se infine il segnale $v_s(t)$ è modulato di frequenza, per dedurre la relazione fra la tensione di uscita dal demodulatore e la deviazione di frequenza del segnale da demodulare, occorre tener presente l'asservimento della frequenza del segnale dell'oscillatore a quella del segnale d'entrata mediante l'azione dell'anello agganciato in fase (phase locked loop), come si vedrà più dettagliatamente al paragrafo 3.2.

Facendo riferimento all'Appendice (par. 3), si ottiene:

$$[15] \quad \frac{dv_1(t)}{dt} = K_d \Delta\omega_s(t) - K_o K_d v_1(t),$$

essendo: $K_d = K_m V_o V_s / 2$ una costante che lega le variazioni della frequenza angolare $\Delta\omega_s(t)$ dell'oscillatore alla tensione di comando $v_1(t)$: $K_o = \Delta\omega_o(t) / v_1(t)$, (par. 3).

L'equazione differenziale [15] mostra che la tensione $v_1(t)$ risulta proporzionale alle deviazioni della frequenza angolare $\Delta\omega_s(t)$ del segnale d'entrata soltanto se la derivata a primo membro è di valore trascurabile rispetto a ciascuno dei termini a secondo

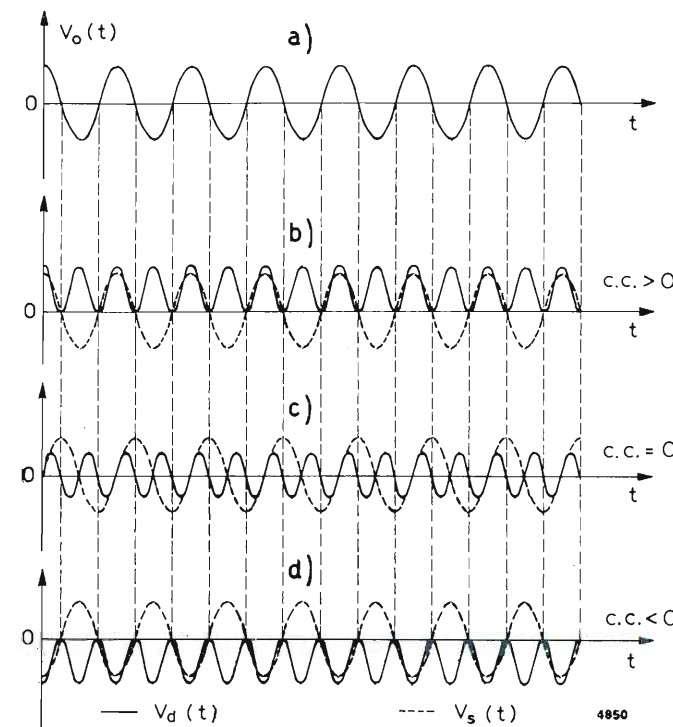


Fig. 2. — Forme d'onda relative al segnale d'uscita $V_d(t)$ del rivelatore coerente attuato con un moltiplicatore analogico (come in fig. 1a) per alcuni casi tipici dello sfasamento fra il segnale dell'oscillatore $V_o(t)$ ed il segnale d'entrata $V_s(t)$, in assenza di modulazione: b) segnali in fase, c) segnali in quadratura, d) segnali in opposizione di fase.

membro. Tale derivata rappresenta quindi l'errore di frequenza dell'oscillatore, durante l'inseguimento che esso esegue quando si modula di frequenza il segnale d'entrata. Il termine a primo membro è nullo soltanto in assenza di modulazione, perché in tal caso risulta: $v_1(t) = \text{cost.}$

Se si suppone che la deviazione di frequenza del segnale sia del tipo: $\Delta\omega_s(t) = \Delta\omega \cos \Omega t$, la tensione $v_1(t)$ risulterà esprimibile nel modo seguente:

$$[16] \quad v_1(t) = V_1 \cos (\Omega t - \varphi)$$

dove:

$$[17] \quad V_1 = \frac{\Delta\omega}{K_o} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Omega}{K_o K_d}\right)^2}}, \quad \varphi = \text{arctg} \left(\frac{\Omega}{K_o K_d} \right).$$

Se si fa in modo che sia $\Omega / K_o K_d \ll 1$, fino alla massima frequenza di modulazione, la tensione $v_1(t)$ risulta proporzionale a $\Delta\omega_s(t)$ e quindi al segnale modulante; in tal caso la tensione $v_1(t)$ rappresenta anche il segnale demodulato $v_u(t)$.

Se invece la condizione suddetta non è soddisfatta, si può ancora ottenere che vi sia proporzionalità fra $v_u(t)$ e il segnale modulante, fino alla massima frequenza di modulazione, ricavando $v_u(t)$ da $v_1(t)$ tramite una opportuna rete che presenti uno zero nella funzione di trasmissione per $s = -\Omega / K_o K_d$.

In figura 2 sono riportate le forme d'onda dei segnali d'entrata e d'uscita relative al moltiplicatore, nel caso particolare in cui la portante non sia modulata.

Con esclusivo riferimento al caso in cui si effettua la demodulazione coerente di un segnale modulato di fase, sviluppando la [13] mediante le funzioni di Bessel, si ha:

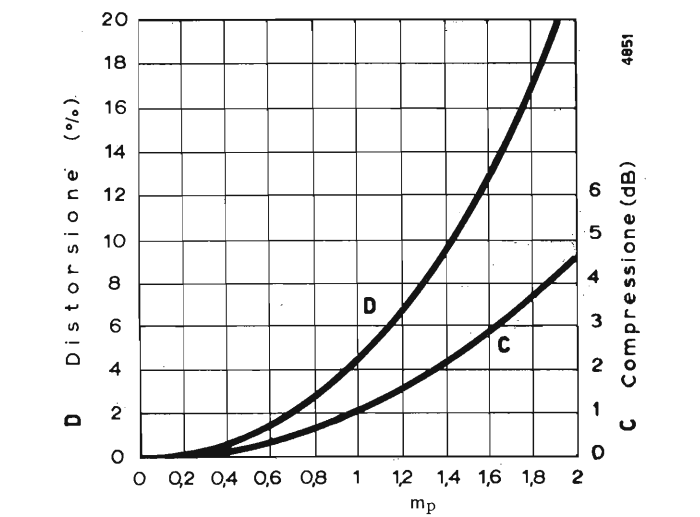


Fig. 3. — Andamento della distorsione D (in %) e della compressione C (in dB) in funzione di m_p .

$$[18] \quad v_u(t) = \pm K_m V_o V_s \left[J_1(m_p) \text{ sen } \Omega t + J_3(m_p) \text{ sen } 3\Omega t + \dots \right].$$

Dalla [18] si osserva che la tensione di uscita dal rivelatore coerente risulta distorta in quanto contiene le armoniche dispari della frequenza fondamentale di modulazione.

Tale distorsione può essere contenuta entro limiti accettabili ($< 5\%$), se non si supera il valore $m_p = 1$ (fig. 3 curva D). La distorsione è prevalentemente di terza armonica.

Conviene non superare il valore $m_p = 1$ anche per evitare una eccessiva compressione nell'ampiezza del segnale dovuta all'andamento della funzione $J_1(m_p)$, come si osserva in figura 3 curva C . L'andamento della compressione dell'ampiezza del segnale in funzione di m_p viene dedotto dallo sviluppo in serie di $J_1(m_p)$:

$$[19] \quad J_1(m_p) = \frac{m_p}{2} \left[1 - \frac{m_p^2}{8} + \frac{m_p^4}{192} - \frac{m_p^6}{9216} + \dots \right].$$

Se m_p è minore di 1, la compressione C può essere espressa mediante la seguente relazione:

$$[20] \quad C(\text{dB}) = 20 \log_{10} \left(1 - \frac{m_p^2}{8} \right).$$

A risultati del tutto analoghi si perviene se il rivelatore è costituito, per esempio, da un interruttore attuato mediante una quadrupletta di diodi (fig. 1b); il funzionamento dell'interruttore è esprimibile mediante la seguente relazione (fig. 4a):

$$[21] \quad y(t) = \frac{1}{2} + \frac{4}{\pi} \left\{ \text{sen } \frac{t_o}{T} \pi \cos [\omega_o t + \vartheta_o(t)] + \dots + \frac{1}{n} \text{sen } \frac{nt_o}{T} \pi \cos n [\omega_o t + \vartheta_o(t)] \right\}$$

dove: t_o = tempo di chiusura dell'interruttore, $T = 2\pi/\omega_o$ = periodo del segnale che comanda l'interruttore. $\vartheta_o(t)$ assume l'espressione [6] oppure [7] secondo il tipo di modulazione.

La tensione di uscita da un tale rivelatore coerente in assenza di modulazione è rappresentabile mediante le forme d'onda di figura 4b, c, d, secondo lo sfasamento esistente fra il segnale d'entrata ed il segnale

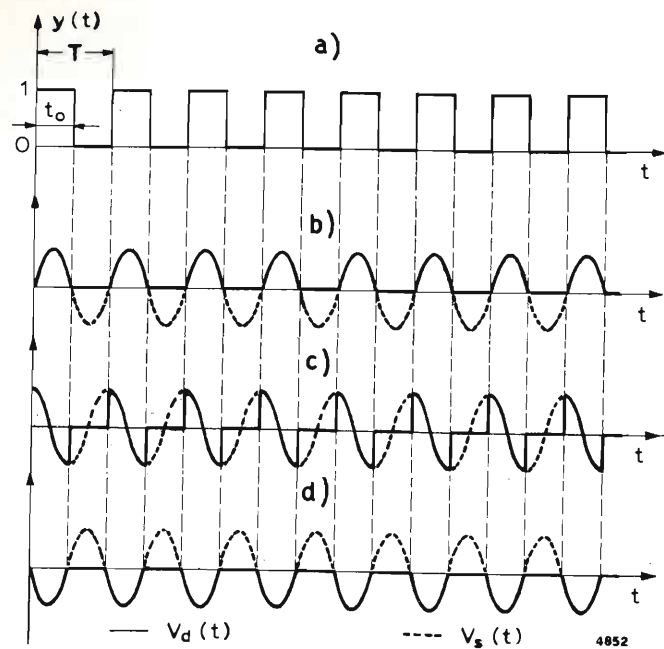


Fig. 4. — Forme d'onda relative al segnale d'uscita $V_d(t)$ del rivelatore coerente attuato come in fig. 1b per alcuni casi tipici dello sfasamento tra il segnale d'entrata $V_s(t)$ ed il segnale $y(t)$ dell'oscillatore che comanda l'interruttore in assenza di modulazione; b) segnali in fase, c) segnali in quadratura, d) segnali in opposizione.

che comanda l'interruttore. Per ottenere il massimo rendimento dal rivelatore è opportuno che sia $t_0 = T/2$; analiticamente la tensione d'uscita è esprimibile eseguendo il prodotto della tensione del segnale di entrata $v_s(t)$ per la funzione $y(t)$. Tenendo infine presente che il rivelatore fornisce una tensione d'uscita soltanto durante una semionda, le relazioni [11] e [13] diventano rispettivamente:

$$[22] \quad v_u(t) = \frac{V_s}{\pi} \cos \Omega t$$

$$[23] \quad v_u(t) = \frac{V_s}{\pi} \sin(m_p \sin \Omega t)$$

Nel caso della modulazione di frequenza si ottiene, evidentemente, ancora la [16] e restano valide la [17], tenendo presente che per questo tipo di rivelatore coerente risulta $K_d = V_s/\pi$.

3. Sincronizzazione dell'oscillatore.

3.1. CONSIDERAZIONI GENERALI

La sincronizzazione dell'oscillatore può essere ottenuta direttamente, come indicato schematicamente in figura 5a), iniettando il segnale da rivelare in modo opportuno nell'oscillatore (bibl. 3); oppure indirettamente, come indicato in figura 5b), mediante un rivelatore di fase (bibl. 1, 2, 4). Tale rivelatore produce all'uscita una tensione $v_d(t)$ proporzionale alla differenza di fase fra il segnale d'entrata e quello dell'oscillatore. Questa tensione, filtrata mediante un opportuno filtro passa basso $F(s)$, viene usata per comandare la frequenza dell'oscillatore in modo tale che essa sia sempre uguale a quella del segnale d'entrata (da rivelare).

Il primo metodo di sincronizzazione può essere usato per rivelare segnali modulati d'ampiezza, men-

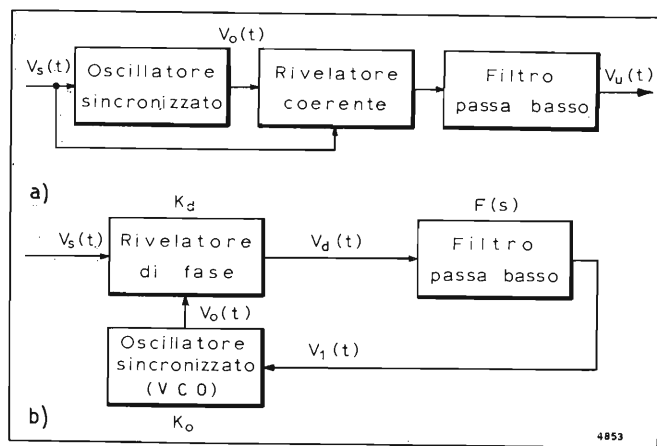


Fig. 5. — Schemi a blocchi per ottenere la sincronizzazione di un oscillatore: a) direttamente, b) indirettamente.

tre il secondo metodo deve necessariamente essere usato per rivelare segnali modulati di frequenza oppure di fase e per rivelare segnali modulati di ampiezza in modo non puro, ad esempio quelli televisivi.

La sincronizzazione diretta presenta il vantaggio della semplicità, ma richiede che il circuito risonante dell'oscillatore abbia un fattore di merito Q di valore opportuno in modo da soddisfare alle opposte esigenze di ottenere una banda di sincronizzazione elevata (Q basso) e di minima risposta ai segnali spuri, quali sono ad esempio i canali adiacenti (Q elevato).

La sincronizzazione indiretta richiede un progetto più accurato ed elaborato di quello della sincronizzazione diretta. Offre però il vantaggio di ottenere migliori caratteristiche del circuito demodulatore (ad esempio circa la distorsione, la risposta ai canali adiacenti, ecc.) e di permettere la demodulazione coerente non solo dei segnali modulati d'ampiezza, ma anche di quelli modulati di frequenza e di fase.

Dato il largo uso che viene fatto della sincronizzazione indiretta, verrà descritto dettagliatamente il suo funzionamento.

3.2. SINCRONIZZAZIONE INDIRETTA

3.2.1. Relazioni fondamentali.

Si è visto che la tensione di uscita $v_d(t)$ dal rivelatore coerente costituito da un moltiplicatore può essere espressa mediante la [8]; più genericamente, quando un rivelatore coerente viene usato come rivelatore di fase, la sua tensione d'uscita $v_d(t)$ può essere scritta nel seguente modo, trascurando i termini con frequenza maggiore della massima frequenza di modulazione:

$$[24] \quad v_d(t) = K_d \sin \vartheta(t),$$

dove $\vartheta(t) = \vartheta_s(t) - \vartheta_o(t)$ rappresenta la differenza di fase fra il segnale d'entrata $v_s(t)$ e quello dell'oscillatore $v_o(t)$; $\vartheta(t)$ può anche essere una costante, ma più genericamente è una funzione variabile nel tempo, mentre K_d rappresenta una costante che dipende dal tipo di rivelatore coerente impiegato; per esempio per il moltiplicatore si ha:

$$[25] \quad K_d = \frac{1}{2} K_m V_o V_s.$$

Se $\vartheta(t)$ è piccolo, la [24] può essere così approssimata

$$[26] \quad v_d(t) = K_d \vartheta(t).$$

Passando alle trasformate di Laplace, la [26] diventa:

$$[27] \quad V_d(s) = K_d \vartheta(s) = K_d [\vartheta_s(s) - \vartheta_o(s)].$$

La tensione d'uscita del rivelatore viene filtrata (fig. 5) mediante un filtro passa basso la cui funzione di trasmissione viene indicata con $F(s)$; si ha quindi:

$$[28] \quad V_1(s) = V_d(s) F(s).$$

L'oscillatore (2) deve poter essere comandato in frequenza mediante la tensione d'errore $v_d(t)$ filtrata dal filtro passa basso, cioè mediante la $v_1(t)$. La frequenza istantanea $\omega_o(t)$ dell'oscillatore è legata alla sua frequenza centrale ω_o dalla relazione:

$$[29] \quad \omega_o(t) = \omega_o + K_o v_1(t),$$

dove K_o è una costante che dipende dalle caratteristiche dell'oscillatore. Dalla [29] si deduce che le variazioni della frequenza di accordo $\Delta\omega_o(t)$ dipendono dalla tensione di comando $v_1(t)$ secondo la seguente relazione:

$$[30] \quad \Delta\omega_o(t) = \omega_o(t) - \omega_o = K_o v_1(t).$$

Le variazioni della frequenza d'accordo sono legate a quelle di fase dalla relazione:

$$[31] \quad \Delta\omega_o(t) = \frac{d\vartheta_o(t)}{dt}.$$

Passando alle trasformate secondo Laplace, la relazione precedente diventa:

$$[32] \quad \Delta\omega_o(s) = s \vartheta_o(s) = K_o V_1(s).$$

Combinando le [27], [28] e [32] si ottiene:

$$[33] \quad \frac{\vartheta_o(s)}{\vartheta_s(s)} = H(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{s + K_o K_d F(s)}.$$

$$[34] \quad \frac{\vartheta_s(s) - \vartheta_o(s)}{\vartheta_s(s)} = \frac{\vartheta(s)}{\vartheta_s(s)} = 1 - H(s) = \frac{s}{s + K_o K_d F(s)}.$$

La [33] è la funzione di trasmissione del circuito agganciato in fase e permette di dedurre la risposta in funzione del segnale d'entrata e del tipo di filtro $F(s)$.

La [34] invece è la funzione d'errore del circuito agganciato in fase e permette di studiarne il comportamento soprattutto dal punto di vista della fedeltà di risposta.

Altre importanti relazioni sono riportate nell'Appendice.

3.2.2. Esempi di circuiti agganciati in fase.

Per procedere ulteriormente nello studio del circuito agganciato in fase occorre esplicitare la funzione di trasmissione $F(s)$ del filtro passa basso. In pratica si incontrano i seguenti tre casi.

1) Il circuito agganciato in fase non ha filtro: $F(s) = 1$, per cui viene detto del primo tipo. In tal caso le [33] e [34] diventano:

$$[35] \quad H_1(s) = \frac{K_o K_d}{s + K_o K_d}; \quad \frac{\vartheta(s)}{\vartheta_s(s)} = \frac{s}{s + K_o K_d}.$$

(2) L'oscillatore viene spesso indicato semplicemente con VCO dalle iniziali della denominazione inglese: Voltage Controlled Oscillator.

Il guadagno dell'anello ($K_o K_d$) è l'unico parametro a disposizione per ottenere le condizioni desiderate. Per esempio, se si desidera avere un piccolo errore di fase è necessario che il guadagno sia elevato, per cui la banda passante risulta grande. Non è possibile ottenere insieme una banda stretta e un piccolo errore di fase.

2) Il circuito agganciato in fase contiene un filtro (passivo oppure attivo) con funzione di trasmissione avente un polo, oppure un polo ed uno zero, per esempio del tipo:

$$[36] \quad a) \quad F(s) = \frac{1}{1 + s\tau} \quad (\text{fig. 6a}),$$

$$[37] \quad b) \quad F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)} \quad (\text{fig. 6b})$$

$$[38] \quad c) \quad F(s) = \frac{A(1 + s\tau_2)}{s\tau_2 + 1 + (1 - A)s\tau_1}$$

$$\text{se } A \gg 1 \quad F(s) \approx -\frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \quad (\text{fig. 6c}).$$

In tali casi il circuito agganciato in fase viene detto del secondo tipo.

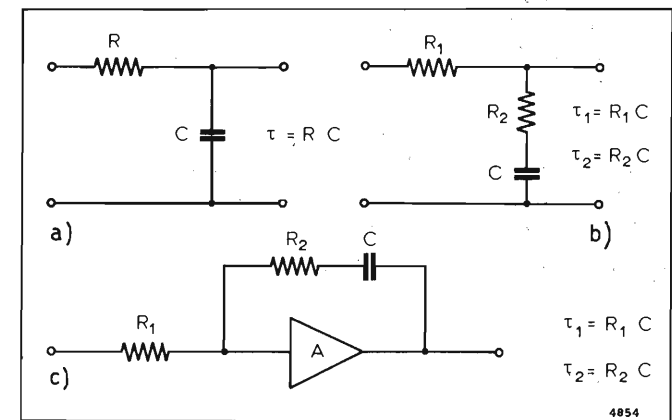


Fig. 6. — Filtri passa basso usati nei circuiti agganciati in fase del secondo tipo.

Le relazioni [33] e [34] possono ora essere esplicitate per ciascuno dei tre tipi di filtro suddetti, introducendo, in analogia con la teoria dei servosistemi, la frequenza propria di risonanza ω_n e lo smorzamento ζ . Nella tabella I sono riportate le relazioni che esprimono queste grandezze in funzione dei parametri del sistema.

Tabella I

	ω_n	ζ
Filtro passivo fig. 6 a	$\sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau}}$	$\frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{\tau K_o K_d}}$
Filtro passivo fig. 6 b	$\sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau_1 + \tau_2}}$	$\frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau_1 + \tau_2} \left(\tau_2 + \frac{1}{K_o K_d} \right)}$
Filtro attivo fig. 6 c	$\sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau_1}}$	$\frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau_1}}$

Introducendo le relazioni della tabella nelle [33] e [34] si ottiene:

$$[39] \text{ a) } H(s) = \frac{2 \zeta \omega_n K_o K_d}{s^2 + 2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2}$$

$$[40] \quad \frac{\partial(s)}{\partial_s(s)} = \frac{s^2 + 2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2 - 2 \zeta \omega_n K_o K_d}{s^2 + 2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2};$$

$$[41] \text{ b) } H(s) = \frac{s \omega_n (2 \zeta - \omega_n / K_o K_d) + \omega_n^2}{s^2 + 2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2},$$

$$[42] \quad \frac{\partial(s)}{\partial_s(s)} = \frac{s [s + 1/(\tau_1 + \tau_2)]}{s^2 + 2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2};$$

$$[43] \text{ c) } H(s) = \frac{2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2},$$

$$[44] \quad \frac{\partial(s)}{\partial_s(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2}.$$

Si osservi che la [41] e la [43] risultano uguali se $\frac{\omega_n}{K_o K_d} \ll 2 \zeta$.

Nel caso del filtro di figura 6a, il circuito agganciato in fase può essere progettato avendo a disposizione due parametri (τ e $K_o K_d$), mentre di solito si richiede di poter soddisfare alle esigenze di tre parametri (ω_n , ζ e $K_o K_d$). Ovviamente in questo caso i tre parametri suddetti non possono essere scelti in modo indipendente. Invece i filtri di figura 6b e 6c, essendo caratterizzati da due costanti di tempo, permettono di scegliere in modo indipendente la frequenza propria di risonanza e lo smorzamento; inoltre il guadagno dell'anello può essere reso grande quanto basta per ottenere un piccolo errore di fase.

3) Il circuito agganciato in fase contiene un filtro con funzione di trasmissione avente due poli e due zeri. I due poli possono essere distinti (caso a), ma di solito essi sono coincidenti con l'origine, cioè il filtro è costituito da due integratori in cascata (caso b):

$$[45] \text{ a) } F(s) = \frac{(1 + s\tau_2)(1 + s\tau_4)}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_3)},$$

$$[46] \text{ b) } F(s) = \frac{(1 + s\tau_2)(1 + s\tau_4)}{s^2 \tau_1 \tau_3}.$$

In tali casi il circuito agganciato in fase viene detto del *terzo tipo*. Sostituendo le relazioni precedenti nelle [33] e [34], si possono ottenere le corrispondenti funzioni di trasmissione e di errore per il circuito agganciato in fase del terzo tipo.

Non vengono generalmente usati circuiti agganciati in fase di ordine più elevato a causa delle difficoltà di stabilizzarne il funzionamento e della loro grande sensibilità a variazioni del valore dei componenti il circuito.

Nella maggior parte dei casi vengono usati circuiti agganciati in fase del secondo tipo a causa della loro semplicità e del loro buon comportamento negli impieghi correnti di tale tecnica.

3.2.3. Limiti di frequenza entro i quali il circuito agganciato in fase mantiene o acquisisce l'aggancio.

Si può dimostrare (bibl. 2 e Appendice) che per una variazione molto lenta della frequenza del segnale d'entrata (per esempio dovuta a modulazione di fre-

quenza) oppure di quella dell'oscillatore (per esempio dovuta a deriva termica) l'aggancio in fase dell'oscillatore, una volta acquisito, viene mantenuto se la corrispondente variazione $\Delta\omega$ non supera il valore dato dalla seguente relazione:

$$[47] \quad \Delta\omega_H = \pm K_o K_d.$$

La [47] è stata ricavata considerando che il rivelatore coerente abbia caratteristica sinusoidale (come si deduce dalla [24]) e che l'errore di fase sia di $\pm \pi/2$. La variazione $\Delta\omega_H$, detta «intervallo di tenuta dell'aggancio»⁽³⁾, può essere resa grande a piacere semplicemente aumentando il guadagno $K_o K_d$ dell'anello. Ciò non è però del tutto vero se qualche componente dell'anello può saturare prima del rivelatore. Infatti, per esempio, se nell'anello è compreso un amplificatore, vi sarà una escursione massima della tensione di uscita che l'amplificatore può applicare all'oscillatore oppure una tensione massima che esso può accettare all'entrata oltre le quali si ha saturazione e l'anello perde l'aggancio.

Se il circuito è fuori dalla condizione d'aggancio si osserva che esso è in grado di acquisirlo quando la differenza fra la frequenza del segnale d'entrata e quella dell'oscillatore è minore od uguale a $\Delta\omega_L$, che in questo caso viene chiamato «intervallo di acquisizione dell'aggancio»⁽⁴⁾. Si può dimostrare (bibl. 2, e Appendice) che tale intervallo è uguale all'intervallo di tenuta dell'aggancio $\Delta\omega_H$ soltanto per i circuiti del primo ordine per i quali si ha:

$$[48] \quad \Delta\omega_L = \pm K_o K_d.$$

Per quelli del secondo ordine invece, tale intervallo risulta molto minore a causa della presenza del filtro che diminuisce il guadagno alle frequenze elevate. Infatti, prima che avvenga l'aggancio, l'uscita del rivelatore è costituita da una frequenza (pari alla differenza fra la frequenza del segnale d'entrata e quella dell'oscillatore) la quale è di solito maggiore della frequenza di taglio del filtro passa basso. Tenendo conto di questa attenuazione si ottiene:

$$[49] \quad \Delta\omega_L = \pm K_o K_d |F(j\Delta\omega_L)| = \pm 2 \zeta \omega_n,$$

dove $F(j\Delta\omega_L)$ è la risposta del filtro per $\omega = \Delta\omega_L$; essendo $F(j\Delta\omega_L) \leq 1$ risulta $\Delta\omega_L \leq \Delta\omega_H$.

Vi è anche un intervallo di frequenza in cui l'oscillatore viene trascinato verso il segnale d'entrata a causa di un fenomeno che forza l'aggancio. Infatti la frequenza di uscita dal rivelatore, dovuta al battimento fra il segnale d'entrata e quello dell'oscillatore, va a modulare di frequenza l'oscillatore stesso; il segnale di uscita dal rivelatore risulta molto distorto ed ha una componente continua di segno tale da avvicinare la frequenza dell'oscillatore a quella del segnale d'entrata. Questo effetto non è molto rilevante per i circuiti del primo ordine: non aumenta l'intervallo di acquisizione dell'aggancio, ma soltanto lo facilita. I circuiti del secondo ordine, invece, hanno un filtro passa basso che agisce da integratore, il cui effetto risulta non più trascurabile, ma anzi può superare l'effetto dell'attenuazione della frequenza di uscita dal rivelatore da parte del filtro stesso. A causa della costante

⁽³⁾ In inglese tale intervallo viene detto «hold-in frequency range».

⁽⁴⁾ In inglese tale intervallo viene detto «lock-in frequency range».

di tempo dell'integratore, il tempo necessario per ottenere tale «aggancio forzato» può anche essere molto grande. Si dimostra (bibl. 2) che «l'intervallo di aggancio forzato»⁽⁵⁾ per circuiti aventi un guadagno elevato dell'anello vale:

$$[50] \quad \Delta\omega_P = \pm 2 \sqrt{\zeta \omega_n K_o K_d},$$

mentre il tempo necessario per acquisire l'aggancio è dato dalla relazione approssimata:

$$[51] \quad T_F \cong \frac{(\Delta\omega)^2}{2 \zeta \omega_n^3}.$$

Questa relazione è applicabile soltanto per valori di $\Delta\omega$ minori di $\Delta\omega_P$ e maggiori di $\Delta\omega_L$.

Il tempo di aggancio forzato può diventare in pratica molto grande e quindi non accettabile per un buon funzionamento del ricevitore in cui il circuito è inserito, specialmente se la frequenza di taglio del filtro è molto bassa. Si usano perciò accorgimenti per diminuire la costante di tempo fin quando l'aggancio non è avvenuto e per riportarla poi al valore desiderato dopo che sia avvenuto l'aggancio stesso.

3.2.4. Criteri di progetto del circuito agganciato in fase.

Il progetto del circuito agganciato in fase ed in particolare quello del filtro passa basso in esso contenuto dipendono essenzialmente dal tipo di modulazione del segnale da rivelare.

Infatti, se il segnale da rivelare $v_s(t)$ è *modulato d'ampiezza*, si richiede che l'anello agganciato in fase mantenga costante la fase del segnale $v_o(t)$ dell'oscillatore, per cui è conveniente che la frequenza di taglio del filtro del circuito agganciato in fase sia inferiore alla minima frequenza di modulazione. Tale scelta non sarebbe necessaria soltanto nel caso in cui il segnale dell'oscillatore fosse esattamente in fase (oppure in opposizione di fase) rispetto alla portante del segnale da demodulare. Poiché in pratica vi è sempre un piccolo errore di fase tra i due segnali risulta conveniente adottare il criterio precedentemente enunciato. Il segnale rivelato viene prelevato da un altro rivelatore coerente [fig. 7a)], funzionante in quadratura rispetto a quello dell'anello agganciato in fase, alla cui uscita è disposto un opportuno filtro passa basso $F(s)$ con frequenza di taglio pari alla massima frequenza di modulazione.

Se invece il segnale da rivelare è *modulato di fase* con basso indice di modulazione è necessario scegliere la frequenza di taglio del filtro in modo che risulti inferiore alla minima frequenza di modulazione e particolare attenzione dovrà essere posta in tale scelta per evitare che si abbiano distorsioni alle frequenze di modulazione più basse. Il segnale rivelato viene prelevato prima di tale filtro $F(s)$ [fig. 7b)], ed inviato ad un filtro passa basso $F'(s)$ con frequenza di taglio pari alla massima frequenza di modulazione, dal quale si ricava il segnale utile $v_u(t)$.

Se infine il segnale da rivelare è *modulato di frequenza*, la scelta della frequenza di taglio del circuito agganciato in fase deve essere fatta in modo che esso sia in grado di trasmettere tutta la banda delle frequenze di modulazione, cosicché l'oscillatore possa inseguire con la dovuta rapidità le deviazioni di fre-

⁽⁵⁾ In inglese tale intervallo viene detto «pull-in frequency range».

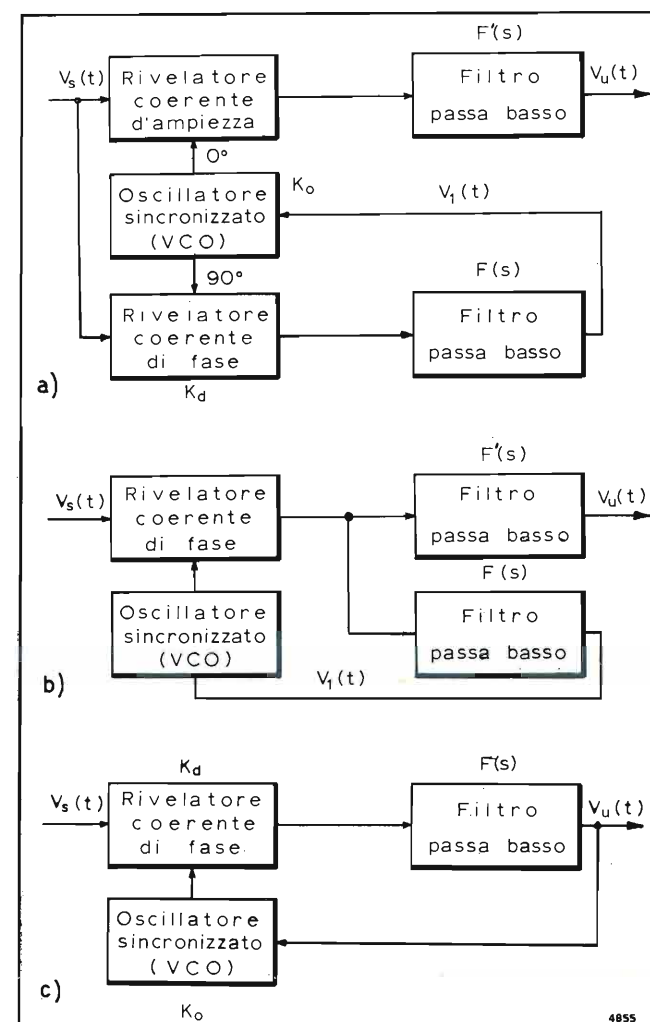


Fig. 7. — Schema a blocchi per ottenere la rivelazione coerente usando un oscillatore sincronizzato indirettamente; a) nel caso di modulazione di ampiezza, b) nel caso di modulazione di frequenza, c) nel caso di modulazione di fase.

quenza della portante: si può quindi usare un unico filtro $F(s)$ (come in figura 7c).

Dopo aver effettuato la scelta della frequenza di taglio secondo i criteri su esposti, occorre determinare gli altri parametri del circuito agganciato in fase al fine di completarne il progetto.

Nel caso che il circuito agganciato in fase sia del secondo tipo, come spesso accade, lo smorzamento ζ viene scelto di solito fra 0,5 e 1: un valore molto usato è $\zeta = 0,707$. La frequenza di risonanza propria ω_n è legata alla banda passante del circuito; nel caso che siano usati i filtri di figura 6b) e c), con $\zeta = 0,707$ si ha che ω_n risulta la metà circa della frequenza angolare corrispondente alla banda passante a 3 dB che si desidera ottenere dal circuito.

Infine la scelta del guadagno dell'anello ($K_o K_d$) può essere effettuata in base al massimo errore di fase che si ammette durante il funzionamento e alla sensibilità che si desidera ottenere dal circuito. Ad esempio, se il segnale d'entrata è modulato in frequenza, si può determinare $K_o K_d$ in base all'intervallo di tenuta dell'aggancio che deve essere, ovviamente, almeno uguale alla deviazione massima di frequenza della portante, per una data ampiezza minima della portante stessa.

Questo criterio, come si deduce dalla prima delle [17], può essere sufficiente per ottenere una buona proporzionalità fra la tensione $v_1(t)$ e la deviazione

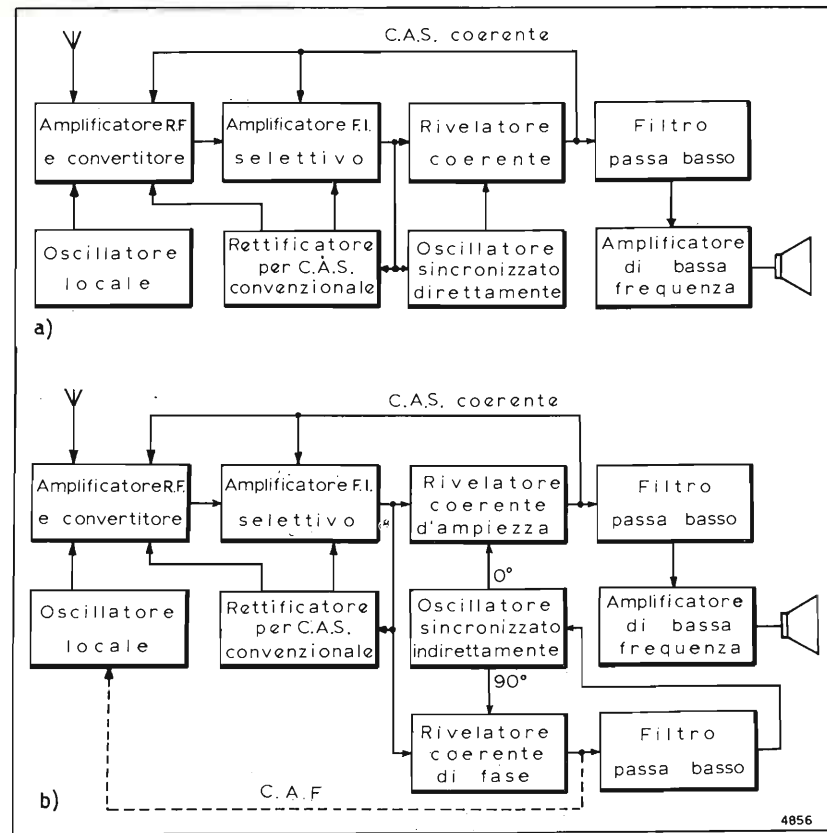


Fig. 8. — Schemi a blocchi del ricevitore sonoro per segnali modulati d'ampiezza: a) ricevitore col rivelatore coerente di fig. 5a; b) ricevitore col rivelatore coerente di fig. 7a.

di frequenza $\Delta\omega_s(t)$ senza dover aggiungere reti correttive.

4. Criteri di progetto del ricevitore.

4.1. CONSIDERAZIONI GENERALI

L'applicazione della rivelazione coerente al ricevitore sonoro (per modulazione d'ampiezza oppure per modulazione di frequenza) e al ricevitore televisivo

permette di progettare il ricevitore stesso secondo criteri nuovi specialmente nei casi in cui i segnali da ricevere sono circa della stessa ampiezza oppure sono più ampi di quelli non desiderati. Ciò accade per i programmi radiofonici trasmessi con la filodiffusione oppure in modulazione di frequenza ed anche per i programmi televisivi. In questi casi l'amplificatore a frequenza intermedia può essere costituito semplicemente da un amplificatore a larga banda, mentre la selettività del ricevitore è affidata quasi esclusivamente al rivelatore coerente ed al filtro passa basso che lo segue. Nel caso della filodiffusione il ricevitore con rivelazione coerente risulta particolarmente semplice in quanto non viene effettuata la conversione di frequenza ed i filtri di selezione dei canali generalmente usati all'entrata del ricevitore possono essere omessi.

Se invece il ricevitore deve essere in grado di ricevere segnali molto deboli specialmente se in prossimità di segnali forti dovuti a stazioni locali, risulta allora conveniente far uso di un amplificatore a frequenza intermedia avente buone caratteristiche di selettività al fine di evitare intermodulazioni oppure saturazioni nel rivelatore. In tal caso il vantaggio più rilevante nell'uso della

rivelazione coerente è nella migliore linearità ottenibile e nel fatto che l'amplificatore a frequenza intermedia può essere progettato con criteri meno severi in quanto il rivelatore coerente, al contrario dei rivelatori convenzionali, contribuisce in misura notevole alla selettività.

L'oscillatore comandato in frequenza (VCO) può essere costituito dallo stesso oscillatore locale del convertitore di frequenza; in tal caso si include nell'anello agganciato in fase anche l'amplificatore a frequenza

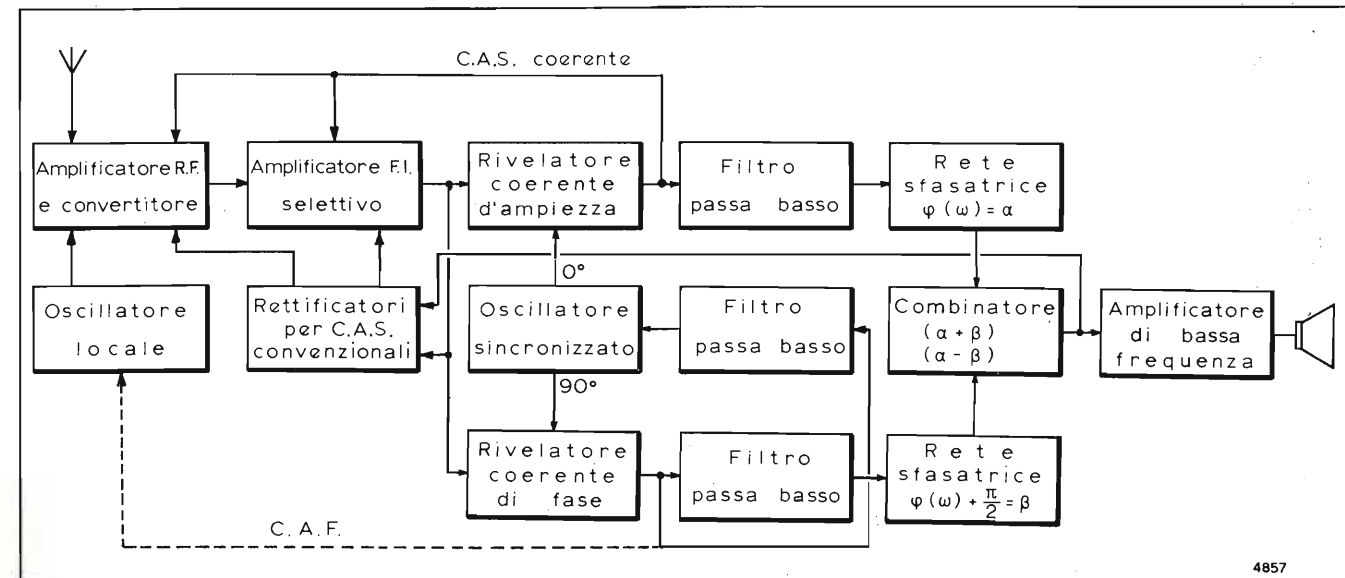


Fig. 9. — Schema a blocchi del ricevitore sonoro per trasmissioni a banda laterale unica oppure per ricevere l'informazione relativa ad una sola banda laterale delle normali trasmissioni in modulazione d'ampiezza. Il combinatore permette di scegliere la banda laterale desiderata. ($\alpha + \beta$) oppure ($\alpha - \beta$). In funzione del tipo di trasmissione ricevuta si sceglie il più conveniente comando automatico di sensibilità (C.A.S.) convenzionale: per le trasmissioni a banda laterale unica si rettifica il segnale di bassa frequenza mentre per le trasmissioni a modulazione d'ampiezza pura si rettifica il segnale a radiofrequenza.

intermedia la cui caratteristica viene a influire decisamente sul comportamento del rivelatore stesso, se l'amplificatore è a banda stretta, mentre la sua influenza risulta molto ridotta, se l'amplificatore è a banda larga.

4.2 RICEVITORE PER SEGNALI MODULATI D'AMPIEZZA

4.2.1. Il ricevitore sonoro.

Il ricevitore sonoro con rivelazione coerente destinato alla ricezione non solo dei programmi radiofonici locali, ma anche di quelli provenienti da stazioni molto lontane, nella gamma delle onde lunghe, medie e corte risulta strutturalmente simile al ricevitore convenzionale, come si osserva dagli schemi a blocchi di figura 8.

L'amplificatore a frequenza intermedia, che assicura la selettività del ricevitore con i demodulatori convenzionali d'involuppo, può ora essere progettato con criteri meno severi poiché alla selettività contribuisce il demodulatore stesso con il filtro passa basso che lo segue.

Come rivelatore coerente può essere usato quello di figura 5a), come in figura 8a), oppure quello di figura 7a), come in figura 8b); nel primo caso si richiede che la portante sia modulata d'ampiezza in modo puro, mentre nel secondo caso può anche trattarsi di una trasmissione a banda laterale unica.

Per ottenere correttamente la ricezione dei segnali a banda laterale unica occorre (fig. 9) usare entrambe le uscite del demodulatore di figura 7a) cioè quella $v_1(t)$ del rivelatore coerente di fase e quella $v_2(t)$ del rivelatore coerente d'ampiezza; i segnali di bassa frequenza all'uscita di tali rivelatori sono sfasati tra loro di 90° ; per combinarli occorre usare opportune reti che permettono di ottenere uno sfasamento di 90° tra dette uscite in tutta la banda di bassa frequenza (bibl. 5, 6, 7, 8, 9).

Secondo che lo sfasamento sia in anticipo oppure in ritardo si ottiene la soppressione di una banda

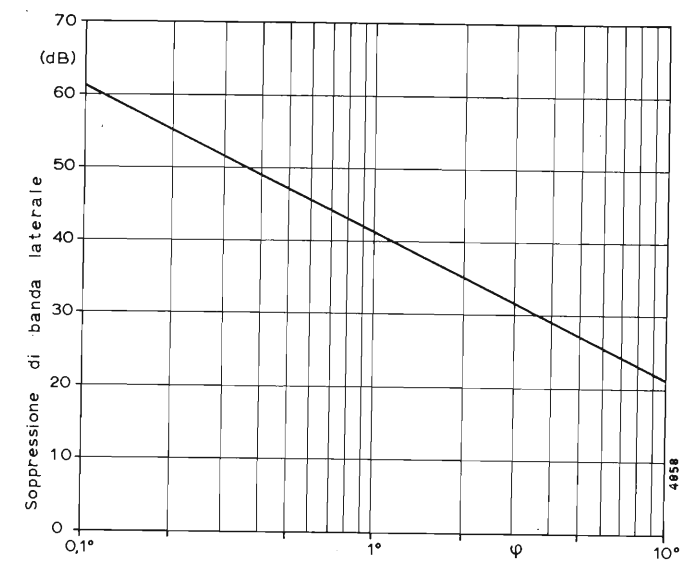


Fig. 10. — Andamento della soppressione di banda laterale (in dB) in funzione della differenza di fase φ .

laterale oppure dell'altra. Ciò può essere ottenuto anche nella ricezione di una normale trasmissione a modulazione d'ampiezza pura, al fine di eliminare un disturbo che sia presente in una sola delle due bande laterali (bibl. 10 e 11).

L'entità della soppressione della banda laterale indesiderata dipende dall'andamento delle curve d'ampiezza e fase delle reti sfasatrici. In particolare se queste sono filtri passa tutto, la soppressione dipende soltanto dalla differenza dello sfasamento rispetto a 90° . In figura 10 è riportato il grafico che lega la soppressione S (espressa in dB) della banda laterale indesiderata allo scarto di fase φ rispetto a 90° , secondo la relazione:

$$[52] \quad S = 20 \log_{10} \frac{1}{\text{tg}(\varphi/2)}$$

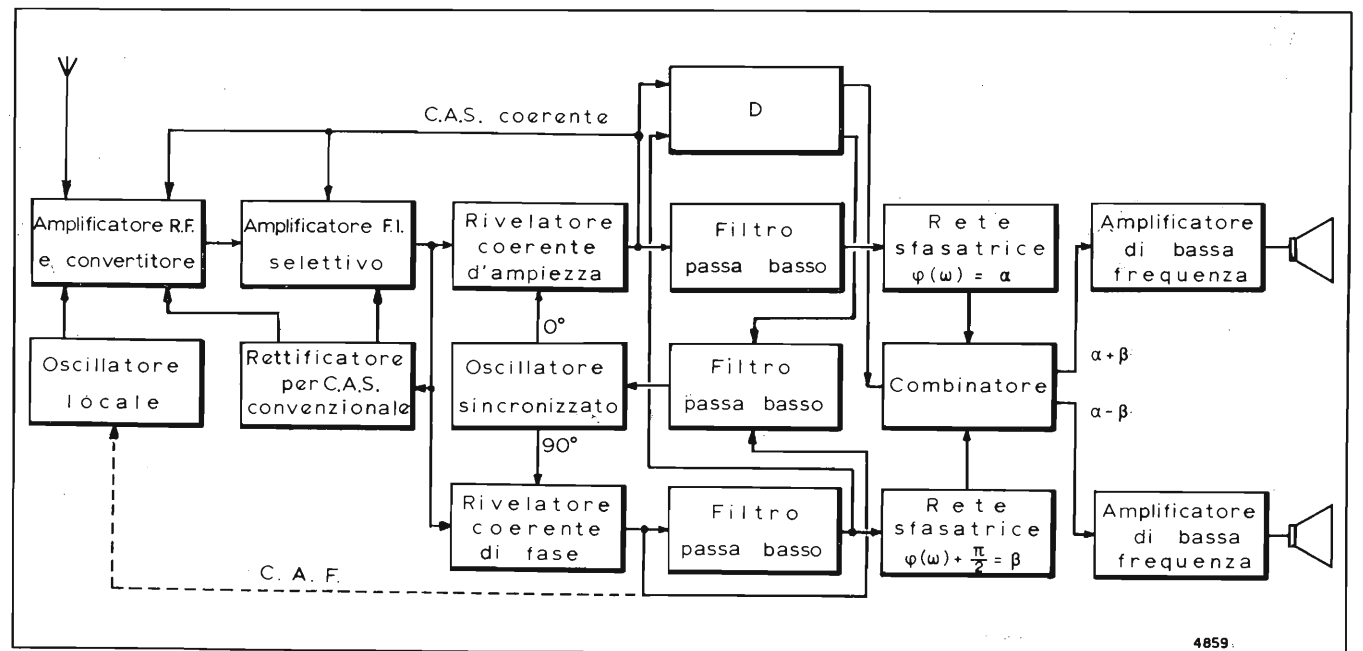


Fig. 11. — Schema a blocchi del ricevitore sonoro per trasmissioni a modulazione d'ampiezza pura, in grado di permettere separatamente l'ascolto delle informazioni relative alle due bande laterali, ciascuna su un altoparlante. Nel blocco D sono contenuti i dispositivi per la sintonia silenziosa e per abbreviare il tempo di acquisizione dell'aggancio: il primo dispositivo agisce sul combinatore nel senso di eliminare il segnale d'uscita di bassa frequenza; il secondo dispositivo agisce sul filtro passa basso dell'anello agganciato in fase nel senso di abbreviare la costante di tempo del filtro stesso.

Un ulteriore miglioramento della ricezione dei segnali modulati d'ampiezza pura si ottiene (bibl. 11) usando due altoparlanti (fig. 11) ai quali vengono inviati i segnali ottenuti combinando le uscite dei rivelatori coerenti di fase e d'ampiezza mediante reti sfasatrici di 90° , cosicché a ciascuno di essi giunga l'informazione relativa ad una sola banda laterale. In tal modo la presenza del disturbo su una banda laterale viene avvertito dall'ascoltatore come se fosse spostato rispetto alla sorgente sonora dell'informazione principale, per cui il suo effetto risulta poco fastidioso giacché l'ascoltatore tende ad ignorarlo (effetto « cocktail party »). Inoltre questo metodo di ricezione (che non è da considerarsi stereofonico, ma binaurale) fa sì che durante le evanescenze selettive non si abbia perdita dell'informazione, ma soltanto l'effetto di uno spostamento della sorgente sonora stessa.

Nelle trasmissioni a banda laterale unica la sincronizzazione dell'oscillatore può ancora essere ottenuta se la portante è attenuata di non più di 40 dB circa e se il circuito agganciato in fase è ben progettato. In caso contrario si ottiene una rivelazione a prodotto la cui qualità dipende dall'errore di accordo dell'oscillatore.

Nel caso delle trasmissioni a modulazione d'ampiezza pura oppure a portante soppressa (ma con entrambe le bande laterali) la sincronizzazione dell'oscillatore può essere ottenuta combinando in un comparatore di fase i segnali di bassa frequenza di uscita dai rivelatori coerenti d'ampiezza e di fase. Si osserva infatti che quando l'oscillatore è esattamente nella fase desiderata, non vi è uscita dal rivelatore di fase, mentre è massima l'uscita dal rivelatore d'ampiezza. Se la fase dell'oscillatore varia dalla condizione suddetta, compare all'uscita del rivelatore di fase un segnale che sarà in fase oppure in opposizione rispetto a quello in uscita dal rivelatore d'ampiezza, secondo il senso della variazione della fase dell'oscillatore. Dalla comparazione dei suddetti segnali di bassa frequenza si ottiene una componente continua atta a comandare l'oscillatore.

Nel caso in cui venga usato il demodulatore di figura 7a) è possibile ricavare dal rivelatore coerente di fase una tensione atta a mantenere automaticamente la sintonia del segnale desiderato comandando la frequenza dell'oscillatore locale (C.A.F.).

La tensione d'uscita dal rivelatore coerente d'ampiezza contiene invece una componente continua che può essere usata per il comando automatico della sensibilità (C.A.S.) del ricevitore, essendo proporzionale all'ampiezza del segnale che viene demodulato. A questo comando della sensibilità (detto C.A.S. coerente) si associa il comando della sensibilità di tipo convenzionale ottenuto rettificando il segnale d'uscita dall'amplificatore a frequenza intermedia (fig. 8) allo scopo di evitare sovraccarichi durante la sintonia e prima che sia acquisito l'aggancio. Se il ricevitore è adatto anche per la ricezione dei segnali a banda laterale unica il C.A.S. può provenire anche dalla rettificazione del segnale di bassa frequenza (fig. 9).

Questa tensione continua può anche essere usata per azionare dispositivi particolarmente utili nel ricevitore per modulazione d'ampiezza. Infatti, prima che avvenga l'aggancio dell'oscillatore al segnale da demodulare, l'uscita del rivelatore è costituita dal battimento fra il segnale dell'oscillatore e quella del segnale di entrata; per i ricevitori a modulazione d'ampiezza, la costante di tempo del filtro passa basso dell'anello agganciato in fase è tale che l'aggancio avviene dopo

che il battimento è diventato udibile: ciò è fastidioso durante la sintonia. Inoltre la costante di tempo del filtro stesso è usualmente così grande da rendere eccessivo il tempo impiegato per acquisire l'aggancio (vedi par. 3.2.3). Per questi motivi risulta particolarmente utile il dispositivo per la sintonia silenziosa al quale si associa anche il dispositivo per ridurre la costante di tempo del filtro durante la acquisizione dell'aggancio. Entrambi i dispositivi (fig. 11) sono azionati dalla componente continua di uscita dal rivelatore coerente di ampiezza, la quale non è nulla soltanto ad aggancio avvenuto.

Ove si richieda non solo di sopprimere i fastidiosi battimenti che si hanno durante la sintonia, ma anche di assicurare che l'ascolto avvenga soltanto quando la sintonia è ottima, il comando del circuito per la sintonia silenziosa può essere effettuato usando anche il segnale di bassa frequenza di uscita dal rivelatore coerente di fase (bibl. 13), il quale è nullo quando la sintonia è corretta. Si può regolare la soglia del circuito per la sintonia silenziosa in modo che l'ascolto avvenga soltanto quando l'ampiezza del segnale suddetto si scosta meno di una quantità prefissata rispetto al valore nullo desiderato.

4.2.2. Il ricevitore televisivo.

La demodulazione della portante video con i normali rivelatori d'involuppo comporta intrinsecamente una distorsione dell'informazione visiva in quanto l'involuppo stesso è distorto a causa della soppressione parziale di una banda laterale. Per ottenere una demodulazione teoricamente indistorta dell'informazione visiva occorre quindi ricorrere ad altro tipo di rivelatore quale è quello coerente.

Lo schema a blocchi della parte a radiofrequenza e videofrequenza del ricevitore televisivo che impiega la rivelazione coerente è riportato in figura 12.

A causa della soppressione parziale della banda laterale inferiore effettuata in trasmissione è necessario, per ottenere una demodulazione corretta, operare in modo del tutto simile a quanto si fa per il ricevitore sonoro a banda laterale unica. Si ha però il vantaggio pratico che lo sfasamento di 90° richiesto tra le uscite delle due reti sfasatrici è necessario soltanto nel campo di frequenze in cui è presente una sola banda laterale (750 kHz ÷ 5 MHz), cioè per meno di una decade. Ciò permette di semplificare notevolmente il progetto di tali reti. Infatti (fig. 13) nella banda di frequenze in cui sono presenti entrambe le bande laterali si ottiene un'uscita soltanto dal rivelatore coerente d'ampiezza mentre risulta nulla quella del rivelatore coerente di fase. Nella banda di frequenze in cui vi è una sola banda laterale si ottiene invece un'uscita da entrambi i rivelatori. Poiché tali uscite sono sfasate tra di loro di 90° , per mezzo delle reti sfasatrici tale sfasamento viene compensato, e all'entrata del combinatore i segnali provenienti dai due rivelatori risultano in fase. L'ampiezza della risposta risulta perciò costante su tutta la banda, in quanto per le frequenze inferiori a 750 kHz si ha uscita soltanto dal rivelatore d'ampiezza, mentre per le frequenze superiori a 1,25 MHz l'uscita da tale rivelatore risulta di ampiezza metà, ma ad essa va a sommarsi l'uscita dal rivelatore di fase avente la stessa ampiezza. Nella banda fra 750 kHz e 1,25 MHz l'uscita dal rivelatore d'ampiezza risulta gradatamente decrescente, mentre gradatamente crescente

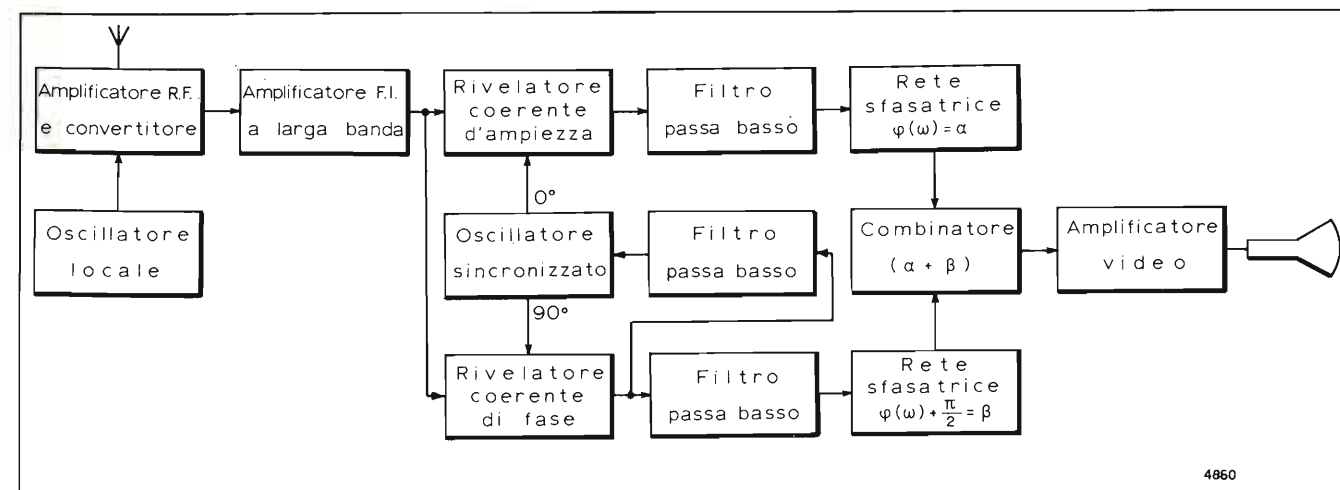


Fig. 12. — Schema a blocchi della parte a radiofrequenza e video frequenza del ricevitore televisivo con rivelazione coerente.

risulta quella dal rivelatore di fase. Tali uscite, componendosi attraverso le reti sfasatrici, ricostruiscono ancora correttamente l'ampiezza del segnale demodulato.

In base a queste considerazioni sono stati effettuati dei calcoli teorici della soppressione di banda laterale e del ritardo di gruppo usando reti sfasatrici costituite da due celle di filtro LC passa tutto. I risultati del calcolo sono sembrati soddisfacenti, poiché la soppressione della banda laterale indesiderata è risultata superiore a 24 dB e il ritardo di gruppo inferiore a 10 ns; inoltre la risposta in ampiezza è risultata praticamente piatta entro 0,1 dB. Sono in corso ulteriori studi ed indagini sperimentali.

4.3. RICEVITORE PER SEGNALI MODULATI DI FREQUENZA

Tra i ricevitori con rivelazione coerente quello per modulazione di frequenza è strutturalmente il più sem-

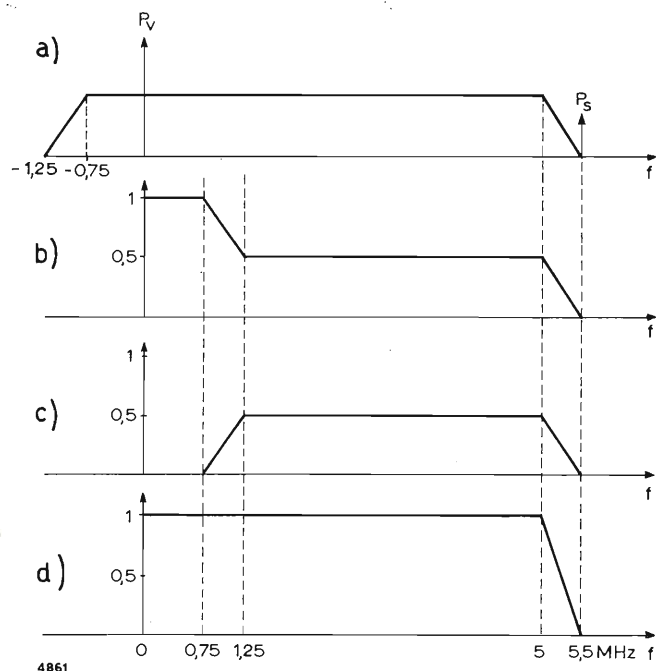


Fig. 13. — Curve d'ampiezza del segnale televisivo (a), del segnale d'uscita dal rivelatore coerente d'ampiezza (b), dal rivelatore coerente di fase (c), e del segnale d'uscita totale (d) ottenuto componendo le curve (b) e (c) dopo aver sfasato il segnale di uscita dal rivelatore di fase di 90° rispetto a quello di uscita dal rivelatore d'ampiezza.

plice e anche quello che meglio si presta ad essere realizzato con circuiti integrati. Infatti, come si osserva dagli schemi a blocchi di figura 14, essendo l'amplificatore a frequenza intermedia a larga banda, si possono usare circuiti integrati⁽⁶⁾ che funzionano a 10,7 MHz (oppure a 5,5 MHz per la parte suono dei ricevitori televisivi) con un'amplificazione di 20 ÷ 50 volte in tensione, mentre il demodulatore può essere attuato usando un moltiplicatore⁽⁷⁾, un oscillatore ed un amplificatore di bassa frequenza connessi come in figura 7c), oppure un unico circuito integrato⁽⁸⁾ avente le funzioni di oscillatore, moltiplicatore e amplificatore di bassa frequenza (parte contenuta entro la linea a tratti di figura 14a) (bibl. 12).

Si può usare come oscillatore comandato (VCO), sia quello a frequenza intermedia (fig. 14a), sia l'oscillatore locale del convertitore (fig. 14b). Nel primo caso si ha il vantaggio di una migliore uniformità delle caratteristiche del ricevitore qualunque sia la frequenza ricevuta, poiché il parametro K_o risulta costante; nel secondo caso si può ottenere una migliore stabilità in frequenza di tutto il ricevitore, in quanto le derivate dell'oscillatore vengono opportunamente compensate. Ciò può anche essere ottenuto nel primo caso applicando una tensione di correzione all'oscillatore locale derivandola dall'uscita del rivelatore.

La selettività del ricevitore è affidata al rivelatore coerente e praticamente dipende dall'ampiezza dell'intervallo di acquisizione dell'aggancio. Per ottenere che la selettività sia costante al variare dell'ampiezza del segnale d'entrata occorre anteporre al rivelatore un limitatore. Tuttavia, spesso, tale limitatore può venire omesso, se la selettività risulta ancora adeguata, essendo l'intervallo di acquisizione dell'aggancio proporzionale all'ampiezza del segnale d'entrata.

La sensibilità del ricevitore può dipendere dalle caratteristiche del demodulatore; infatti la sensibilità può venire limitata dalla necessità di ottenere un rapporto segnale/rumore all'uscita accettabile (ad esempio 30 dB), oppure dal fatto che occorre una certa ampiezza minima del segnale all'entrata per ottenere una demodulazione corretta con una data deviazione

⁽⁶⁾ Per es.: Amplificatori SL 611 e SL 612 della Plessey.

⁽⁷⁾ Per es.: Modulatore bilanciato SL 640 della Plessey.

⁽⁸⁾ Circuito integrato NE 650B della Signetics.

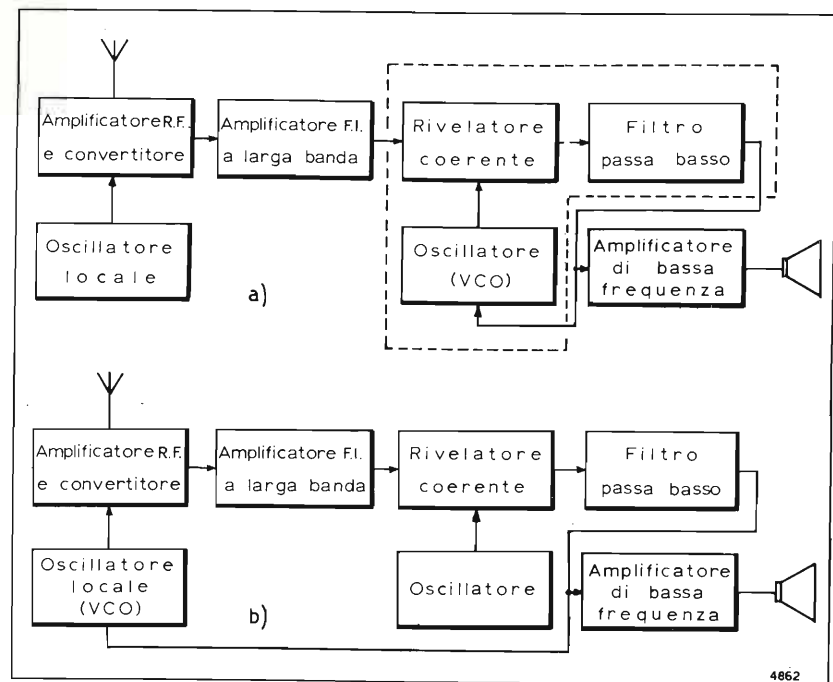


Fig. 14. — Schemi a blocchi del ricevitore per modulazione di frequenza.

di frequenza della portante. In questo secondo caso la sensibilità risulta limitata dall'aggancio.

Si può facilmente dedurre una relazione che esprime la tensione minima del segnale d'entrata $V_{s \min}$ in funzione degli altri parametri del circuito. Ricordando la [47], relativa all'intervallo di tenuta dell'aggancio, e supponendo che il circuito abbia una banda sufficiente per cui la [47] valga anche per frequenze di modulazione non troppo elevate, osservando infine che K_d dipende dal segnale d'entrata e , che per un rivelatore di fase costituito da un moltiplicatore, vale la [25], si ottiene:

$$[53] \quad \Delta\omega = K_o K_d = \frac{1}{2} K_m V_o V_s K_o,$$

dalla quale, in corrispondenza di $\Delta\omega = \Delta\omega_{\max}$, si calcola la $V_{s \min}$:

$$[54] \quad V_{s \min} = 2\Delta\omega_{\max} / K_m K_o V_o.$$

5. Conclusioni.

L'applicazione della rivelazione coerente permette di rinnovare sostanzialmente il progetto del ricevitore, specialmente quello sonoro, più di quanto non appaia dagli schemi a blocchi riportati. Infatti è possibile in alcuni casi giungere a una quasi completa realizzazione del ricevitore mediante circuiti integrati, eliminando la necessità di amplificatori selettivi a frequenza intermedia e sostituendoli con amplificatori a larga banda, in quanto il rivelatore stesso offre una selettività sufficiente. L'integrazione del ricevitore risulta particolarmente fattibile e conveniente per quello a modulazione di frequenza. Tuttavia anche per la ricezione a modulazione d'ampiezza la rivelazione coerente offre interessanti prospettive, sia dal punto di vista suddetto, sia per migliorare la qualità della ricezione. Infatti la rivelazione coerente permette di ottenere basse distorsioni anche con profondità di modulazione elevate, evitando le distorsioni dovute al taglio diagonale e al taglio di fondo proprie dei rivelatori d'in-

viluppo; presenta anche vantaggi nella ricezione di segnali con basso rapporto fra segnale e rumore essendo la sua soglia di rumore più bassa di quella dei rivelatori attualmente usati nei ricevitori (bibl. 14, 15, 16, 17 e 18). Inoltre per la ricezione dei segnali televisivi, la rivelazione coerente è attualmente la sola che permetta di ottenere una demodulazione con distorsione molto piccola, pur dovendo impiegare reti sfasatrici di progetto piuttosto delicato.

Infine la rivelazione coerente trova anche impiego in altri circuiti particolari del ricevitore, come ad esempio nella decodificazione dei segnali stereofonici (bibl. 19, 20) oltre che per la nota decodificazione del segnale di crominanza nel ricevitore televisivo a colori.

Si ringraziano vivamente il Prof. C. Egidi, il Prof. E. Nano, il Prof. P. Soardo e in particolare il Prof. M. Pent per l'accurata revisione del presente lavoro.

Torino — Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

APPENDICE

ANALISI DEL CIRCUITO AGGANCIATO IN FASE

1) Condizione d'aggancio

Differenziando la relazione:

$$[55] \quad \vartheta(t) = \vartheta_s(t) - \vartheta_o(t) \text{ si ottiene:}$$

$$[56] \quad \frac{d\vartheta(t)}{dt} = \omega_s(t) - \omega_o(t)$$

Il circuito risulta agganciato se $\omega_s(t) = \omega_o(t)$, cioè quando è:

$$[57] \quad \frac{d\vartheta(t)}{dt} = 0 \text{ e quindi: } \vartheta = \text{cost.}$$

2) Limiti di tenuta o di acquisizione dell'aggancio.

Con riferimento allo schema a blocchi di figura 5b, la frequenza istantanea dell'oscillatore, ricordando la [29], è data dalla seguente relazione:

$$[58] \quad \omega_o(t) = \omega_o + K_o v_1(t).$$

La tensione $v_o(t)$ viene ottenuta dalla tensione di uscita $v_d(t)$ del rivelatore di fase tramite il filtro passa basso e può quindi essere espressa nel seguente modo, introducendo il prodotto di convoluzione:

$$[59] \quad v_1(t) = v_d(t) * f(t),$$

dove $f(t)$ è la risposta del filtro passa basso all'impulso unitario. Dalle [55] e [56] e ricordando la [24] si ha:

$$[60] \quad \omega_o(t) = \omega_o + K_o K_d [f(t) * \text{sen } \vartheta(t)].$$

La fase del segnale d'entrata è $\vartheta_s(t) = \omega_s t + \vartheta_s$, mentre quella dell'oscillatore si ottiene integrando la [60]:

$$[61] \quad \vartheta_o(t) = \omega_o t + K_o K_d \int_0^t [f(t) * \text{sen } \vartheta(t)] dt + \vartheta_o.$$

L'errore di fase $\vartheta(t)$ risulta:

$$[62] \quad \vartheta(t) = \vartheta_s(t) - \vartheta_o(t) = \omega_s t - \omega_o t - K_o K_d \int_0^t [f(t) * \text{sen } \vartheta(t)] dt + \vartheta_s - \vartheta_o.$$

Se il circuito inizialmente è agganciato deve essere $\omega_s = \omega_o$; inoltre si suppone che sia anche $\vartheta_s = \vartheta_o$. Se la frequenza del segnale d'entrata subisce una variazione $\Delta\omega$, per cui risulta:

$$[63] \quad \vartheta_s(t) = (\omega_s + \Delta\omega) t + \vartheta_s$$

introducendo la [63] nella [62], tenendo presenti le supposizioni fatte, si ottiene:

$$[64] \quad \vartheta(t) = \Delta\omega \cdot t - K_o K_d \int_0^t [f(t) * \text{sen } \vartheta(t)] dt.$$

Differenziando si ha:

$$[65] \quad \frac{d\vartheta(t)}{dt} = \Delta\omega - K_o K_d [f(t) * \text{sen } \vartheta(t)].$$

L'equazione differenziale è facilmente risolvibile per i circuiti agganciati in fase del primo tipo: $f(t) = \delta(t)$.

Imponendo la condizione d'aggancio [57], si ottiene:

$$[66] \quad \text{sen } \vartheta = \frac{\Delta\omega}{K_o K_d}.$$

Poiché $\text{sen } \vartheta$ non può superare l'unità, si ha che l'intervallo di tenuta dell'aggancio $\Delta\omega_H$ vale:

$$[67] \quad \Delta\omega_H = \pm K_o K_d.$$

Per i circuiti agganciati in fase del secondo tipo, invece, $f(t)$ è una funzione tale che la corrispondente funzione di trasferimento $F(s)$ contiene un polo reale. Passando alle trasformate di Laplace, quando vale la [57], si ha:

$$[68] \quad \Delta\omega = K_o K_d F(s) \text{sen } \vartheta.$$

Ancora, essendo $\text{sen } \vartheta \leq 1$ e supponendo che nell'intervallo di tenuta dell'aggancio il filtro non presenti attenuazione si ottiene ancora la [67].

Se invece il circuito è fuori dalla condizione d'aggancio si osserva che per i circuiti del primo tipo l'intervallo di acquisizione dell'aggancio $\Delta\omega_L$ è uguale alla [67], mentre per i circuiti del secondo tipo la frequenza risultante dal battimento fra l'oscillatore e il segnale d'entrata viene attenuata dal filtro passa basso, per cui quando avviene l'aggancio e vale la [68], si ricava:

$$[69] \quad \Delta\omega_L = \pm K_o K_d |F(j\Delta\omega_L)| \cong 2 \zeta \omega_n.$$

3) Comportamento in regime dinamico.

Si supponga che la frequenza del segnale d'entrata subisca delle deviazioni $\Delta\omega_s(t)$ rispetto alla frequenza di riposo ω_s e che corrispondentemente la frequenza dell'oscillatore subisca anch'essa delle deviazioni $\Delta\omega_o(t)$ rispetto alla frequenza di riposo ω_o , cioè sia:

$$[70] \quad \omega_s(t) = \omega_s + \Delta\omega_s(t), \quad \omega_o(t) = \omega_o + \Delta\omega_o(t).$$

Poiché si suppone che inizialmente il circuito sia agganciato in fase ($\omega_s = \omega_o$), introducendo le [70] nella [56], si ha:

$$[71] \quad \frac{d\vartheta(t)}{dt} = \Delta\omega_s(t) - \Delta\omega_o(t).$$

Ricordando che le deviazioni di frequenza dell'oscillatore sono legate alla tensione di comando $v_1(t)$ mediante la [30], si ottiene:

$$[72] \quad \frac{d\vartheta(t)}{dt} = \Delta\omega_s(t) - K_o v_1(t).$$

Se il circuito agganciato in fase è del primo tipo, ricordando la [26], si ha:

$$[73] \quad v_1(t) = v_d(t) = K_d \vartheta(t).$$

Introducendo questa relazione nella [72] si ottiene la [15] che viene qui riscritta:

$$[74] \quad \frac{d v_1(t)}{dt} = K_d \Delta\omega_s(t) - K_o K_d v_1(t). \quad (1270)$$

BIBLIOGRAFIA

- 1) VITERBI A. J.: *Principles of coherent communication*. « Mc Graw Hill », N. Y., 1966.
- 2) GARDNER F. M.: *Phase lock techniques*. « J. Wiley », 1967.
- 3) TURKER D. G.: *The synchrodyne*. « Electronic Engineering » 1947, vol. 19, p. 75-6, p. 241-4, p. 276-7, p. 366-7; 1948, vol. 20, p. 51-4.
- 4) TURKER D. G., SEYMOUR R. A.: *The synchrodyne as a precision demodulator*. « Wireless Engineer », 1950, vol. 27, p. 227-237.
- 5) NORGAARD D. E.: *The phase-shift method of single-sideband signal reception* - Proc. IRE, 1956, vol. XLIV, p. 1735-1743.
- 6) DOME R. B.: *Wide band phase shift networks*. « Electronics », vol. 19, p. 112-5, dec. 1946.
- 7) DAVID G. C. LUCK: *Properties of some wide-band phase-splitting networks*. « Proc. IRE », vol. 37, p. 147-151, February 1949.
- 8) DARLINGTON S.: *Realization of a constant phase difference*. « Bell Sys. Tech. J. », vol. 24, p. 94-104, January 1950.
- 9) ORCHARD H. J.: *Synthesis of wideband two-phase networks*. « Wireless Engineering », vol. 27, p. 72-81, March 1950.
- 10) COSTAS J. P.: *Synchronous communication*. « Proc. IRE », vol. XLIV, 1956, p. 1713-8.
- 11) C.C.I.R.: doc. X/135 - maggio 1969 - Etas-Unis d'Amérique. *Améliorations de la réception des signaux de radiodiffusion sonore a modulation d'amplitude*.
- 12) CAMEZIND HANS R., GREBENE A. B.: *Phase locking: integrated circuits made easy*. « Electronics », vol. 42, N. 9, 1969, p. 94-98.
- 13) LI-PING CHU: *A phase locked AM radio receiver*. « IEEE Transactions on Broadcast and Television Receivers ». Vol. BTR-15, N. 3, Oct. 1969, p. 300-308.
- 14) CARASSA F., ONGARO D., ROCCA F.: *Optimum and nearly-optimum performance of phase-lock demodulators*. « Alta Frequenza », Febbraio 1965, Vol. XXXIV, p. 121-130, 29E-38E.
- 15) CARASSA F., ONGARO D., ROCCA F.: *Conditional stability problems in phase-lock demodulators* (lettera). « Alta Frequenza », N. 11, novembre 1965, Vol. XXXIV, p. 808, 212E.
- 16) ROCCA F.: *Some properties of optimum unconditionally stable phase-lock demodulators*. « Alta Frequenza », vol. XXXVI, N. 5, maggio 1967, p. 424-429, 94E-99E.
- 17) CARASSA F., ROCCA F.: *Advances on phase-lock demodulation*. « IEEE Transactions on Communications Technology », June 1970, vol. COM 18, N. 3.
- 18) GERBER M. M.: *A universal threshold extending frequency-modulated feedback demodulator*. « IEEE Transactions on Communication Technology », vol. COM 18, N. 4, August 1970.
- 19) PARTUS R. T. and HAYWOOD A. J.: *Phase-locked stereo decoder*. « Wireless World », Sept. 1970, vol. 76, N. 1419, p. 418-422.
- 20) MUSSINO F., BILLIA G. P., SOARDO P.: *Sistema stereofonico a doppia modulazione della portante*. « Elett. e Telecom. », XVIII, 1969, n. 6, p. 190.
- 21) HORN G. W., RAPIZZI P.: *La rivelazione sincrona*. « Elett. e Telecom. », XX, 1971, n. 1, p. 23.

CAVI ELETTRICI



alfacavi S.p.A.

Capitale sociale L. 2.000.000.000 interamente versato

DIREZIONE GENERALE
AMMINISTRAZIONE
15028 QUATTORDIO (Alessandria)

CAVI PER TRASPORTO ENERGIA:

- Isolati con carta impregnata da 1000 a 45.000 Volt di esercizio.
- Isolati con materiale termoplastico speciale «SINTALFA» da 1000 a 20.000 Volt di esercizio.
- Isolati con mescole speciali «SOLIDALFA» a base di elastomero Etilene-Propilene, qualità G_s, da 1000 a 45.000 Volt di esercizio.

CAVI TELEFONICI urbani ed interurbani:

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

UFFICIO VENDITE E DEPOSITO

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

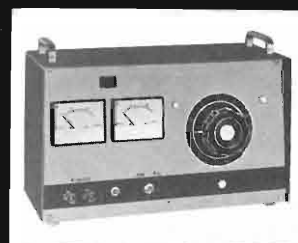
STABILIMENTO DI QUATTORDIO

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

STABILIMENTO DI AIROLA

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

**VARIATORI DI TENSIONE
E RESISTORI VARIABILI RETTILINEI E CIRCOLARI**



applicazioni

- FORNI ELETTRICI - MUFFOLE
- MACCHINE OPERATRICI IN GENERE
- INDUSTRIA GALVANICA
- INDUSTRIA DEI RADDRIZZATORI
- SETTORE CINEMATOGRAFICO
- LABORATORI MISURE
- SETTORE DIDATTICO

UNA GAMMA DI PRODOTTI
DI ELEVATE QUALITÀ
COSTRUITI SECONDO LE
SPECIFICHE VDE 0552
(DIN 42590 ET 42591)

Rappresentante esclusivo per l'Italia con deposito:

EURO CEDAG
Via Delle Leghe, 10 - 20127 Milano
Tel. 2850183 - 2829256

CGM

**LA PROPAGAZIONE SU TERRENO REALE
DI DISTURBI RADIOELETTRICI NELLE BANDE HF, VHF E UHF**

ENRICO PAOLINI (*)

SOMMARIO — Sulla base di numerosi rilevamenti sperimentali e tenendo conto delle prove eseguite, con altri metodi, in altri Paesi, sono state definite le più aggiornate leggi empiriche di attenuazione media dei radiodisturbi nella gamma 3 ÷ 400 MHz a livello del suolo reale, e sono stati indicati i limiti per gli scarti quadratici effettivamente riscontrati. Sono stati effettuati confronti con le leggi empiriche medie di attenuazione per diverse condizioni di propagazione, sopra i tetti e su «sito di prova», per disturbi generati da apparecchi della classe I.S.M. (industriali, scientifici e medicali) sempre per le stesse bande di frequenza. Anche l'attenuazione su sito di prova è stata rilevata sperimentalmente in quanto difficilmente calcolabile dato che il campo è una miscela di onda spaziale con onda terrestre (diretta e riflessa). Lo scopo finale raggiunto è quello di disporre di dati che permettano di correlare statisticamente il campo disturbatore rilevato in condizioni di riferimento, cioè su sito di prova, con quello che si ha in condizioni reali di impiego. Prove nella gamma 400 ÷ 1000 MHz, per lo stesso scopo, sono in corso.

SUMMARY — Average attenuation of radioelectric HF, VHF and UHF interference waves above real ground surfaces Based on recent experimental results of a large number of tests and on the measurements carried out in other countries with different methods, the most up-to-date empirical average attenuation laws of the interference field strength, above actual ground, in the frequency range 3 - 400 Mc, have been determined. Furthermore the limits for the observed standard deviations from the average laws have also been stated. Comparisons with empirical average attenuation laws for other propagation conditions, (above the roofs and on a test site) have been reported, for the same frequency range and for interferences produced from ISM (industrial, scientific, medical) apparatus. The attenuation law on a test site has been measured because of calculation difficulties due to the fact that the actual electric field is a mixture of a surface wave and of a space wave (direct component plus ground reflected component). The final aim of this paper is to supply reliable data to correlate statistically the interference fields obtained by measurements on a test site, with the interference fields existing in real conditions above actual ground. Similar tests in the frequency range 400 - 1000 Mc are now being carried out.

1. Generalità.

La presenza di due fatti concomitanti: da un lato l'aumento enorme e continuo degli apparecchi elettrici e radioelettrici per le più svariate applicazioni, i quali costituiscono altrettanti generatori di radiodisturbi, e dall'altro lato l'aumento delle esigenze di sensibilità, silenziosità ed affidabilità dei ricevitori, anche essi in numero crescente, hanno determinato l'esigenza di provvedere alla limitazione dei disturbi radioelettrici. Occorre conseguire un ragionevole compromesso tra i costi e le caratteristiche tecniche dei dispositivi anti-parassiti da applicare agli apparecchi disturbatori da una parte e le esigenze di una tollerabile qualità dei servizi di radiocomunicazione dall'altra.

Già nel lontano 1935 è stato avvertito il problema, pur su una scala assai limitata, considerando la sola protezione delle radiocomunicazioni su onde medie. Oggi i servizi da proteggere sono molto più numerosi ed importanti (TV, ponti radio, radio comandi, radio misure, ecc.) su bande di frequenza da 10 kHz a 1000 MHz ed oltre e quindi il problema della riduzione delle perturbazioni radioelettriche è stato affrontato su scala internazionale ⁽¹⁾ e nazionale ⁽²⁾ con impostazione più ampia e con mezzi tecnici adeguati.

Ai fini della classificazione e riduzione delle interferenze alle radiocomunicazioni, le fonti di disturbo sono suddivise in gruppi, secondo una grossolana affinità del meccanismo di generazione del disturbo e precisamente: linee di trasporto di energia, radiorecettori, motori termici ad ignizione, luci fluorescenti, elettrodomestici e apparecchi d'officina, ed apparecchi industriali, scientifici e medicali: questo ultimo gruppo riunisce i generatori di disturbi più intensi, anche se non sono così numerosi come quelli appartenenti ad altri gruppi.

I limiti da fissare per i radiodisturbi sono ovviamente frutto di un compromesso tra il desiderio di avere la ricezione il più possibile esente da campi a radiofrequenza parassiti ed il costo e le difficoltà tecniche per la riduzione del campo radiato dai generatori di interferenze.

Per alcuni gruppi di apparecchi disturbatori (elettrodomestici, motori elettrici, motori ad ignizione, linee di energia, ecc.) la produzione di campi a radiofrequenza nasce come fenomeno parassita di quello fondamentale sul quale è basato il funzionamento, mentre per gli altri gruppi di apparecchi disturbatori (radiorecettori, apparecchi industriali, scientifici e medicali, ecc.) la presenza di energia a radiofrequenza è

(*) Dott. ing. Enrico Paolini - Professore Aggregato dell'Istituto di Onde Elettromagnetiche dell'Istituto Universitario Navale di Napoli.

Dattiloscritto pervenuto l'11 dicembre 1970.

⁽¹⁾ Comité International Spécial Perturbations Radioélectriques (C.I.S.P.R.); Rue Varambè 1, Ginevra.

⁽²⁾ Sottocomitato 110 del Comitato Elettrotecnico Italiano (C.E.I.); Via San Paolo 10, Milano.

generalmente determinante del loro funzionamento. Inoltre il problema si presenta talvolta in termini ancora più difficili: mentre l'energia a radiofrequenza deve poter essere liberamente generata per non compromettere la funzionalità dell'apparato, il campo disturbatore prodotto è più dannoso di quello di altri tipi di disturbatori in quanto il funzionamento è persistente o quasi-persistente e la potenza è generalmente assai elevata.

Con lo sviluppo dei telesistemi di radio comando, il disturbo non è più soltanto un noioso intruso di una radiocomunicazione il quale ne peggiora la qualità, ma può essere causa di totale inefficienza degli apparati. Ciò in quanto non si tratta più di sensazione soggettiva di disturbo, acustica o visiva, bensì si tratta di informazione quantizzata, che può produrre errato comando, dovuto alla potenza istantanea di picco dell'interferenza. Per questo motivo negli Stati Uniti d'America si considera come nemico insidioso da combattere e debellare l'«RFI» (Radio Frequency Interference) alla quale si attribuiscono, forse esagerando, alcuni gravi e anche mortali, incidenti⁽³⁾, avvenuti in modo incomprensibile durante attività aeronautiche e spaziali.

È comunque un problema tuttora parzialmente aperto quello di fissare i limiti dei campi perturbatori a distanza, limiti che siano tecnicamente ottenibili e rappresentino una protezione sufficiente alle telecomunicazioni di ogni tipo.

I limiti dei campi perturbatori consentiti sono funzione del modo e delle condizioni ambientali in cui tali campi sono definiti. Il campo in ogni punto dipende sia dall'emissione dell'apparato disturbatore, sia dalle modalità della propagazione dell'onda tra l'apparato disturbatore e quel punto. Ovviamente non si può influire su tale propagazione, ma di essa, se conosciuta, si deve tenere conto nel fissare i limiti del campo perturbatore.

L'attitudine di un apparato a irradiare un campo non desiderato è rilevabile attendibilmente solo con l'apparato in condizioni di lavoro convenzionali determinate, cioè funzionante a potenza e su carico determinati; con cavi di alimentazione in posizione fissate, e disponendo l'apparato in modo specificato in un «sito di prova» con caratteristiche definite⁽⁴⁾.

Per contro, in condizioni reali di utilizzazione dell'apparato, la propagazione dell'energia radiata dall'apparato perturbante al punto effettivo di ricezione della perturbazione è dipendente dal tipo di area che circonda l'apparato stesso, e questa propagazione in ambiente reale è affetta da caotici ed imprevedibili fenomeni di riflessione e diffrazione, che danno luogo a campi diversissimi da caso a caso. Inoltre per varie gamme di frequenze di emissione e per diverse disposizioni degli ostacoli naturali presenti cambia la legge media di attenuazione del campo radiato con la distanza, ed inoltre cambia da punto a punto la polarizzazione del campo, la quale è pur essa legata all'insieme dei caotici effetti interferenziali delle riflessioni e diffrazioni multiple.

Il fatto che la propagazione su terreno reale distrugga la polarizzazione dell'onda elettromagnetica, polarizzazione che può esistere nell'immediata vicinanza della sorgente disturbatrice, porta come ovvia conseguenza, anche sperimentalmente constatata, la sparizione di precalcolabili effetti interferenziali tra onda diretta ed una particolare onda riflessa (dal terreno). Pur in tale disuniformità di propagazione, che niente ha a che vedere né con la propagazione in spazio libero, né con quella in sito di prova, cioè sopra superficie piana e livellata, è però possibile ricavare, dagli andamenti sperimentali rilevati, le leggi «medie» di attenuazione con la distanza e gli «scarti quadratici medi» dei valori sperimentali da tali leggi. Esse e i corrispondenti scarti quadratici medi sono diversi a seconda della banda di frequenza considerata e del tipo di area (urbana, residenziale, suburbana e rurale) in cui la propagazione ha luogo.

Il campo radiato da un reale apparecchio disturbatore, misurato su sito di prova, non varia con legge inversa con la distanza D , come avviene per il campo in spazio libero emesso da una sorgente puntiforme oltre la distanza minima per la quale sia lecito trascurare le componenti induttive del campo. Tale campo non varia neppure con legge inversamente proporzionale al quadrato della distanza D , come avviene per sorgente puntiforme, sopra terreno avente coefficiente di riflessione unitario e per altezze sopra il terreno che producano effetti interferenziali al disotto del primo massimo.

Date le dimensioni geometriche del disturbatore, non trascurabili di fronte alla lunghezza d'onda, per coefficiente di riflessione del terreno del sito di prova compreso tra 0,7 e 0,9, per frequenze da 3 a 300 MHz e per distanze orizzontali D tra 10 e 200 m, si è riscontrata una legge di attenuazione del tipo⁽⁵⁾:

$$E_D = E_1 D^{-1,35}$$

dove E_1 è il campo (estrappolato) per $D = 1$ m, ed E_D è il campo a distanza D dalla sorgente.

La propagazione delle onde elettromagnetiche su suolo reale è, in principio, ovviamente la stessa sia che si tratti di un segnale utile, sia che si tratti di disturbo; però qualche condizione diversa in media si riscontra. In effetti la propagazione di un segnale utile è effettuata generalmente partendo da punti più elevati rispetto ai normali ostacoli del terreno, cosicché la propagazione tra punto di emissione e punto di ricezione ha luogo con la massima parte del percorso al disopra degli ostacoli (salvo qualche caso, come ad esempio i radiotelefonisti), mentre per i disturbi generalmente la propagazione avviene su percorso tutto tra gli ostacoli del terreno. Per questo motivo è stata presa come riferimento la propagazione sopra terreno reale dei radiodisturbi.

Comunque, note le leggi medie di attenuazione del campo disturbatore e le sue deviazioni quadratiche medie, è possibile fissare i limiti del campo effettivo prodotto, a determinate distanze per apparato real-

mente fino al massimo di 100 metri. In pratica come sito di prova può essere utilizzato un usuale campo sportivo.

⁽⁵⁾ Nel caso di sorgente puntiforme posta sopra sito di prova, mediando gli effetti interferenziali, si è trovato:

$$E_D = E_1 D^{-1,25}$$

mente installato e funzionante in un'area di tipo specificato e da essi risalire agli altri limiti che devono essere rispettati per le misure di campo perturbatore condotte con metodo convenzionale sul sito di prova.

2. Inquadramento delle misure di campo perturbatore.

Per il rilevamento del campo elettrico e del campo magnetico dell'onda irradiata da apparecchi disturbatori in condizioni reali di lavoro sono stati usati speciali apparecchi di misura i quali si diversificano dai normali misuratori di campo del commercio per i particolari specificati valori della banda passante, della linearità oltre il fondo scala, delle costanti di tempo elettriche del circuito rivelatore e della costante di tempo meccanica dell'equipaggio dello strumento (apparecchio tipo CISPR, v. nota⁽¹⁾).

Per misure di campo prodotto da disturbatori aventi emissioni a carattere sinusoidale possono anche essere usati normali misura-campo, tenendo però conto delle loro caratteristiche differenziate da quelle degli apparecchi CISPR.

A causa dell'insieme delle onde riflesse da parte degli ostacoli naturali, ne risulta, nella serie di misure effettuate, una distribuzione, del tutto imprevedibile, di onde stazionarie con distribuzione caotica di nodi e di ventri. Peraltro la presenza di nodi e di ventri costituiscono proprio la parte interessante delle prove statistiche, perché consente di rilevare gli scarti effettivi rispetto all'andamento medio, ed i loro valori quadratici medio e quasi-massimo.

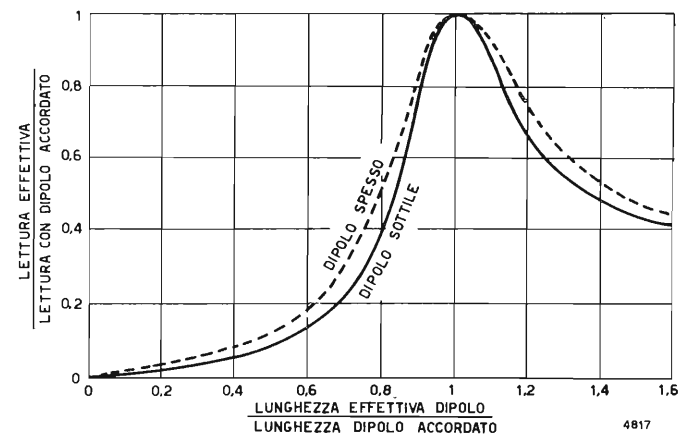


Fig. 1. — Curve di taratura della sensibilità di un dipolo spesso o sottile del misura-campo disaccordato. Il dipolo lungo assai meno di $\lambda/2$ è di più pratico uso specialmente per $f < 200$ MHz.

La sonda captante usata nelle prove è stata un dipolo od un quadro, spesso entrambi di dimensioni geometriche assai minori della lunghezza d'onda, così da ridurre al minimo l'alterazione del campo per l'introduzione della sonda. Con l'uso del dipolo nettamente più corto di $\lambda/2$ si raggiunge lo scopo di perturbare al minimo il campo, ma contemporaneamente si riduce la sensibilità della sonda captante ed occorre quindi moltiplicare le indicazioni del misura-campo per coefficienti piuttosto elevati, rilevabili sperimentalmente, ed inoltre si riduce la precisione percentuale dei rilevamenti.

La determinazione del coefficiente per passare dal rilevamento con dipolo accordato al rilevamento con dipolo di lunghezza nettamente minore di quella cor-

rispondentemente dell'accordo, deve essere ottenuta per via sperimentale anziché per via teorica, perché la forma del campo è sempre assai diversa da quella piana (per la quale il calcolo teorico può essere fatto).

In figura 1 è indicato l'andamento della tensione all'entrata del cavo di collegamento tra sonda a dipolo e apparecchio misura-campo (proporzionale alla lettura dello strumento dell'apparecchio stesso) in funzione del rapporto tra la lunghezza effettiva del dipolo e la lunghezza di esso alla sua risonanza, per emettitore distante 12 metri dalla suddetta sonda a dipolo.

È da osservare che, mentre i valori ottenuti per lunghezza del dipolo inferiore a quella di risonanza possono ritenersi ragionevoli ed in accordo con quelli teorici, quelli per dipolo più lungo di quello di risonanza, sono senz'altro in disaccordo con i valori teorici e non si ottiene neppure il valore circa zero che dovrebbe prodursi per lunghezza di dipolo poco minore della lunghezza d'onda. Il motivo di questa discrepanza è da ritenere che sia dovuto alla curvatura delle linee di forza del campo che investono il dipolo, il quale è rettilineo.

Nella propagazione sopra terreno reale la polarizzazione dell'onda cambia continuamente da punto a punto per cui, mantenendo costante l'orientamento del dipolo di misura, non si è assolutamente sicuri di rilevare il campo massimo. Non sembra quindi avere nessun significato il rilevamento delle componenti o solo verticali o solo orizzontali del campo, in quanto la polarizzazione del campo varia da punto a punto in modo rilevantissimo e quindi nessuna relazione può esservi tra il rilevamento secondo un orientamento fisso cioè il valore di una componente e l'effettivo valore del campo.

L'effetto depolarizzante degli ostacoli naturali è completo e la direzione di polarizzazione dell'onda emessa è totalmente distrutta⁽⁶⁾. Il metodo migliore per determinare il campo in ogni punto dello spazio è di misurare con dipolo di lunghezza assai minore di $\lambda/2$, tre componenti qualsivoglia, purché perpendicolari tra di loro, e calcolare poi la radice della somma dei quadrati di queste componenti. Non è stato perciò tenuto conto dell'orientamento delle tre direzioni perpendicolari per le quali sono stati effettuati i rilevamenti.

È stato sperimentalmente constatato su suolo reale che il campo, tra circa 1 e 4 metri di altezza dal suolo, è mediamente costante, cioè che le variazioni del campo con l'altezza, pur esistendo in ogni singolo caso, mediamente si compensano. Perciò è stata fissata l'altezza della sonda-dipolo a metri 2,80 sul suolo.

Inoltre, per evitare vistosi effetti interferenziali sono stati fatti i rilevamenti in punti non a ridosso immediato di ostacoli. La sorgente di disturbo è stata posta dentro edifici (di solito al piano terreno), od in strada.

Lo stesso scopo di determinare l'attenuazione media nella propagazione su terreno reale è stato perseguito anche da altri sperimentatori i quali hanno

⁽⁶⁾ CHYTIL B.: *The depolarisation of electromagnetic waves back scattered by certain bodies*. - Prace Mitavev Radiotechniky a Elektroniky Ceekoslovenska Akademie Ved. 1961, N. 17.

KÜHN V.: *Messungen der Depolarisation bei 780 MHz in Verschieden Geländarten und Städten* - Technische Mitteilungen RFZ, 1962. Vol. 4.

anche preso in considerazione un diverso caso di posizione mutua tra generatore ed antenna ricevente. È stato ammesso che la trasmissione fosse da parte di generatori posti entro edifici o in strada (quali apparecchi elettrodomestici, di officina, I.S.M., auto, ecc.) e che le onde fossero captate in punti sopra i tetti di edifici di altezza media, quale è la posizione che normalmente hanno le antenne radio o TV per impianti singoli o centralizzati. È stato considerato il caso più usuale, cioè che gli edifici della zona avessero tutti la stessa altezza; la massima consentita dal regolamento edilizio locale.

Anche in queste condizioni di prova la propagazione del disturbo ha luogo per la quasi totalità del percorso attraverso gli ostacoli del terreno reale.

La determinazione sperimentale dell'attenuazione media per punti a poca altezza sul suolo fornisce risultati adatti a controllare se i disturbi siano o non contenuti entro i limiti prescritti, mentre la determinazione dell'attenuazione media in punti sopra i tetti fornisce risultati adatti a valutare il reale effetto disturbante alle ricezioni private radio e TV.

Sono stati quindi messi a confronto i risultati ottenuti nelle prove per i due casi qui descritti, cioè nel caso di sorgente e punto di captazione a poca altezza sopra il suolo e nel caso di sorgente a poca altezza sopra il suolo, ma punto di captazione circa due metri sopra i tetti.

Le misure qui riassunte si riferiscono solo al primo caso (per punti di ricezione a metri 2,80 sul suolo); esse sono state eseguite con un misura-campo Rohde & Schwarz e con un misura disturbi EDP, quest'ultimo, sia con costante di tempo di carica del circuito rivelatore molto piccola, dell'ordine di grandezza di alcuni nanosecondi così da misurare i valori di « picco », sia con costante di tempo di carica del circuito rivelatore dell'ordine di migliaia di nanosecondi così da misurare il valore medio della « portante ».

Per campo modulato da entrambe le semialternanze della rete, come è quello irradiato da buona parte degli apparecchi industriali o medicali, la differenza tra l'indicazione di « picco » e quella di « portante » in via teorica è 3,9 dB; verificata sperimentalmente è in media circa 7 dB. Con campo modulato da una sola alternanza tale differenza teoricamente è 7,8 dB; sperimentalmente in media è circa 11 dB.

Per campi generati da apparecchi I.S.M. (industriali, scientifici e medicali), essendo persistenti, oppure intermittenti a lunghissimo periodo, la misura della « portante » è preferibile quando si sia in presenza di altri disturbatori impulsivi contemporaneamente agenti (ad elevato rapporto picco/portante) il cui segnale di picco può nascondere il picco del disturbo prodotto dall'apparecchio I.S.M.

Un caso tipico di altri disturbatori impulsivi è rappresentato dai disturbi di ignizione di auto i quali sono quasi dovunque presenti a causa del traffico stradale.

3. Risultati delle prove.

Sono state condotte alcune centinaia di serie di prove nella banda di frequenza da 3 a 400 MHz utilizzando diverse sorgenti disturbatrici, in larga maggioranza costituite da apparecchi I.S.M. Tali apparecchi sono spesso di elevata potenza e ricchi di armoniche cosicché consentono di misurare l'attenuazione con la distanza, armonica per armonica da essi prodotta (?).

Data la notevole disuniformità dei risultati a seconda del tipo di terreno reale sul quale sono state

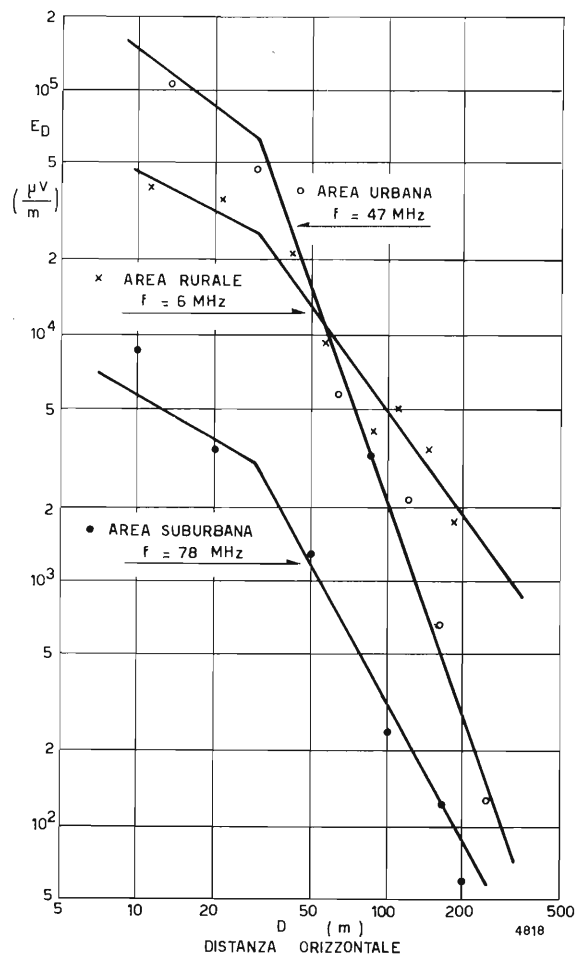


Fig. 2. — Esempio di rilevamenti sperimentali di attenuazione in area rurale, in area suburbana (industriale) ed in area urbana.

fatte le prove, sono state suddivise le aree in tre gruppi, così da ridurre, entro ogni gruppo, gli scarti quadratici degli andamenti medi.

- a) area urbana (valutando orientativamente l'area coperta superiore al 15%);
- b) area suburbana, cioè residenziale od industriale (con area coperta dal 2 al 15%);
- c) area rurale (area coperta inferiore al 2%).

Nella figura 2 sono indicate le attenuazioni medie nei tre casi rispettivamente appartenenti ai tre tipi

suddetti di aree, tra i molti casi effettivamente rilevati (?).

Le distanze D a cui sono condotte le misure sono comprese tra 10 e 300 metri dalla sorgente, se si tratta di disturbatore isolato, o dalla periferia dello stabilimento contenente il disturbatore stesso se si tratta di disturbatore appartenente ad una impresa industriale. Sono state considerate le propagazioni sopra terreno in principio di andamento piano, ma tuttavia coperto da tutti i normali ostacoli che la sua effettiva destinazione comporta.

I numerosi dati sperimentali raccolti in anni di prove possono essere riassunti nel modo seguente:

Esistono due andamenti medi di attenuazione del campo, a seconda che la distanza D è inferiore o superiore a 30 metri. In entrambi i casi il campo E è dato da una relazione del tipo $E = \alpha AD^{-n}$ in cui α ed n sono costanti, ed A è pure una costante definita dalla potenza radiata del disturbatore e della

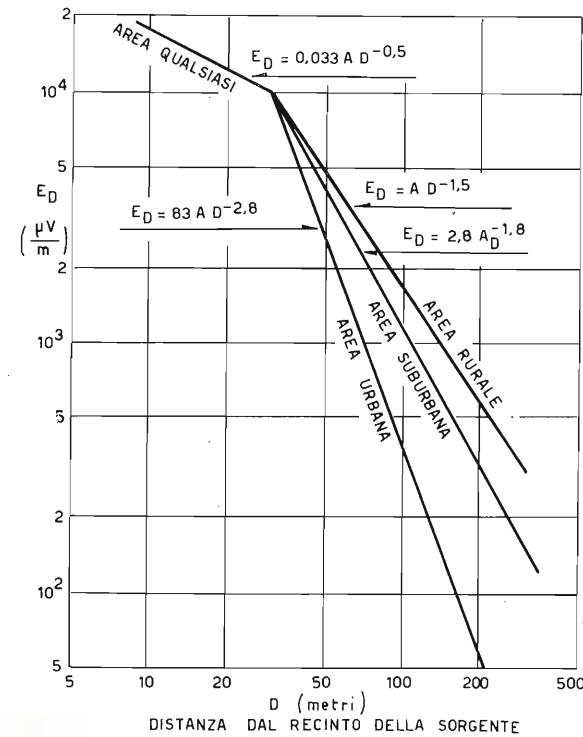


Fig. 3. — Andamenti medi di attenuazione a ~3 metri dal suolo ricavati mediante formule empiriche.

sua direttività. I valori di α ed n qui sotto riportati sono aggiornati con le più recenti misure fatte nelle bande MF, HF e VHF (fig. 3). Si può osservare che:

(8) Ampie relazioni su questo argomento sono state presentate al C.I.S.P. sotto forma di documenti interni (ad es.: CISPR/WG2 (Paolini-Italy) 3. Su di esse sono state basate le norme USA sui metodi per rilevare i limiti accettabili per i disturbi elaborate dal National Bureau of Standards.

(9) Il fatto sperimentale che alle distanze D tra 10 e 30 m dalla periferia dello stabilimento industriale il campo si attenui meno che in spazio libero (secondo l'inverso della radice di tale distanza) può giustificarsi col fatto che tale intervallo si trova generalmente in un piaz-

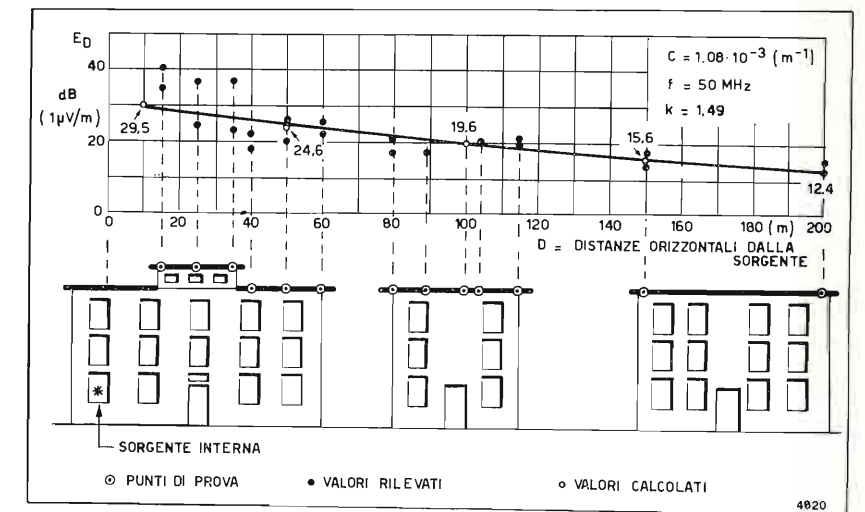


Fig. 4. — Esempio di rilevamento sperimentale di attenuazione sui tetti di area urbana.

- a) per distanza D compresa tra 10 e 30 metri il campo medio E , espresso in $\mu V/m$ è dato dalla relazione empirica (?):

$$E_D = 0,033 A D^{-0,5}$$

per qualsiasi tipo di area considerata, e con scarto quadratico medio rispetto alla legge suddetta non superiore a 8 dB;

- b) per distanze D da 30 a 300 metri, il campo medio E_D espresso in $\mu V/m$, è dato dalle relazioni empiriche seguenti;

area rurale: $E_D = A D^{-1,5}$,

con scarto quadratico medio non superiore a 5 dB;

area suburbana (industriale o residenziale):

$$E_D = 2,8 A D^{-1,8}$$

con scarto quadratico medio non superiore a 7 dB;

area urbana: $E_D = 83 A D^{-2,8}$,

con scarto quadratico medio non superiore a 10 dB.

Le prove effettuate nel secondo caso (sopra i tetti) sono state condotte principalmente in URSS e Cecoslovacchia (10) nella banda di frequenza 50 e 200 MHz e per distanze orizzontali D comprese tra 10 e 200 metri (fig. 4). Le altezze degli edifici sui cui tetti sono state effettuate le misure erano 10 ÷ 15 metri.

La legge media di attenuazione in questo caso, che si dovrebbe ritenere relativa al tipo di area urbana considerata in precedenza, è data dalla relazione empirica:

$$E_{D(dB)} = 10^{(k - cD)}$$

zale privo di ostacoli, antistante lo stabilimento, e che gli effetti di diffrazione prodotti da tutti gli spigoli e gli oggetti riflettenti entro lo stabilimento stesso danno luogo ad un coacervo di sorgenti equivalenti entro uno spazio di dimensioni delle decine di metri producendo nella zona un campo diffuso che diminuisce di poco all'aumentare della distanza dal punto di misura dalla sorgente.

(10) DVORÁK T.: Propagation of interfering electromagnetic energy in built-up areas on 53 ÷ 200 MHz. « Transactions of the Research Institute of Telecommunications of CSSR », 1962.

in dB sopra $1\mu\text{V/m}$. Esprimendo invece E_D in $\mu\text{V/m}$, tale relazione diviene:

$$E_D = 1,12 \cdot 10^{(k-cD)}$$

che è una legge doppia esponenziale. I valori di k e c sono funzioni della potenza emessa dalla sorgente e del tipo di costruzioni considerate: k è sempre pari a 1,49 mentre c può variare tra $0,4 \times 10^{-3}$ e $7,3 \times 10^{-3} \text{ m}^{-1}$ (fig. 5). Nessuna indicazione è fornita riguardo allo scarto quadratico medio.

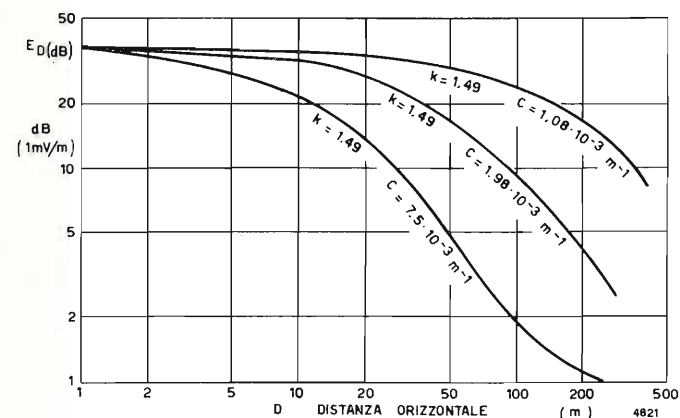


Fig. 5. — Andamenti empirici secondo Dvorák della attenuazione del campo sopra i tetti di una zona urbana, in funzione della distanza orizzontale D .

Dvorák ha riportato i risultati sperimentali in un particolare caso: $k = 1,49$ e $c = 1,98 \times 10^{-3} \text{ m}^{-1}$, indicato in figura 4.

Mettendo a confronto i risultati delle misure sul suolo con quelli delle misure sopra i tetti (fig. 4) si può osservare che nell'intervallo $D = 50 \div 200$ metri vi è una certa corrispondenza tra i due andamenti. Nel caso particolare di figura 3 l'andamento iperbolico: $E = \alpha A D^{-n}$ minimizza lo scarto massimo rispetto alla relazione:

$$E_D = 1.12 \cdot 10^{(1,49 - 0,00198 D)}$$

allorché si ponga: $\alpha A = 1860$ ed $n = 1,2$, e lo scarto massimo tra i due andamenti medi, rappresentati dalle rispettive leggi empiriche, raggiunge appena 1 dB. Comunque il confronto tra le due espressioni ha solo un modesto significato orientativo dato che le propagazioni avvengono in situazioni ambientali differenti.

Ponendo la sorgente di disturbi entro una stanza in normale muratura, il campo radiato all'esterno diminuisce rispetto a quello radiato alla stessa distanza dalla sorgente posta all'aperto, in misura variabile tra 10 dB per pareti sottili e porte e finestre socchiuse ad oltre 50 dB per muri spessi e per porte e finestre ben serrate: mediamente tale riduzione può essere valutata a 20 dB.

4. Conclusioni.

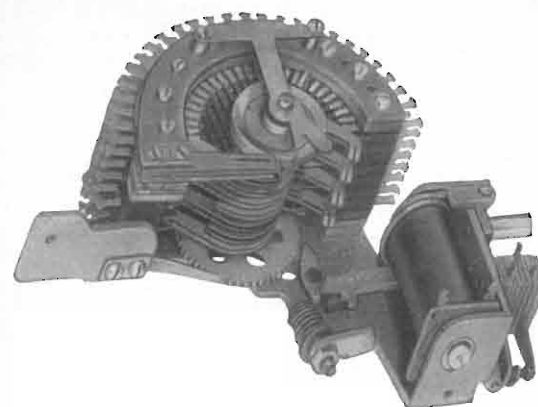
La propagazione dei disturbi radioelettrici sulla superficie del suolo reale si differenzia dalla propagazione dei segnali di un trasmettitore utile perché per

questi ultimi, salvo poche classi di trasmettitori ben definite, la massima parte del percorso delle onde, dal trasmettitore ai punti di ricezione, si trova al di sopra degli ostacoli naturali del terreno, mentre il contrario succede nel caso dei radiodisturbi i quali sono generati quasi sempre al livello del suolo.

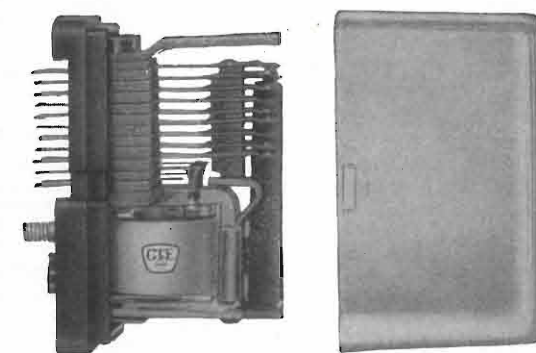
Considerando la propagazione a qualche metro di altezza sul suolo reale dei radiodisturbi nelle gamme HF e VHF ($3 \div 400 \text{ MHz}$) ed a distanze dalla sorgente tra 10 e 300 metri sono stati sperimentalmente osservati i fatti seguenti:

1. Nella propagazione su suolo reale di qualsiasi natura la polarizzazione dell'onda in emissione viene completamente distrutta.
2. Tra 1 e 4 metri di altezza sulla stessa verticale sopra ogni punto del terreno il campo totale resta mediamente circa costante.
3. Sono state sperimentalmente determinate le leggi di attenuazione media del campo totale radiato, ad un paio di metri sopra l'altezza del suolo. Per classificare tali leggi empiriche di attenuazione media sono stati considerati due diversi intervalli di distanza della sorgente: tra 10 e 30 metri e tra 30 e 300 metri. È stata definita una sola legge di attenuazione media per il primo intervallo, essendo tale legge indipendente dalla natura del terreno. Sono state invece definite tre leggi diverse per il secondo intervallo relativo a tre tipi di aree sulle quali avviene la propagazione: urbana, suburbana o residenziale e rurale. Per tutti i tre tipi di aree sono stati sperimentalmente rilevati i limiti per gli scarti quadratici medi.
4. Sono state poste a confronto le leggi di attenuazioni medie suddette con le leggi di attenuazione del campo sopra i tetti (area urbana) rilevati da altri sperimentatori nella banda $50 \div 200 \text{ MHz}$ e per distanze tra 50 e 200 metri dalla sorgente. Si è rilevato che, per certe condizioni e per intervalli di distanza orizzontale dalla sorgente di $50 \div 200$ metri le leggi di attenuazione a livello stradale e di attenuazione sopra i tetti possono restare entro un limite di scarto di circa un decibel l'una dall'altra.
5. L'effetto schermante di una stanza in muratura nel quale sia alloggiato l'apparecchio disturbatore è mediamente 20 dB.
6. Le leggi di attenuazione a pochi metri sopra il terreno sono utili in generale e per estrapolare i campi perturbatori misurati ad una nota distanza D_0 e su sito di prova ad un'altra distanza D e su terreno qualsiasi, così da constatare facilmente la rispondenza di un apparato ai limiti prescritti, mentre la legge di attenuazione sopra i tetti di aree urbane è d'altra parte utile per valutare il campo disturbatore che agisce sulle antenne reali di impianti radio o televisivi.

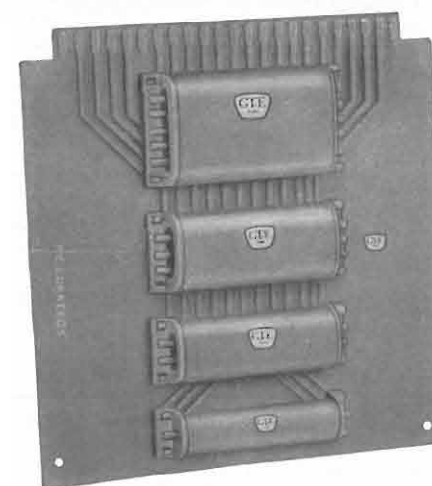
(1258)



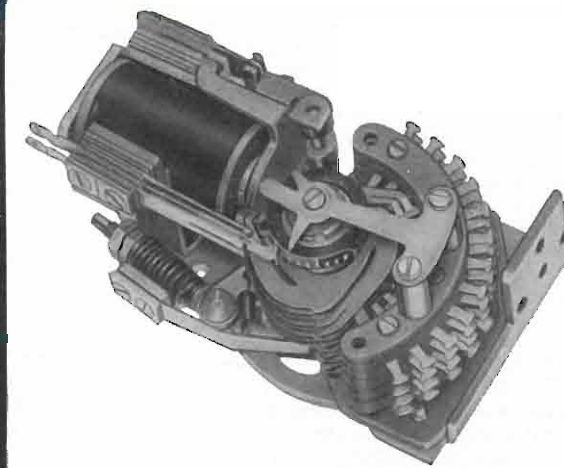
selettore rotativo 45



relé miniatura



relé correeds



selettore rotativo 44



Divisione Commutazione

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

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

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

NOTIZIARIO

TELEX INTERCONTINENTALE — La Società Italcable ha realizzato a Roma un « centro telex intercontinentale » che consente di smistare (in transito automatico) da e verso i Paesi extraeuropei comunicazioni telex originate sia da utenti italiani, sia da utenti di altri Paesi.

Il Centro può effettuare anche la tassazione delle comunicazioni in transito automatico, inviando poi al Paese di origine i dati necessari per la fatturazione degli utenti e per la contabilità internazionale.

Il Centro è costituito da una centrale telex automatica tipo TMI della SIT Siemens di Milano corredata di adattatori/tassatori Eladex (v. copertina) ideati dai tecnici della Società Italcable. Il Centro ha anche posizioni internazionali di operatore per il servizio automatico.

Gli adattatori/tassatori uscenti, denominati per brevità « Eladex » (e cioè *Electronic adaptor and automatic ticketing equipment for telex*) sono costituiti da una serie di circuiti integrati, che eseguono dall'inizio della selezione dell'utente, fino allo scambio automatico di nominativi degli utenti, un programma di operazioni predisposto variabile in funzione delle segnalazioni provenienti dalla rete lontana. I complessi, che sono installati su ogni singolo circuito intercontinentale uscente dal centro di Roma, individuano con assoluta esattezza l'inizio delle « connessioni », per cominciare conseguentemente la misura del tempo da tassare. Essi provvedono a tassare le comunicazioni registrando i dati su telescrivente o su riperforatore ad alta velocità e su registratore a zona magnetica; provvedono infatti, in un primo stadio, a raccogliere le informazioni relative alle chiamate uscenti nel codice normale di telescrivente CCITT N. 2; tali dati possono essere anche ricevuti contemporaneamente su un riperforatore stampante, che produce una zona perforata, rigidamente collegato all'Eladex.

Gli adattatori/tassatori in un secondo stadio memorizzano nel codice CCITT N. 5 a 8 unità, utilizzato negli elaboratori, le informazioni relative alle selezioni effettuate dall'utente chiamante, la data e l'ora della comunicazione, i nominativi dell'utente chiamato e del chiamante, la durata della comunicazione (in minuti e unità di 10 secondi). Alla fine della comunicazione, queste informazioni sono esaminate da un dispositivo elettronico di scansione, che le raccoglie e le ritrasmette ad una telescrivente e a riperforatori stampanti, o, ad alta velocità, a riperforatori veloci ed a registratori su zona magnetica. Il riperforatore veloce, funzionante in base al codice CCITT N. 5, registra i dati su una zona perforata.

Il complesso Eladex funziona come un piccolo elaboratore elettronico, a programma fisso, perché provvede:

a) ad adattare i criteri di segnalazione del centro intercontinentale con quelli delle centrali distanti, e viceversa, dando agli utenti chiamanti le stesse segnalazioni scritte che essi ricevono nelle loro comunicazioni continentali;

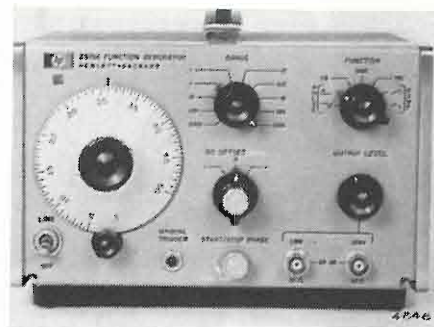
b) a tassare esattamente le comunicazioni telex intercontinentali, registrando i dati necessari nel modo precedentemente indicato;

c) ad inviare automaticamente la durata delle comunicazioni alla telescrivente dell'utente chiamante che lo richieda trasmettendo 4 o più volte la combinazione n. 13 del codice internazionale CCITT N. 2. (1291)

GENERATORE DI FUNZIONI CON CICLO SINGOLO O MULTIPLO — Una nuova versione del generatore di funzioni 3310A della Hewlett-Packard può funzionare a ciclo singolo, a ciclo multiplo o a onda continua. L'uscita a ciclo singolo o multiplo, può essere ottenuta con sgancio (trigger) manuale o esterno.

Nel funzionamento a ciclo singolo può essere generato un periodo completo di ogni forma d'onda tra sette possibili. Nel funzionamento a ciclo multiplo, viene generato un numero intero di periodi, sincronizzato da qualsiasi forma d'onda con pendenza positiva. La fase con la quale inizia e termina il periodo è regolabile manualmente da -90 a $+90$ gradi: in tal modo l'impulso di uscita è coerente con l'entrata.

Il nuovo strumento fornisce segnali con ampiezza regolabile da 15 mV picco



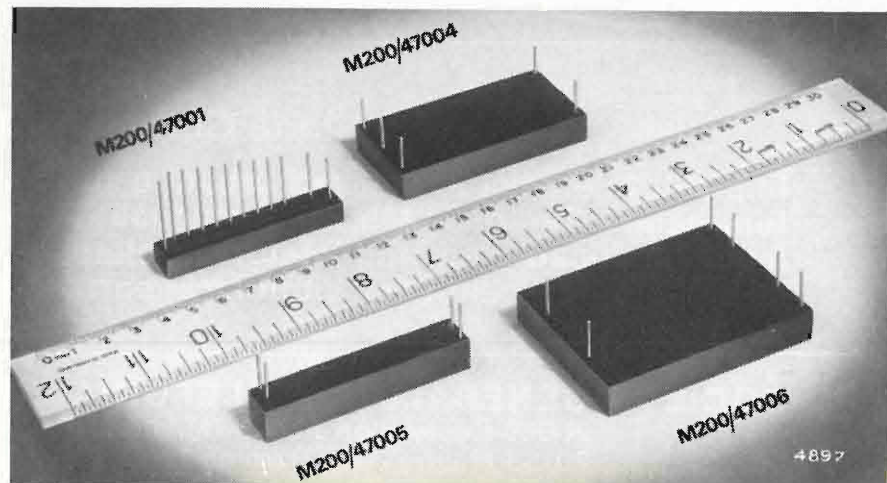
(1268)

LINEE DI RITARDO VIDEO — La Matthey Printed Products di Burslem, Inghilterra (rappresentata in Italia dalla « Metalli Preziosi » S.p.A.) annuncia l'introduzione di una nuova gamma di linee di ritardo video « Silver Star » per impianti di trasmissioni televisive a colori da 625, 525 e 405 linee. Tali nuovi componenti sono stati studiati dalla Matthey in collaborazione con la BBC.

Tre moduli fissi (le dimensioni del più grande sono di mm $76,2 \times 57,2 \times 11,4$) sostituiscono gli ingombranti circuiti di ritardo a cavi equalizzatori e forniscono ritardi rispettivamente di 200 ns, 500 ns o $1 \mu s$ (l'impedenza ca-

ratteristica è di 75 ohm). Gli equalizzatori incorporati danno un responso perditte di inserzione/frequenza rispettivamente di 0,7 dB, 1,5 dB, $2,6 \text{ dB} \pm 0,1 \text{ dB}$ fino a 5,5 MHz. I moduli, con innesto a spina, non richiedono alcuna ulteriore regolazione da parte dell'utente. Il quarto modulo della serie può essere predisposto per fornire un ritardo variabile a gradini da 5 ns fino a 155 ns; esso può essere sistemato in cascata con gli altri moduli per ottenere ritardi superiori, regolabili a gradini di 5 ns.

Sono disponibili a richiesta oscillogrammi che dimostrano la ridottissima distorsione del segnale trasmesso attraverso le linee di ritardo video « Silver Star ». (1280)



a picco a 15 V picco a picco su un carico di 50 ohm. L'offset in continua è di $\pm 5 \text{ V}$ su 50 ohm. Un segnale esterno può essere utilizzato per modulare in frequenza l'uscita. Sincronizzato nel modo opportuno genera le seguenti forme d'onda:

- 1) impulsi con ciclo utile regolabile e tempo di salita e di discesa inferiore a 30 ns, adatti per sincronizzare circuiti logici;
- 2) treni di impulsi o di sinusoidi;
- 3) impulsi del tipo $(1 - \cos \theta)$, impiegati per ottenere misure di distorsione nelle prove su sistemi televisivi o di comunicazione;
- 4) rampe con pendenza variabile.

Lo strumento può essere usato per misure di risposta in frequenza e di risposta ai transistori, come convertitore di forme d'onda, per generare forme d'onda coerenti in fase e come moltiplicatore o divisore di frequenza.



REGISTRATORE VIDEOMAGNETICO

— Il registratore magnetico di televisione a colori illustrato in figura è quello della Ampex, modello AVR-1 (Giannuzzi-Savelli-Milano) ed è chiamato della « terza generazione ». Esso è spiccatamente automatizzato ed è il primo capace di registrare, a larga banda, immagini non sincronizzate, con minima discontinuità. L'avviamento richiede solo 200 millisecondi; l'apparecchio seleziona automaticamente la larghezza di banda, sia nelle immagini monocromatiche, sia in quelle a colori; il nuovo percorso del nastro rende agevole il suo ca-

ricamento; la nuova testina Mark XX ha migliori prestazioni ed è di più facile manutenzione; una speciale colonna a vuoto consente di ottenere una tensione del nastro più costante, una riduzione delle forze agenti su di esso e una sua migliore pulizia. La velocità è regolabile in ambedue le direzioni con compensazione e regolazione automatica. Mediante un bottone si può scegliere la norma a 525, a 625 linee, sistema a colori NTSC, PAL o SECAM. L'apparecchiatura è provvista di speciali localizzatori di cattivo funzionamento o di spie di ogni guasto. (1274)

MEMORIA BIPOLARE A 256 BIT PER SOLA LETTURA

— La SGS ha lanciato sul mercato una nuova memoria bipolare per sola lettura, che su un'unica piastrina di silicio di $2 \times 2,8 \text{ mm}$, integra l'equivalente di oltre 400 transistori bipolari per memorizzare 32 parole di 8 bit. Il contenuto della memoria viene inoltre programmato secondo le richieste del cliente durante il processo di produzione del componente.

Questa memoria per sola lettura (ROM) a 256 bit, chiamata T154, è montata in un contenitore tipo DIP a 16 piedini.

Essa ha un tempo di accesso di 30 nsec. Le parole sono selezionate per mezzo di 5 linee d'indirizzo. Ciascuna delle uscite a 8 bit è un transistor a collettore aperto, cosicché si può avere la funzione di « wired-OR » con le uscite di altre memorie.

Un'entrata di abilitazione permette la scelta di un T154 in un sistema di dispositivi indirizzati in parallelo.

Il T154 è compatibile con la CCSL, essendo ciascuna linea d'indirizzo e di abilitazione rappresentata da un carico TTL. L'uscita può assorbire 10mA.

Il T154 può sostituire le ferriti nei microprogrammi di subroutine ed è anche adatto, in particolare modo nei calcolatori da tavolo, per le subroutine aritmetiche: somma, differenza, divisione, moltiplicazione, funzioni algebriche e logaritmiche ecc. Altri impieghi possono essere: controlli logici casuali, conversioni di codice ad alta velocità, ed anche pilotaggio di generato.i di carattere. Questi ultimi possono essere del tipo per punti luminosi, con presentazione di cifre e lettere, usati negli indicatori numerici; oppure a scansione, usati nei calcolatori muniti di schermo televisivo.

In generale possono anche sostituire le logiche combinatorie di qualunque tipo in macchine ripetitive.

La programmazione del T154 su richiesta è simile al concetto dei microcircuiti SGS su richiesta dei clienti partendo dalle micromatrici. Infatti le fette di silicio del T154 sono prodotte in massa fino allo stadio della diffusione di emettitore (uno degli ultimi stadi nella produzione di microcircuiti) e sono messe a magazzino finché non vengono richieste.

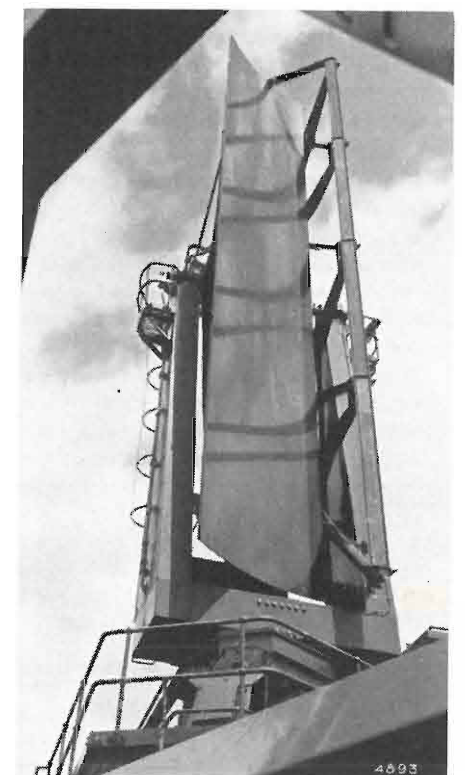
Per ottenere il dispositivo voluto il cliente deve riempire una semplice tabella scrivendo una x dove desidera una bassa tensione di uscita.

La tabella fornita dal cliente viene impostata su un calcolatore che avvalendosi di un programma appositamente studiato provvede a produrre un nastro perforato che contiene tutte le informazioni utili per la costruzione della maschera dei contatti di emettitore. Introducendo il nastro perforato in una nuova apparecchiatura, di recentissima concezione, viene automaticamente realizzata la maschera. (1283)

LA SENTINELLA DELLA NATO

— Un complesso sistema di difesa aerea conosciuto col nome di NADGE (Nato Air Defence Ground Environment) è stato installato e provato su un vasto arco, dal nord della Norvegia alla Turchia orientale. È attrezzato con potenti radar collegati ad elaboratori a grande velocità di calcolo. Esso provvederà ad un'attenta vigilanza con tempi di reazione adeguati alle velocità supersoniche dei moderni aerei militari.

La fotografia illustra l'apparecchiatura tipo 5269, progettata e costruita dalla Marconi Radar System in Gran Bretagna; essa è una delle 14 installate nelle località scelte per il sistema NADGE. Tali apparecchiature opereranno come parte della catena, lunga 3.000 miglia, già installata dalla NATO con quartiere generale presso Londra. Alla costruzione di tale catena hanno collaborato e collaborano le seguenti ditte: AEG-Telefunken (Germania); Hughes Aircraft Co. (U.S.A.); Marconi Co. (Gran Bretagna); N.V. Hollandse Signaalapparaten (Paesi Bassi); Selenia (Italia) e Thomson-CSF (Francia). (1275)



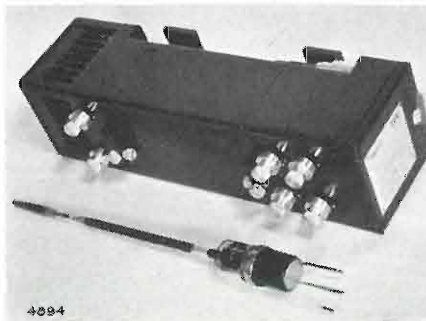
INDICATORE NUMERICO A CATODO FREDDO — Il tubo indicatore a catodo freddo, che il gruppo internazionale della Philips ha aggiunto alla sua serie di indicatori numerici, consente la visualizzazione di 14 decadi numeriche racchiuse in un unico bulbo di vetro lungo 166 mm; tra i caratteri, alti 10 mm, esistono catodi puntiformi utilizzabili per i decimali e per la suddivisione in centinaia, migliaia, ecc. Denominato ZM 1200, ma meglio conosciuto come tubo Pandicon è stato sviluppato per i calcolatori da tavolo che devono visualizzare una grande quantità di numeri sia nella forma di risultato finale, sia a livello intermedio come controllo richiesto dall'operatore.

Benché equivalga a 14 tubi numerici separati, il Pandicon necessita di soli 34 punti di connessione rispetto ai 154 richiesti dai tubi singoli. La sua adozione, oltre a migliorare l'affidabilità, consente anche una riduzione dei costi grazie all'assemblaggio più semplice.

Il Pandicon contiene una miscela di gas che, dopo l'accensione, gli conferisce una luminosità rosso-arancio superiore a 600 cd/cm². Ogni cifra viene illuminata dalla coincidenza di appropriati impulsi, di durata non inferiore a 150 µs, applicati al catodo corrispondente. Il tubo richiede una tensione di alimentazione di almeno 170 V; se si applica al tubo una tensione alternata di frequenza 70 Hz si ottiene una visualizzazione esente da « flicker ».

Il Pandicon funziona nella gamma di temperatura + 10 ÷ + 70° C. (1278)

AMPLIFICATORE AD ONDE PROGRESSIVE — Il tubo di media potenza W5/4G, illustrato in figura, è una versione migliorata del W5/2G già largamente usato, prodotto dalla ITT-Standard. La maggiore efficienza si ha nella gamma da 5,85 a 7,2 GHz ma può essere usato anche a frequenze inferiori (5,1 GHz) o superiori (7,9 GHz). L'apparecchiatura WM 112 C necessaria per il funzionamento del tubo è pure illustrata in figura. Essa utilizza un magnete per-



manente e consente una facile sostituzione del tubo. Il guadagno compreso fra 42 e 38 dB fra 5,85 e 6,5 GHz e non minore di 36 dB fino a 7,2 GHz, è costante entro 0,2 dB in una banda di 25 MHz su qualsiasi frequenza di lavoro. La potenza utile di uscita è di 10 W con fattore di rumore di 26 dB. (1276)

RIVELATORE FOTOVOLTAICO PER INFRAROSSO — È costituito da un singolo cristallo di tellurite di piombo-stagno ed ha una caratteristica di rivelazione simile a quella del germanio drogato con rame o mercurio ma presenta il notevole vantaggio di richiedere un raffreddamento a temperature assai meno basse di quello necessario per i dispositivi al germanio. Infatti le prestazioni migliori si ottengono per il modello IR 101 costruito dalla Raytheon Co., a 77° K. Questa temperatura può essere ottenuta con azoto liquido, in un refrigeratore a ciclo chiuso o, per la durata di oltre un'ora, in un recipiente « dewar », fornito dalla stessa Raytheon. Si ricordi che i dispositivi al germanio drogato richiedono invece l'impiego dell'elio liquido.

Il picco di sensibilità spettrale per il rivelatore IR 101 è compreso fra 10 e 11 micron di lunghezza d'onda. IR 101 è disponibile in numerose forme e dimensioni (vedi figura) con diversi angoli di entrata delle radiazioni. (1284)

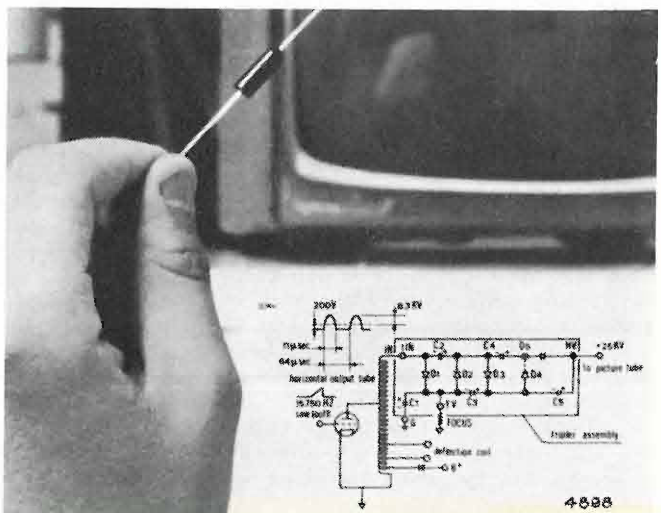


MICRORADDRIZZATORE AD ALTA TENSIONE — Una nuova tecnologia, studiata presso lo stabilimento della General Instrument Europe di Giugliano, ha permesso una notevole riduzione dei costi di produzione di un nuovo microraddrizzatore al silicio per alta tensione così da renderlo competitivo con quelli al selenio. Si prevede inoltre che i prezzi potranno essere ulteriormente ridotti in un prossimo futuro.

Il primo raddrizzatore, costruito con questa tecnologia, è stato denominato TVG 10 ed è destinato a rivoluzionare i circuiti EHT per la televisione a colori e in bianco e nero; il suo impiego è particolarmente indicato nei triplicatori di tensione e nei circuiti di focalizzazione. L'applicazione del TVG 10 elimina gli inconvenienti che attualmente presentano gli analoghi dispositivi al selenio. In particolare, evita l'intermittenza dei contatti, sino ad ora generalmente ottenuti per pressione, anziché per saldatura, e diminuisce l'ingombro.

Incapsulato in resina, esso è formato da celle di silicio saldate fra loro e presenta una caduta di tensione diretta molto bassa; ciò assicura un notevole aumento dell'affidabilità. La lunghezza è di appena 14 mm. Il TVG 10 sopporta una corrente fino a 100 mA a 10 kV.

Altri componenti della stessa serie, per tensioni più alte — fino a 30 kV — stanno per essere messi in produzione. Il primo elemento della serie è già disponibile sul mercato a 400 lire al pezzo per quantità industriali. (1281)



MAGNETI PERMANENTI — Le leghe di metalli preziosi e terre rare con il cobalto sono le più promettenti per la realizzazione di magneti permanenti. Esse infatti consentono un marcato e preciso orientamento dei cristalli magnetici (anisotropia). La struttura chimica della lega è del tipo R Co₅ dove R = terra rara.

Per la lega Y Co₅ (cobalto all'ittrio) e per la lega Sm Co₅ (cobalto al samario) si è calcolato un limite massimo teorico del campo coercitivo H rispettivamente di 130 e di 290 chilo-oersted (k Oe). In pratica si raggiungono valori notevolmente più ridotti (~ 15%).

Il fattore di merito (prodotto energetico del magnetismo residuo B per il campo coercitivo H) raggiunge 20 · 10⁶ gauss-oersted (20 MGOe) (si veda notizia nel n. 3 1969 a pag. 109).

La fabbricazione della lega Sm Co₅ si effettua con un procedimento di fusione per induzione in atmosfera di argo (vedi figura). Si riduce poi il prodotto in polvere con granuli dell'ordine di 5 µm di diametro; i granuli vengono orientati sotto l'azione di un campo magnetico e compressi, nuovamente in atmosfera di argo, si ottiene così il materiale definitivo.

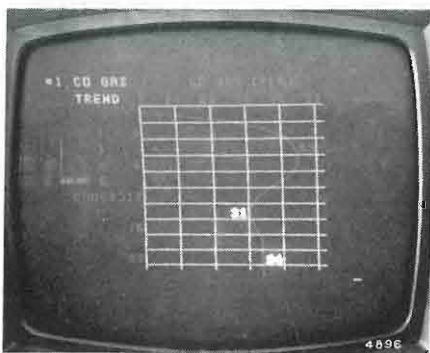
Nei laboratori di ricerca della Brown Boveri (Svizzera) vennero pure intraprese prove per evitare la macinazione. A tale scopo si sono realizzate leghe miste di rame-samaro e cobalto-samaro (Sm Cu₅ - Sm Co₅) nelle quali le particelle di Sm Cu₅ fanno da supporto (debolmente magnetico) per consentire l'orientamento, sotto l'azione del campo, delle particelle di Sm Co₅ fortemente magnetiche. Controllando attentamente la composizione chimica, la velocità di raffreddamento e l'intensità del campo orientatore si sono ottenuti, dopo un adeguato trattamento di invecchiamento, prodotti BH massimi dell'ordine di 10 MGOe e valori del campo coercitivo superiori a 20 k Oe. (1282)



MONITORE-INDICATORE A COLORI

— Utilizza un normale cinescopio tricromatico per TVC per presentare le informazioni fornite dagli elaboratori elettronici sotto forma di lettere, numeri o grafici che possono essere presentati in movimento, indicando la tendenza del fenomeno.

Tale indicatore, prodotto dalla Hitachi (Giappone), dispone di sette differenti colori. I grafici sono formati dall'unione di 182 segmenti luminosi disposti su 26 bande o fasce, ciascuna delle quali può comprendere 7 segmenti e può essere attivata da un elemento di memoria ad 8 bit. (1279)



DIODO ZENER DA 300 WATT — Un nuovo diodo zener, ritenuto il più potente finora prodotto in serie, è stato sviluppato dalla Mullard (Londra) e indicato con la sigla BZX86. Consente una dissipazione di potenza continua di 300 W alla temperatura della base

di montaggio di 65° C. Alla temperatura ambiente di 30° C può sopportare sovraccarichi brevi di ben 2 kW.

È stato realizzato per prevenire transienti in radar e sistemi di comunicazione di vario tipo, specialmente quelle militari montate su veicoli. Esso è ovviamente altrettanto utile ed efficiente in quelle apparecchiature civili che debbono essere protette contro improvvise variazioni delle tensioni di alimentazione, qualunque sia la loro causa o provenienza.

Il diodo BZX86 ha una tensione zener di 36 volt (ma può essere attuato per qualunque tensione fra 10 e 75 volt); il suo diametro è di 27 mm, la sua altezza di 84 mm. (1277)

REGISTRATORE CHE ACCETTA FINO A SEI SEGNALI

— Fino a sei differenti segnali (cinque sull'asse x, uno sull'asse y) possono essere registrati contemporaneamente con il nuovo robusto registratore della Texas Instrument di Huston.

Lo strumento è disponibile con una, due, tre o quattro penne le cui tracce si possono sovrapporre; oppure, con la carta a due fasce, fino a cinque penne (v. figura).

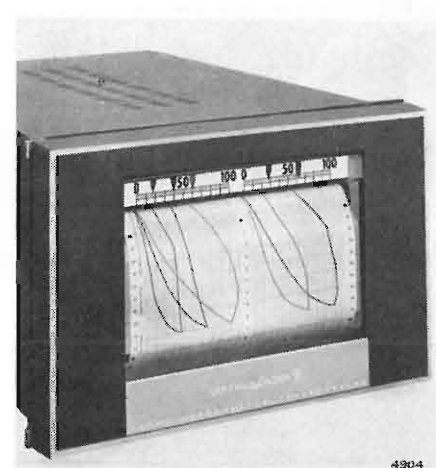
Esso consente di tracciare oltre che i diagrammi cartesiani anche quelli ciclici quali ad esempio diagrammi di irradiazione di un'antenna, cicli di istesi, ecc.

Si possono usare inchiostri a due colori per distinguere le tracce. La lar-

ghezza orizzontale (asse x) è di circa 25 cm per la carta intera e di poco più di 11 cm per ogni fascia per la carta a due fasce. Nel tipo normale lo sviluppo del diagramma secondo l'asse y è di circa 30 cm ma si possono ottenere tipi speciali con sviluppo fino a 60 cm.

Un solo rotolo di carta può alimentare fino a 100 diagrammi normali.

La precisione è dello 0,25%. Sull'asse x si può ottenere l'intera escursione in 0,4, 1, 5, 10 o 24 secondi e una risposta fino a 5 Hz per un'ampiezza pari al 10% dell'intera escursione. Sull'asse y l'intera escursione può richiedere 3, 5, 10 o 25 secondi. La linearità è, per ambedue gli assi, del ± 0,1% del fondo scala. (1289)



SISTEMA ELETTRONICO PER COMUNICAZIONI DI POLIZIA — Allo scopo di migliorare la rete di telecomunicazioni della polizia un sistema, comprendente un elaboratore elettronico e le apparecchiature per la trasmissione dei dati, è stato presentato a San Francisco dalla Sylvania Electronic Product Ins.

Il sistema, dalla capacità di 100 canali, è costituito da due unità base: l'apparato dati, installato nella vettura della polizia e l'apparato di comando e controllo. L'apparato mobile ha il compito di trasmettere e ricevere messaggi codificati senza l'ausilio di comunicazioni vocali. L'apparato di comando e di controllo, situato in un centro di comunicazioni, elabora le chiamate di emergenza, distribuisce le pattuglie della polizia, e fornisce, su uno schermo, la posizione di tutte le vetture della zona controllata.

Tutte le unità del sistema sono collegate all'elaboratore, il quale registra tutti gli eventi su nastro magnetico. Analizzando tali dati, il supervisore può controllare e comandare con maggiore efficienza le pattuglie mobili.

Con la semplice pressione di un pulsante sul suo apparato, (vedi figura) l'agente è in grado di inviare messaggi quali «necessito assistenza», «sono in panne», o «inviare un'ambulanza». L'elaboratore controlla inoltre il tempo durante il quale l'agente lascia la sua vettura per una indagine ed aziona automaticamente un'allarme qualora egli non dia notizie di sé entro cinque minuti. Il sistema inoltre è in grado di fornire alle pattuglie un controllo immediato delle targhe degli autoveicoli onde verificarne lo stato.



Poiché il servizio di polizia varia con le ore del giorno e con i giorni della settimana, l'elaboratore, se necessario, può organizzare i vari turni di servizio.

Il sistema può essere adattato anche a veicoli dei vigili del fuoco, alle autoambulanze e a altre vetture di pubblica utilità. (1290)

VOLTMETRO NUMERICO — Denominato modello LM 1490, il nuovo voltmetro numerico della Solartron (divisione inglese della Schlumberger) oltre ad una elevata sensibilità (0,1 V), ad una elevata precisione (0,003% della lettura $\pm 0,001\%$ del campo di misura), e ad una autoimpostazione della portata (che si estende da 20 mV a 20 V con resistenza di entrata maggiore di 10^{10} ohm e arriva fino a 1.000 V con resistenza di entrata maggiore di 10^7 ohm) è caratterizzato da un originale sistema automatico di taratura. Tale sistema è realizzato mediante una resistenza di precisione, un oscillatore a cristallo e una tensione di riferimento (pila campione, diodo Zener interni o campione esterno) alla cui elevata precisione è continuamente raffrontata — a intervalli regolari — la bontà della let-

tura ottenuta. Ciò, oltre a prevenire variazioni dovute a possibili errori di deriva termica per mutate condizioni ambientali, consente anche, ad un operatore non particolarmente specializzato, di eseguire misure ad un livello costante di alta precisione.

Altre peculiarità preminenti dell'LM 1490 sono: rilevazione della misura con tecnica «a doppia integrazione» (di originale ideazione Schlumberger e che consente, tra l'altro, una elevatissima immunità al rumore); possibilità di variazione a scelta dell'intervallo di campionamento con ritenzione della misura fra le letture; dotazione di telecomando, stampante e diversi innesti per l'ottenimento di segnali in uscita a logica positiva o negativa o per inserire, a scelta, la tensione campione esterna. (1293)

SCARTI DEI SEGNALI DI TEMPO
(v. numero preced. pag. 10)

NOVEMBRE 1970			DICEMBRE 1970		
a	b	c	a	b	c
4		+42	2		+46
11		+43	9		+36
18	-0,2	+45	16	-0,2	+47
25		+46	23		+48
			30		+48

- 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. (1295)

TELECOM 71

Dal 17 al 27 giugno 1971 si terrà a Ginevra la prima esposizione mondiale denominata TELECOM 71 e dedicata a tutte le telecomunicazioni: radiodiffusione, televisione, elettronica, trasmissione dati, mezzi audiovisivi, ecc. Essa è organizzata dall'UIT (Unione Internazionale delle Telecomunicazioni) l'istituzione delle Nazioni Unite specializzata in tale campo. (1301)



TELECAMERA A COLORI PER L'ESPLORAZIONE LUNARE — La RCA ha realizzato per la NASA, in base ad un contratto di circa 120 milioni di lire, una telecamera per riprese a colori, che pesa solo 4,5 chilogrammi ed è in grado di trasmettere immagini dallo spazio, in tutte le condizioni di luce lunare, dal fiabile chiarore dell'alba lunare alla luce brillante del mezzogiorno. La sua sensibilità è tale che essa è in grado di fornire il massimo rendimento anche quando i punti più brillanti dell'immagine hanno un'intensità di sole 10,3 candele/m². Tale telecamera è stata usata nella recente impresa dell'Apollo 14 che ha consentito di trasmettere immagini «in diretta» ai televisori domestici, effettuando riprese dai moduli di comando e lunare e dalla superficie della luna.

La telecamera non può essere danneggiata dalla luce solare, anche se viene puntata direttamente verso il sole come è dimostrato in figura in cui una lampada, che produce sull'obiettivo un'intensità luminosa doppia di quella prodotta dalla luce solare, è puntata direttamente sull'obiettivo della telecamera. L'immunità alla luce solare e la sua capacità di funzionare a bassi livelli di illuminazione sono dovute in gran parte al SIT, un intensificatore comprendente quasi 400.000 diodi al silicio che permette di aumentare la luminosità di 150.000 volte, livello finora mai raggiunto in una telecamera a colori.

Oltre alla sua capacità di sopportare la luce solare, il tubo catodico ha un'altissima resistenza agli scossoni e alle vibrazioni; infatti la telecamera è stata progettata per resistere a tutte le sollecitazioni fisiche a cui possono andare incontro gli astronauti nel corso di prolungate esplorazioni della luna, e questa sua eccezionale resistenza, abbinata alla compattezza, la rende particolarmente adatta per l'impiego sul veicolo lunare ROVER che verrà impiegato nelle future spedizioni esplorative sulla luna.

Essa misura 101 x 165 x 418 mm, compreso l'obiettivo, e consuma soltanto 13 watt; inoltre è in grado di funzionare automaticamente e di resistere a temperature da -157° C a +121° C e perciò può essere lasciata sulla superficie lunare per la trasmissione luna-terra della partenza del modulo lunare ed altre scene successive al rientro. Accoppiata ad un sistema di trasmissione e ad una fonte di energia, la telecamera sarebbe in grado di sopravvivere alla fredda notte lunare per registrare esperimenti o fenomeni lunari naturali senza bisogno di controllo da parte dell'uomo.



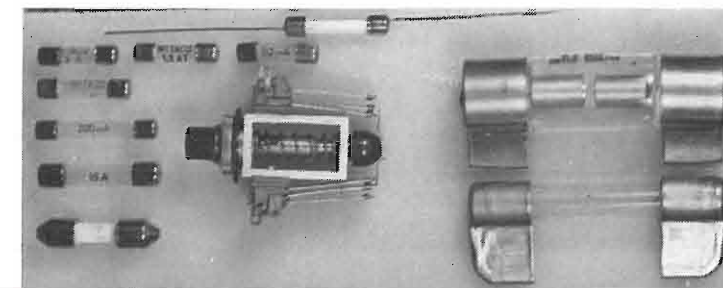
L'obiettivo trasfocatore ha diaframmi variabili da f2 a f22, con una distanza focale minima di 1220 mm a f2 e di 460 mm a f22. La trasmissione delle immagini avviene secondo la norma commerciale per gli Stati Uniti (30 immagini al secondo 525 linee per immagine).

Per la trasmissione del colore una serie di filtri monocromatici (rosso, azzurro, verde) girevoli, passano in sequenza di fronte all'obiettivo e le immagini vengono trasmesse in base alla medesima sequenza. Gli impianti elettronici di conversione a terra fondono le diverse immagini monocromatiche in un'unica immagine a colori completa per la trasmissione «in diretta» ai televisori domestici da parte delle reti televisive commerciali. (1288)



MITACO®

**FUSIBILI SCARICATORI
NEL GAS O NEL VUOTO
PULSANTERIA TELEFONICA**



O.E.MIL.

**CONCESSIONARIA E FABBRICANTE ESCLUSIVA PER L'ITALIA
VIA POMPONAZZI, 4 - 20141 MILANO - TELEFONO 846-3483**

LIBRI E PUBBLICAZIONI

LA ROSA A.: **Principi di TV a colori.**
ERI Torino, 1970

Tre volumi rilegati, formato cm 16,5
x cm 23,5; raccolti in custodia.

Parte 1^a: *Aspetti colorimetrici della
TV a colore*; di 194 pagine con 52 fig.

Parte 2^a, Vol. 1^o: *Il sistema NTSC*;
di 368 pagine con 108 figure.

Vol. 2^o: *Le varianti del sistema NTSC*;
di 278 pagine con 196 figure.

Prezzo dei tre volumi lire 15.000.

È ben noto a tutti che i sistemi di televisione a colori, attualmente in esercizio presso molti paesi sono l'NTSC, il SECAM ed il PAL. Il primo nacque e fu adottato in America circa venti anni fa dopo un ampio ed approfondito esame dei vari aspetti riguardanti un sistema di televisione a colori, mentre gli altri due sono venuti alla ribalta quando, circa dieci anni fa, in Europa si impose il problema d'introdurre la televisione a colori e di scegliere quindi un sistema.

Il SECAM e il PAL si presentarono come varianti del sistema NTSC, col l'intento di eliminare alcuni inconvenienti, che sono inerenti al sistema NTSC, quando, nella catena di trasmissione, dalla ripresa alla ricezione, intervengono distorsioni.

Per vagliare la validità di questi due nuovi sistemi, nell'ambito dell'UER (Unione Europea per le Radiodiffusioni) fu costituito nel 1963 un gruppo di lavoro, a cui parteciparono i tecnici più validi nel campo della televisione delle diverse organizzazioni radiotelevisive per valutare e confrontare le caratteristiche dei tre sistemi in lizza. Di questo gruppo ha fatto parte l'Autore dell'opera che presentiamo e di cui alcune caratteristiche risentono proficuamente dell'apporto altamente qualificato, che al suddetto gruppo di lavoro fu dato.

Per quanto non possa apparire tanto esplicitamente quest'opera, dal titolo modesto: «principi di televisione a colori», ma con un contenuto abbastanza ampio e organico, riflette questa esperienza, che ha permesso all'Autore di dare agli argomenti un inquadramento in una forma e con una chiarezza che non è dato trovare in altre opere simili.

L'impostazione degli argomenti, che vengono presentati, ha finalità anche didattiche; ma esse pretendono senza altro un certo livello, in quanto il rigore della trattazione, in vari punti, non indulge nella divulgazione facile e approssimata.

La prima parte espone in una forma rigorosa, ma molto chiara ed accessibile (il che è molto difficile trovare) gli aspetti colorimetrici della televisione a colori, che sono alla base di tutti e tre i sistemi descritti. In particolare i principi della tricromia additiva trovano un'esposizione che è veramente esemplare.

Nel primo volume della seconda parte è passato in rassegna il sistema NTSC la cui analisi, dalla codificazione alla decodificazione, è fatta con una profondità ed un rigorismo matematico,

che ne esaminano tutti gli aspetti. È chiaro il maggiore impegno che l'Autore ha voluto dare a questa parte, allo scopo di mettere in risalto le ragioni tecniche delle varianti, che dal sistema NTSC sono derivate.

Infine nel secondo volume della seconda parte sono esposte le caratteristiche dei due sistemi PAL e SECAM derivati dall'NTSC. La loro trattazione espone esaurientemente le ragioni tecniche, che ne hanno determinato l'adozione; essa è meno ampia della precedente, ma questo accade in quanto le due varianti, e particolarmente il PAL, trovano le loro radici nel sistema NTSC.

Pertanto si può dire che si tratta di un testo eccellente, che presuppone ovviamente la conoscenza della televisione in bianco e nero ed espone i fondamenti della televisione a colori in un quadro che compendia chiaramente l'evoluzione del sistema NTSC nei due sistemi PAL e SECAM e le loro caratteristiche fondamentali.

Ecco i titoli dei capitoli:

Parte I: Cap. 1^o: Unità fotometriche (p. 9); Cap. 2^o: Colore. Teoria tricromatica della visione colorata (p. 27); Cap. 3^o: La colorimetria nella TV a colori in condizioni di linearità (p. 85); Cap. 4^o: Conseguenze della non linearità sulla riproduzione delle immagini (p. 133).

Parte II: Volume I: Cap. 1^o: Sistema NTSC (p. 9); Cap. 2^o: La codificazione dei segnali video nel sistema NTSC (p. 53); Cap. 3^o: La frequenza della sottoportante di colore (p. 131); Cap. 4^o: Il ricevitore a colori (p. 181).

Volume II: Cap. 5^o: Introduzione (p. 5); Cap. 6^o: Il sistema PAL (p. 19); Cap. 7^o: Il sistema SECAM (p. 165); Cap. 8^o: Altri sistemi proposti (p. 251).
R.B. (1299)

R.C.A. **Solid-state hobby circuits.** Harrison N.Y. 1970.

Un volume di 368 pagine formato cm 13,5 x cm 20,5, con 321 figure e numerosi piani di montaggio.

Prezzo 1,95 dollari.

Il considerevole sviluppo tecnologico nel campo dei semiconduttori ha reso disponibili, anche sul mercato corrente, componenti allo stato solido del tipo più aggiornato con le tecniche avanzate. L'utile impiego di questi dispositivi comporta però conoscenze che spesso rientrano nella specializzazione.

Nel manuale della RCA «Solid-state hobby circuits» sono descritte 62 tra le più svariate applicazioni con componenti allo stato solido indirizzate agli appassionati dell'autocostruzione nel campo elettronico.

Nella prima parte, di complessive 49 pagine, è illustrato in modo molto piano il principio di funzionamento di diodi, transistori a giunzione o ad effetto di campo (MOS), rettificatori controllati (SCR e triac), circuiti integrati (IC) e fotocelle. Si danno altresì consigli di natura meccanica ed elettrica, per la manipolazione e il montaggio

di tali dispositivi. Questa prima parte fornisce anche un cenno sui circuiti base di alimentatori regolati, oscillatori, multivibratori astabili, monostabili e bistabili, circuiti NAND e NOR e su semplici circuiti prova transistori.

Nelle parti successive sono descritti diversi alimentatori stabilizzati quali sorgenti di tensione per i dispositivi esaminati nel seguito. L'elenco completo di questi ultimi risulterebbe troppo lungo; si segnala la serie completa dei divisori da due a sedici ed i circuiti per la rappresentazione numerica mediante strumento, lampade o tubi «Numitron» a segmenti luminosi.

Per la misura del tempo sono descritti due orologi governati rispettivamente a quarzo e dalla rete, un «timer» al centesimo di secondo ed un metronomo.

Nel campo audio figurano diversi circuiti: preamplificatori stereofonici, dosatori, compressori, amplificatori di potenza mono e stereo, relé vocale, attenuatore fotoelettrico, ecc. ed un organo elettronico a sei ottave.

Per il radioamatore: «dip-meter», manipolatore telegrafico semiautomatico ed automatico, oscillatori HF, VFO e calibratori, radio-microfono FM, eccetera.

Infine l'hobbista generico troverà una quantità di altri dispositivi: intermittente a tempo regolabile, esposimetro per ingrandimenti, circuiti di allarme sensibili alla temperatura od alla fiamma, tachimetro per auto, rivelatore di oggetti metallici, controllo della velocità di modelli-giocattolo, ecc.

Veramente curiose le realizzazioni di una «Slot-machine» e di un dado elettronico che forniscono un esempio dall'elettronica nel campo degli eventi casuali.

Di tutti i circuiti esposti è fornita la descrizione, lo schema completo, l'elenco del materiale ed il disegno dei circuiti stampati per la realizzazione.

In complesso, il volume è indicato tanto per il principiante quanto per il tecnico esperto; questi, nell'agile manuale di complessive 368 pagine, troverà motivo di piacevole lettura ed utili suggerimenti.

A.B. (1300)

GUMOWSKY I., MIRA C.: **L'optimation. La théorie et ses problèmes.** «Dunod», Parigi, 1970.

Un volume di XVI + 328 pagine, formato cm 16 x cm 25, con 55 figure. Rilegato.

Prezzo 96 franchi francesi

Studio dei problemi di ottimizzazione dei sistemi fisici mediante adeguati modelli matematici. Riportiamo i titoli dei capitoli:

Cap. 1^o: Il problema della descrizione del comportamento di un sistema mediante un modello matematico (p. 1); Cap. 2^o: Proprietà fondamentali di problemi elementari di ricerca degli estremi (p. 73); Cap. 3^o: Formulazione equivalente di un problema di «estremizzazione» (p. 169); Cap. 4^o: Relazione fra il calcolo delle variazioni, la programmazione dinamica e il principio del massimo (p. 239); Cap. 5^o: Risoluzione approssimata dei problemi di ottimizzazione (p. 267).
(1262)

Specialisti in componenti, certo... e in piú vostri vicini

Il nostro Gruppo Europeo Componenti ITT è un'organizzazione multinazionale costituita da unità locali particolarmente dinamiche: 56 fabbriche in tutta Europa, 4 centri di ricerca tra i meglio attrezzati del mondo, 38 uffici commerciali, uno dei quali destinato ai rapporti con l'Europa Orientale.

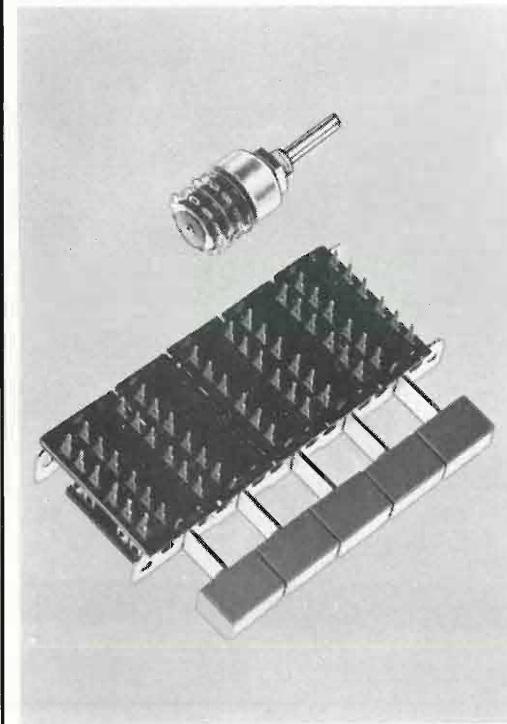
Siamo importanti, ma non siamo lontani. Troverete i nostri esperti e servizi alla Vostra porta.

Per la nostra conoscenza delle condizioni locali di mercato disponiamo di scorte in grado di far fronte, subito, a qualsiasi Vostra richiesta in fatto di componenti.

Abbiamo una vasta gamma di componenti per l'elettronica di consumo e siamo nello stesso tempo i maggiori fabbricanti e distributori europei di componenti elettronici professionali. Li produciamo a grandi quantitativi, dal modesto condensatore elettrolitico ai grandi Klystrons.

Constaterete che noi conosciamo a fondo i Vostri problemi e che i nostri centri di ricerca sono abituati a risolverli prima ancora che essi affiorino presso i Clienti.

Ed il regolare scambio delle idee, esperienze e scoperte nell'ambito della ITT ci differenzia da tutti gli altri gruppi e società che operano nel settore dei componenti elettronici



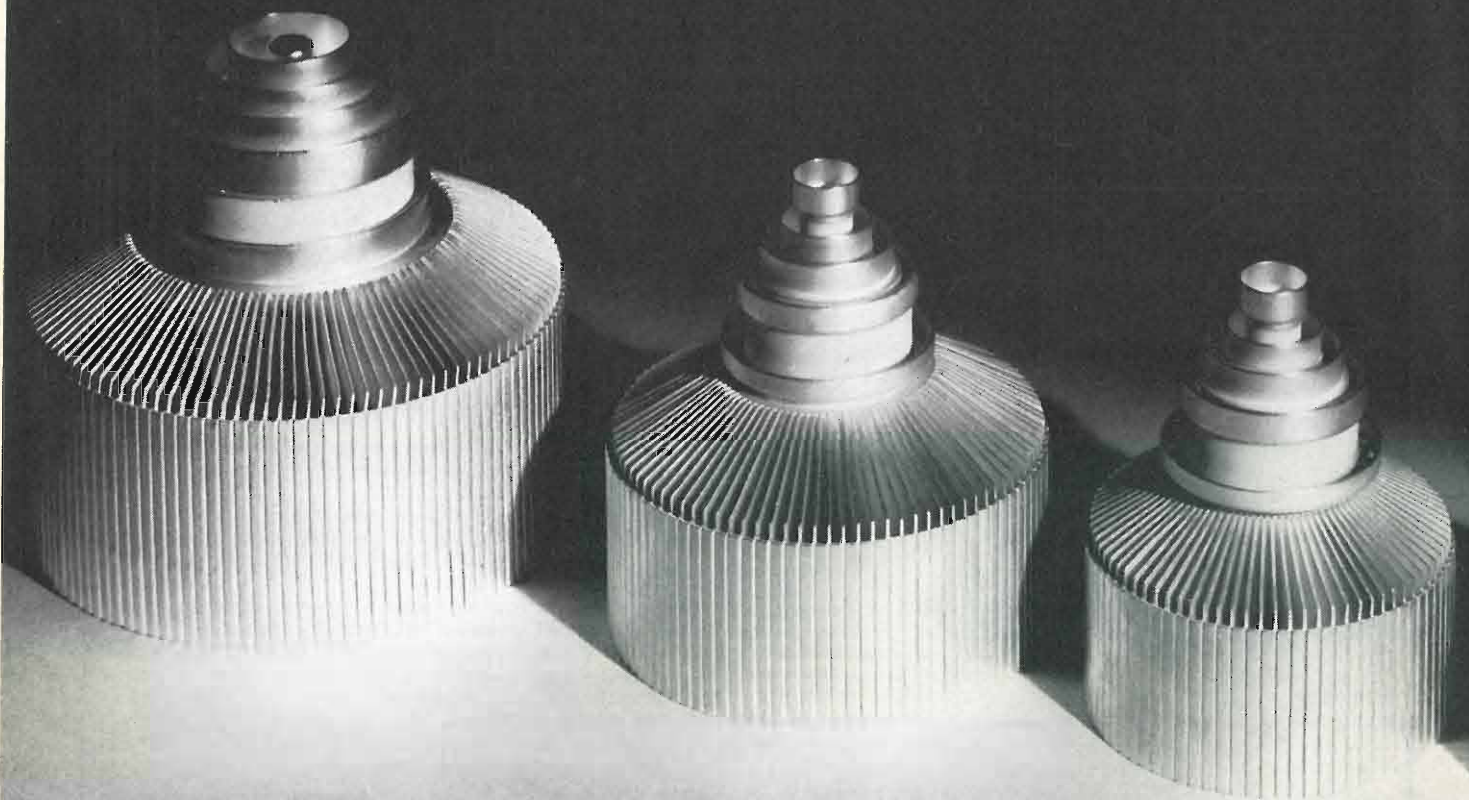
I commutatori rotativi fanno parte della vasta gamma dei componenti ITT.

Sono realizzati in molte versioni; anche miniaturizzate. Per i loro alti livelli di prestazione risultano particolarmente indicati in applicazioni professionali e sofisticate. Oltre alla famiglia dei commutatori rotativi, la ITT produce una ricca serie di pulsantiere ed interruttori. Per ulteriori dettagli, rivolgersi a: ITT Standard, Piazza De Angeli, 7 - Milano, Tel.: 46.96.202/198/183, Telex: Millitts 32351

ITT
COMPONENTI

Tetrodi UHF 1000 MHz per Trasmettitori e Ripetitori TV

La linearità di questi tetrodi permette di realizzare trasmettitori e ripetitori di televisione che amplificano simultaneamente in un solo canale i segnali suono ed immagine. Una costruzione ceramica-metallo assicura loro una lunga vita ed un elevato grado di affidabilità nelle più severe condizioni di funzionamento. A queste qualità eccezionali, s'aggiunge un costo di esercizio estremamente basso. Essi possono essere pilotati dai nostri triodi UHF ad elevato guadagno (20 dB). A richiesta, per questi tetrodi, possono essere fornite o studiate le cavità.



THOMSON-CSF

THOMSON-CSF TUBI ELETTRONICI S. R. L.
ROMA/VIALE DEGLI AMMIRAGLI, 69/TEL. 63.80.143/TELEX 61173 TELONDE

FERISOL

APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA

**...dalla Francia
con precisione**

ferri
pubblicità

Frequenzimetro automatico a circuiti integrati Mod. HB 230

0-100 MHz in diretta - 8 cifre.

Il modello HB 230 è una delle ultime realizzazioni della FERISOL nel campo della strumentazione a circuiti integrati.

Frequenze - multirapporti - multiperiodi - misura delle durate - cronometro - totalizzatore.

È provvisto di un quarzo a 10 MHz, con stabilità 10^{-6} /mese. Su richiesta può essere fornito di un quarzo a 10^{-9} /giorno.

L'HB 230 ha 8 cifre. Può essere collegato con qualunque contatore della serie HB e portare così le cifre da 8 a 14. Col divisore di frequenza HBD 100 si può contare fino a 300 MHz con 11 cifre.

Si possono fare misure in periodo e multiperiodo, rapporto e multirapporto (fino a $n = 9$), in totalizzatore, con capacità fino a 10^6 impulsi, in cronometro, ecc.

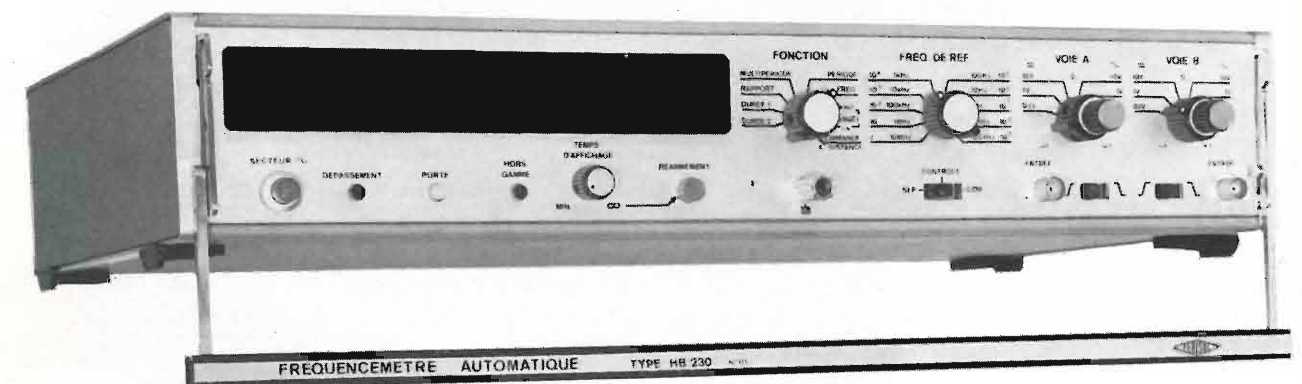
La misura delle durate ha una durata minima di 1 μ s.

Tutte le misure sono completamente automatiche.

Si legge direttamente sia la posizione della virgola sia l'unità di misura (Hz... MHz oppure ns... s, ecc.) a seconda della funzione scelta.

L'apparecchio è disponibile in versione programmabile: **HB 230/S**.

Numerosi accessori permettono di accrescere le possibilità di questo apparecchio.



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

FERISOL

UFFICIO TECNICO ITALIANO
20133 Milano

via F.lli Sangallo 51 - Tel. (02)7386538

FERISOL produce oltre 200 differenti modelli di apparecchi elettronici di misura - Tecnici altamente qualificati sono a disposizione per fornire indicazioni circa il loro migliore impiego nelle diverse applicazioni. Per ulteriori informazioni interpellateci.

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

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

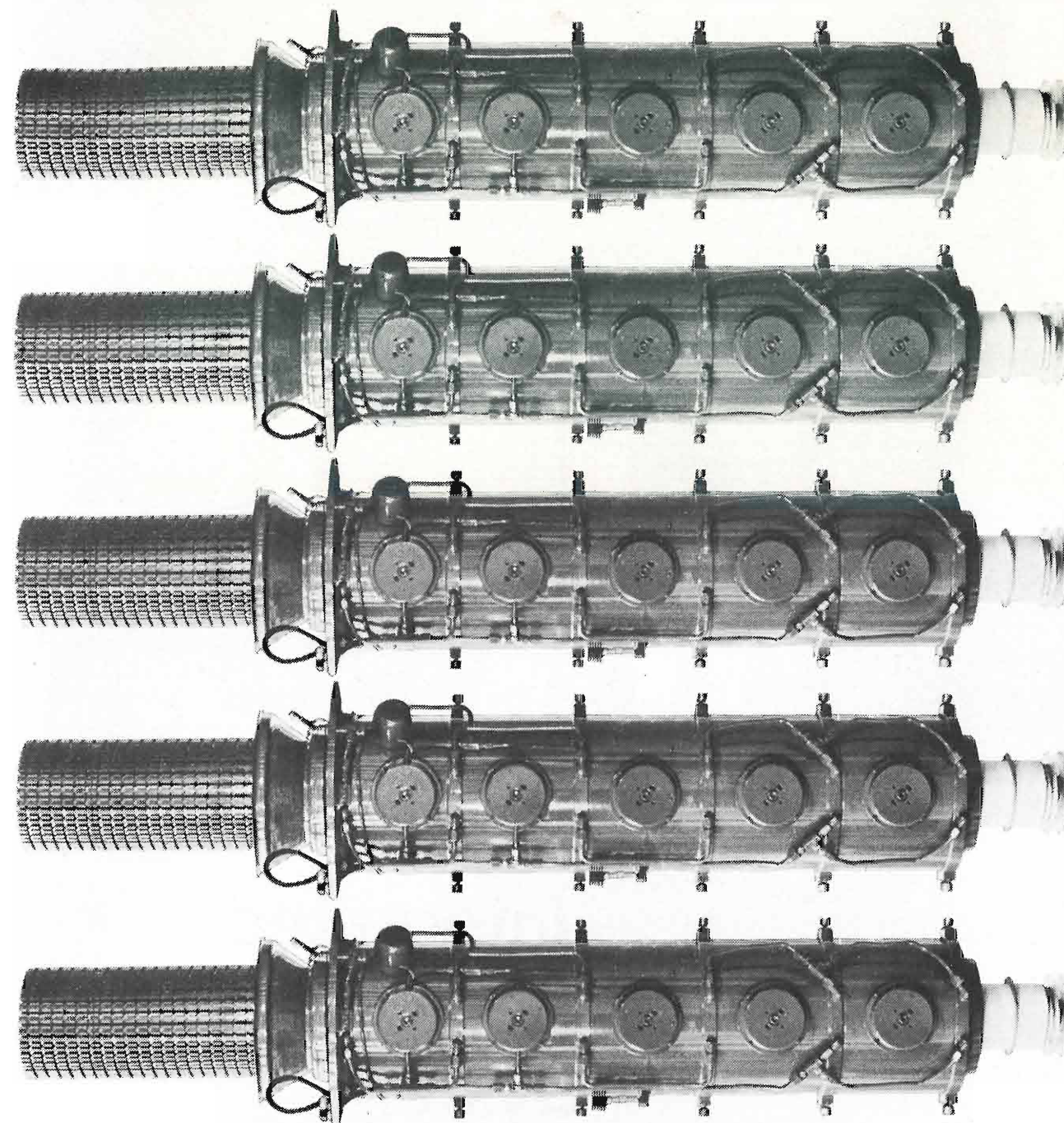


**classificare
il tempo di caduta
del segnale pilota
nelle
telecomunicazioni,
è per Voi
un problema?**

Zettler

l'ha risolto per Voi.

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



Finalmente! La serie completa di Klystron Televisivi Varian

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



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



ITS TEKTRONIX

Integrated Test System

Misura:

- Frequenza
- Tempo
- Resistenza
- Temperatura
- Tensione
- Corrente

Con la presentazione dei due nuovi cassette 7D13 e 7D14, per misure di frequenza fino a 500 MHz (senza prescaler) e di tensione, corrente, resistenza e temperatura, che utilizzano il generatore di caratteri contenuto nell'unità base, Tektronix mette in evidenza che un oscilloscopio della serie 7000 può divenire un "ITS", un sistema di misura integrato capace di coprire tutte le necessità del laboratorio elettronico.

"ITS": un modo nuovo di intendere la strumentazione.

La serie 7000 Tektronix comprende già cinque unità base e 17 cassette, ma altre aggiunte sono attese a breve scadenza.



TEKTRONIX®

committed to progress
in waveform measurement

Silverstar, Ltd s.p.a.

MILANO - Via dei Gracchi, 20 - Tel. 4996 (5 linee)
ROMA - Via Paisiello, 30 - Tel. 855366 - 869009
TORINO - Piazza Adriano, 9 - Tel. 540075 - 543527

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

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

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

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

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

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

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

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



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

AMPEX

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA:

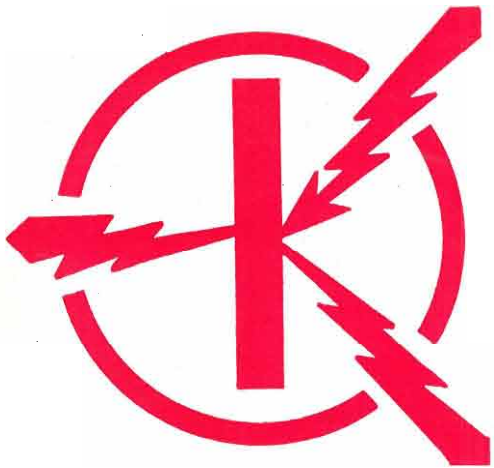
LARIR

International s.p.a. - 20129 MILANO - VIALE PREMUDA, 38/A
TEL.: 795762 - 795763 - 780730

novità

Autore Ing. VITTORIO BANFI

CLASSIFICATORE UNIVERSALE DEI TRANSISTORI



- OLTRE 20.000 TRANSISTORI DESCRITTI NELLE LORO ESSENZIALI CARATTERISTICHE

GUIDA ALLA INTERCAMBIABILITÀ E ALLA SOSTITUZIONE DEI TRANSISTORI

**L'OPERA COMPLETA IN TRE VOLUMI È IN VENDITA
AL PREZZO DI L. 45.000. NON SI VENDONO SEPARATI**

PREZZO PROPAGANDA SINO AL 30 SETTEMBRE 1971 L. 40.000

(Opera completa 3 vol.)

STRUTTURA DEL MANUALE

INDICE GENERALE ALFABETICO-NUMERICO DI TUTTI I 20.000 TIPI DI TRANSISTORI CORRISPONDENTI ALL'INTERA PRODUZIONE MONDIALE

Esso consente una rapidissima ricerca dei dati tecnici di un qualsiasi tipo di transistori. L'opera è composta da quattro grandi gruppi, a seconda della potenza dissipata (Tomo I - 1°, 2°, 3° gruppo; Tomo II - 4° gruppo).

La suddivisione per potenza dissipata è la seguente:

1° Gruppo PD = potenza dissipata maggiore di 90 W

2° Gruppo PD = potenza dissipata compresa tra 30 e 90 W

3° Gruppo PD = potenza dissipata compresa tra 5 e 30 W

4° Gruppo PD = potenza dissipata inferiore a 5 W.

All'interno di ciascun gruppo sono compresi i seguenti sottogruppi (Tomo I):

A) Sottogruppo per contenitore meccanico (con disegno e dimensioni in mm)

B) Sottogruppo per impiego

C) Sottogruppo per potenza dissipata

D) Sottogruppo per tensione.

Nel Tomo II, ossia nel 4° gruppo, vi sono 24 sottogruppi per impiego circuitale, che coprono la quasi totalità delle applicazioni pratiche.

Nell'indice generale, in corrispondenza a ciascuna sigla di ogni transistore, sono citate tutte le pagine in cui il componente è descritto nei diversi gruppi e sottogruppi.

Data la struttura molto articolata e flessibile del testo, si è inteso di offrire uno strumento di lavoro ossia valido per un vasto pubblico di tecnici.

IL CLASSIFICATORE UNIVERSALE DEI TRANSISTORI VI AIUTERÀ MOLTISSIMO NEI VOSTRI PROBLEMI DI RIPARAZIONE FORNENDOVISOSTITUZIONI IMMEDIATE DEI TIPI DI TRANSISTORI PIÙ USATI. SARÀ IL VOSTRO PIÙ FEDELE STRUMENTO PROFESSIONALE.

Gli aggiornamenti seguiranno con stretta periodicità, al fine di seguire tempestivamente l'intera produzione mondiale sempre in continuo aumento.



EDITRICE ANTONELLIANA - TORINO
VIA LEGNANO, 27 - TELEF. 541.304 - 10128 TORINO