

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

9

LIRE
400

AUSTRIA	Sc.	24.90
BELGIO	Fr. Bg.	48
DANIMARCA	Kr. D.	6.65
FRANCIA	Fr. Fr.	4.70
GERMANIA	D. M.	3.85
INGHILTERRA	Sh.	6.10
JUGOSLAVIA	Din.	725
LUSSEMB.	Fr. Bg.	48
MALTA	Sh.	6.10
NORVEGIA	Kr. N.	6.90
OLANDA	Fol.	3.50
PORTOGALLO	Esc.	27.60
SPAGNA	Pts.	57.70
SVIZZERA	Fr. S.	15

N. 9 - SETTEMBRE 1969

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III/70



Supertester 680 R / R come Record !!

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%!!**



- R**ecord di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
- R**ecord di precisione e stabilità di taratura!
- R**ecord di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
- R**ecord di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
- R**ecord di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
- R**ecord 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 μ A a 10 Amp.
- AMP. C.A.:** 10 portate: da 250 μ A a 5 Amp.
- OHMS:** 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
- Rivelatore di REATTANZA:** 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
- FREQUENZA:** 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
- V. USCITA:** 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
- CAPACITÀ:** 10 portate: da - 24 a + 70 dB.
- DECIBELS:** 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μ F e da 0 a 20.000 μ F in quattro scale.

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 sfudata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali ed errori 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. Essi infatti, sia in Italia che nel mondo, sono sempre stati i più puramente imitati nella forma, nelle prestazioni, nella costruzione e perfino nel numero del modello!! Di ciò ne siamo orgogliosi poiché, come disse Horst Franke - L'imitazione è la migliore espressione dell'ammirazione! »

PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 12.500** 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 resina speciale resistente a qualsiasi strappo e lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R**: **amaranto**; a richiesta: grigio.



IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"



PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI

Transtest

MOD. 662 I.C.E.
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: I_{co} - I_{ce} - I_{ces} - I_{cer} - V_{ce sat} - V_{be} hFE (B) 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. 6.900** 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. 12.500** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.



TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 618

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. 3.900** 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. 7.900** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

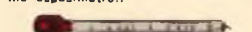


PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 10 I.C.E. (25000 V C.C.)



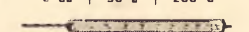
Prezzo netto: **L. 2.900**

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!!



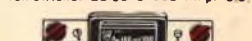
Prezzo netto: **L. 3.900**

SONDA PROVA TEMPERATURA istantanea a due scale: da - 50 a + 40 °C e da + 30 a + 200 °C



Prezzo netto: **L. 6.900**

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



Prezzo netto: **L. 2.000** cad.



Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e **STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO** schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano resistenze speciali tarate con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE!!!

- VOLTS C.C.:** 7 portate: con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V C.C.
- VOLTS C.A.:** 6 portate: con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
- AMP C.C.:** 6 portate: 50 μ A - 500 μ A - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
- AMP C.A.:** 5 portate: 250 μ A - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp C.A.
- OHMS:** 6 portate: Ω - 10 Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 - Ω x 10000 (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megohms).
- Rivelatore di REATTANZA CAPACITA':** 4 portate: da 0 a 10 Megohms da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad
- FREQUENZA:** 2 portate: 0 - 500 e 0 - 5000 Hz.
- V USCITA:** 6 portate: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
- DECIBELS:** 5 portate: da -10 dB a +62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del Supertester 680 E con accessori appositamente progettati dalla I.C.E.

I principali sono:

- Amperometro a "pena" modello "Amperclamp" per Corrente Alternata Portate: 2,5 10 25 100 250 e 500 Ampères C.A.
- Prova transistori e prova diodi modello "Transtest" 662 I.C.E.
- Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.
- Voltmetro a Transistore di altissima sensibilità.
- Sonda a puntale per prova temperatura da -30 a +200°C.
- Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A. Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.
- Puntale mod. 19 per prova di ALTA TENSIONE: 25000 V C.C.
- Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux mod. 24.

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32)
CON LA PIU' AMPIA SCALA (mm 85 x 65)
Pannello superiore interamente in CRISTAL
antiriflesso IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!

Speciale circuito elettrico Brevettato di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore e lui accoppiato di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche mille volte superiori alla portata scelta! Strumento antiriflesso con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in nuovo materiale plastico infrangibile.

Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. IL TESTER DALLE INNUMERAVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIO TECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!



I
N
S
P
E
R
A
B
I
L
E

IL PIU' PRECISO!

IL PIU' COMPLETO!

PREZZO

eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

LIRE 10.580!!

franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna omaggio del relativo adaluccio!!!

Altro Tester Mod. 60 identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate Lire 6.900 franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

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



VOLTMETRI
AMPEROMETRI
WATTMETRI
COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI
REGISTRATORI
STRUMENTI
CAMPIONE

PER STRUMENTI DA PANNELLO, PORTATILI E DA LABORATORIO RICHIEDERE IL CATALOGO I.C.E. 8 - D.

VOGLIAMO LA TV A COLORI IN ITALIA

Non per vantarci, ma solo per affermare e difendere una nostra priorità ci preme rammentare che fummo i primi assoluti a render nota la probabilità di adozione del Secam come sistema di TV a colore in Italia.

La notizia fece chiasso. Non mancò chi ci definì giornaleto scandalistico e chi, ritenendo se stesso infallibile, scrisse che eravamo degli « elementi irresponsabili ».

Ora ne scrivono tutti, e non solamente i giornali italiani. Per esempio, il giornale francese « Le Monde de l'Economie » ha voluto approfondire il problema, avendone inteso la vasta portata. Infatti, ciò che desta stupore in tutto il mondo civile è il ritardo dell'Italia nella scelta del sistema e nella produzione dei relativi apparecchi a colori.

Per dare una risposta a quel fatto incomprensibile sono venuti alla luce tanti altri fatti e fatterelli che, veramente, meritano almeno dell'attenzione. Ma questa volta siamo noi che li prendiamo dai giornali italiani e stranieri per farne un sunto. Tanto, sono tutti frutti della pianta che abbiamo seminato noi.

Vediamo, dunque, che cosa si dice e si scrive un po' dovunque. Innanzitutto il problema viene inquadrato nella gara fra il gruppo tedesco Telefunken proprietario del PAL, e la Compagnie Française de Télévision, proprietaria dei brevetti SECAM, per imporsi in Italia; questa sarebbe già una mezza spiegazione del tentennamento di Roma. Ma il Governo italiano è influenzato da altre forze la cui natura rientra nell'economia generale — ci asteniamo dal dire se siano valide o no perché, ripetiamo, in questo articolo abbiamo inteso condensare ciò che si dice nel mondo — che fanno esitare l'Italia non solamente nella scelta, ma più semplicemente nella decisione di uscire dall'« impasse ».

Il primo dei due motivi consiste nella resistenza dell'industria produttrice di altri beni di consumo durevoli, prima fra tutte l'industria automobilistica. Si teme che l'apparizione dei TV a colori induca la massa dei consumatori a limitare gli acquisti di altri beni, come automobili, frigoriferi eccetera, per far posto nel bilancio familiare al TV a colori. Bisogna supporre che le Autorità italiane siano state molto sensibili a questo motivo, poiché par di leggerlo fra le righe della prima azione ritardatrice, cioè della proposta, accettata, del 2 febbraio 1967 dell'On. Luigi Anderlini del PSI di escludere la TV a colori dal piano quinquennale di sviluppo economico 1966-1970. In quell'occasione, si ritenne troppo debole l'espressione di « spese voluttuarie » e si conìò per l'occasione quella, quasi carnevalesca, di « spese sontuose ». Si noti che tutto ciò avvenne dopo che l'Italia aveva manifestato propensione per il sistema PAL nel 1965 a Vienna e nel 1966 a Oslo.

Il secondo motivo della sopravvenuta esitazione italiana deriva dalla politica industriale che, dobbiamo riconoscerlo, in Italia non è italiana. Vi dominano i gruppi olandesi, tedeschi e americani. La potenza, soprattutto della Philips, è costantemente all'opera e tende, lo vedono anche i ciechi, ad una egemonia completa di mercato europeo ed extra europeo. Non per nulla la Philips si va rafforzando e ramificando per mezzo dell'acquisto di aziende. Non è un mistero per nessuno che la Philips ha comperato la Phonola, la Tunggram, la Pye, la Eckovision, la Siera solo per nominarne alcune, mentre pare che attraverso la Ignis controlli anche la Emerson.

Se, dunque, l'Italia adottasse il PAL, non farebbe che entrare nel grande sistema da buon satellite. Per chi ama la tranquillità, questa sarebbe la soluzione ideale: vita tranquilla, ma sotto tutela.

Se, invece, si rivolgesse al Secam, l'Italia indubbiamente affronterebbe dei rischi, e ciò occorre sottolinearlo. Ma costituirebbe una apertura per affermare

in futuro la sua personalità industriale in un settore dell'avvenire. Per alcuni anni isolerebbe il suo mercato, ma ciò le consentirebbe di rafforzare le fondamenta dell'industria elettronica nazionale. Altrimenti, dicono i giornali stranieri copiando forse ciò che scrivemmo noi per primi, la produzione tedesca invaderebbe subito il mercato italiano, e non ci sarebbe proprio quella vita tranquilla che si diceva sopra.

L'attuale apparato produttivo di televisori in Italia, osservano gli stranieri, è almeno paradossale. Mentre, in Francia, otto fabbriche hanno prodotto nel 1968 1.450.000 apparecchi in bianco e nero, in Italia per produrre 1.200.000 all'anno lavorano ben 45 fabbriche!

Il fenomeno si spiega col fatto che, tolti i pochi grandi complessi, una schiera di piccole aziende poco più che artigiane lavorano su schemi forniti dai grandi gruppi internazionali, come la Philips per esempio, i quali danno persino l'assistenza tecnica gratuita. Naturalmente codesti apparati produttivi sono tenuti a utilizzare i componenti, rappresentanti i 2/3 del costo di produzione di un apparecchio, di tali grandi gruppi. Potrà continuare un simile frazionamento con l'avvento del colore in Italia?

Si sa che tutti i fabbricanti di televisori, grandi e piccoli, sono associati all'ANIE, sostenuta dai più grandi, la quale è orientata verso il PAL. Ma fra i grandi e i piccoli, esistono anche degli industriali rimasti indipendenti, che non pensano al PAL come alla scelta più opportuna. Dice *Le Monde*: la scelta del Secam proteggerebbe tecnicamente l'Italia prima che inizi per essa la grande lotta. L'Italia, infatti sarebbe il solo paese industriale a trasmettere col sistema Secam secondo la norma G, mentre in Francia vale la norma L e, nei Paesi dell'est, la norma K. Verrebbe quindi scoraggiata la concorrenza straniera per il mercato italiano, che all'inizio presenterebbe una domanda limitata, non essendo conveniente la costruzione di apparecchi progettati in modo speciale solo per l'Italia per i quali, oltre tutto, occorrerebbe assicurare la manutenzione. Se, poi, l'Italia scegliesse il Secam, verrebbe imitata da Jugoslavia, Grecia, Tunisia e Spagna, tutti mercati per l'industria italiana.

Pare che questa opinione sia condivisa da alcuni alti funzionari romani del Comitato Interministeriale per la Programmazione Economica C.I.P.E.

E' infatti avvenuto, comunque si voglia interpretare il fatto, che nella riunione 17 giugno 1969 appunto del C.I.P.E. a Roma, fu inaspettatamente cancellato dall'ordine del giorno, e rimandato sine die, l'argomento del sistema tecnico della TV a colori. Ai giornalisti che chiesero spiegazioni, un portavoce dell'On. Preti rispose: — il ministro non ha nulla da dichiarare, per ora —.

Che la faccenda sia intricata, nessuno può negarlo, e c'è persino chi ha parlato di « giallo ».

Fra i timori per la scelta del PAL, come abbiamo visto, c'è l'aumento dell'influenza dei gruppi stranieri sull'industria elettronica italiana, ma soprattutto per due motivi: prima di tutto questi gruppi, come avviene in Germania e in Olanda, tenderanno alla « integrazione verticale » per ottenere la fabbricazione autonoma dei componenti, compresi i cinescopi, e dei televisori. Secondariamente la evoluzione tecnica sostituirà gli attuali componenti, e perché ciò sia redditizio occorre concentrare la produzione in due o tre fabbriche. Ciò spiega la pressione delle società olandesi e tedesche per agganciare il maggior numero di paesi al PAL. A questo punto, si chiede *Le Monde*, e per poco che il Giappone se ne interessi, il che sembra probabile, quale sarà in futuro la posizione dei produttori più piccoli? Si riserveranno loro i lavori di rifinitura? Ecco, dunque, tutto ciò che formicola nel bosco e nel sottobosco del ritardo italiano.

Noi che viviamo nell'ambiente, o come giornalisti o come tecnici, di tanto intanto ci sentiamo rivolgere dall'uomo della strada la domanda pronunciata con un cipiglio che sembra quasi un'accusa, come se la colpa fosse nostra: — A quando la TV a colori in Italia? — La risposta, per dire il vero, ci sarebbe e sorprenderebbe tutti. Eccola: — quando alcune fabbriche situate nell'Italia centro-meridionale avranno messo a punto la produzione di determinati tipi di cinescopi per il colore, per cui gli azionisti e i loro protetti e protettori si sentiranno sicuri del fatto loro, solo allora l'Italia farà la sua scelta. Si troverà magari anche una frase che sarà il rovescio delle « spese sontuose ». E allora tutto ciò che si è detto o supposto prima non avrà alcun valore. Conservate questo fascicolo per controllare se saremo stati buoni o cattivi profeti.

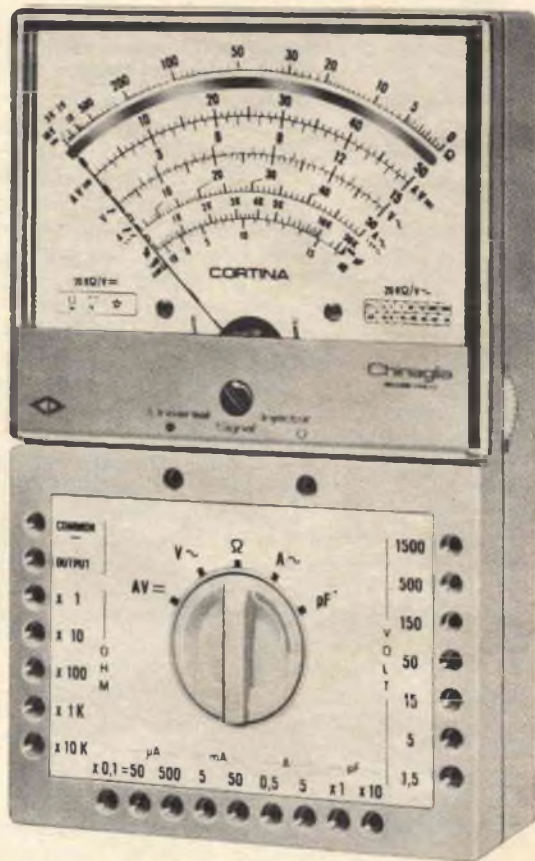
NUOVO ANALIZZATORE MOD.

CORTINA

$20\text{k}\Omega/\text{V} \approx$

CARATTERISTICHE

- 57 portate effettive
- Strumento a bobina mobile e magnete permanente CL. 1 con dispositivo di **PROTEZIONE** contro sovraccarichi per errate inserzioni
- Bassa caduta di tensione sulle portate amperometriche $50\mu\text{A}$ - $100\text{mV}/5\text{A}$ - 500mV
- Boccole di contatto di nuovo tipo con **SPINE A MOLLA**
- Ohmetro completamente alimentato da pile interne: lettura diretta da $0,05\Omega$ a $100\text{M}\Omega$
- Cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato
- Nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione
- Componenti elettrici professionali: **ROSENTHAL - SIEMENS - PHILIPS**
- **INIETTORE DI SEGNALI UNIVERSALE** transistorizzato per radio e televisione. Frequenze fondamentali 1kHz e 500kHz ; frequenze armoniche fino a 500MHz (solo sul mod. Cortina USI)
- Scatola in **ABS** di linea moderna con flangia **GRANLUCE** in metacrilato
- Astuccio in materiale plastico antiurto



Mod. CORTINA

L. 12.900

PRESTAZIONI

A =	6 portate da $50\mu\text{A}$	a 5 A
V =	8 portate da 100mV	a 1500V (30kV)*
V ~	7 portate da $1,5\text{V}$	a 1500V
VBF	7 portate da $1,5\text{V}$	a 1500V
dB	7 portate da -20dB	a $+66\text{dB}$
Ω	6 portate da $1\text{k}\Omega$	a $100\text{M}\Omega$
A ~	5 portate da $500\mu\text{A}$	a 5 A
pF	2 portate da 50000pF	a 500000pF
μF	6 portate da $10\mu\text{A}$	a 1 F
Hz	3 portate da 50Hz	a 5kHz

* Nuovo puntale **AT 30 kV** per televisione a colori; su richiesta a **L. 4300**

Mod. CORTINA USI versione con iniettore di segnali universale

L. 14.900



astuccio ed accessori compresi
franco n/s stabilimento

CHINAGLIA elettrocostruzioni s.a.s. 32100 Belluno
via Tiziano Vecellio, 32 - Tel. 25.102



S O M M A R I O

In copertina

Fase di fabbricazione di un circuito integrato
(da archivio fotografico Kodak)

Redazionale

1224 Vogliamo la TV a colori in Italia

Lettere

1229 I lettori ci scrivono

Bassa frequenza

1237 Metodo di attenuazione dei rumori di fondo negli amplificatori a transistor

Strumenti e misure di laboratorio

1241 Descrizione ed uso di un generatore di barre a colori

Elettronica industriale

1249 Il raffreddamento dei dispositivi a semiconduttore

1255 Regolatori di temperatura con termistori e transistor al silicio - 4ª parte

Elettronica medicale

1263 Dispositivo elettronico per il controllo continuo delle pressioni sistolica e diastolica - 1ª parte

L'angolo del tecnico TV

1273 Le caratteristiche meccaniche di una linea di ritardo PAL/ SECAM - 1ª parte

Nuovi prodotti

1281 Un nuovo braccio grammofonico di produzione B & O

Nuovi componenti

1285 Unità di deflessione per televisori a colori

Studi e brevetti

1291 Induttori magnetici e ultrasuoni affrontano i terremoti

Laboratorio fotografico

1301 Temporizzatore ad indicazione numerica 1ª parte

High-Kit

1305 Alimentatore UK 615

1309 Gruppo comandi stereo UK 125

Realizzazioni sperimentali

1315 Schermi piatti per TV

1320 Oscuratore graduale di luce

Note di servizio

1325 Installazione antenne TV

Le comunicazioni

1335 Storia delle comunicazioni a distanza - 11ª parte

Rubriche

1347 Radioamatori - 1ª parte

1355 Rassegna delle riviste estere

1361 Servizio Radio TV - 3ª parte

1374 La scrivania dello zio

1376 Equivalenze semiconduttori

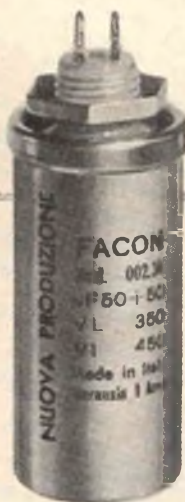
Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

per le più severe
esigenze di impiego
la nuova serie di

condensatori elettrolitici

FACON

per temperature
di funzionamento
fino a + 70°C
e a + 85°C



Una nuova
produzione con
nuovi e moderni
impianti,
caratterizzata
da lunga durata
e da alta
stabilità di
caratteristiche
elettriche



FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI

VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. MANFREDI R. - Firenze Interfonico senza fili

In figura 1 riportiamo lo schema di un apparecchio interfonico del tipo da lei desiderato il quale può funzionare alternativamente in ricezione e trasmissione, ma non in duplex. I due apparecchi naturalmente dovranno essere rigorosamente identici. Il funzionamento dell'apparecchio non è critico e la frequenza di lavoro cade della gamma delle frequenze ultrasoniche. Lo stadio oscillatore è costituito da un circuito Hartley del quale fa parte la bobina L_2 che è accordata dal condensatore variabile TC_2 . Questa bobina è composta da 90 spire di filo di rame smaltato, del diametro di 0,3 mm, avvolte su un supporto di 45 mm, con presa centrale. La bobina L_3 sarà avvolta sopra L_2 in modo che le 6 spire, di filo di rame da 0,3 mm, siano disposte ai lati della presa centrale.

La sezione ricevente utilizza i transistor T_{r1} e T_{r2} e la bobina L_1 che sarà realizzata in modo identico a L_3 , cioè con 90 spire di filo di rame da 0,3 mm, naturalmente senza presa centrale.

Il circuito è studiato in modo che chiudendo il contatto dell'interruttore S_3 si generi un segnale modulato, udibile al posto d'ascolto. Naturalmente affinché detto segnale sia udibile entrambi i posti quando sono inattivi, dovranno essere lasciati nella posizione di riposo. Quando si desidera un segnale di chiamata molto più in-

tenso si potrà eliminare S_3 , rimpiazzando il resistore R_3 con un relé che metta in azione una suoneria più potente, come indicato in figura 2.

L'ascolto viene effettuato normalmente con una cuffia da 2.000 Ω . Desiderando inserire un piccolo altoparlante occorre eliminare la R_3 , sostituendola con il primario di

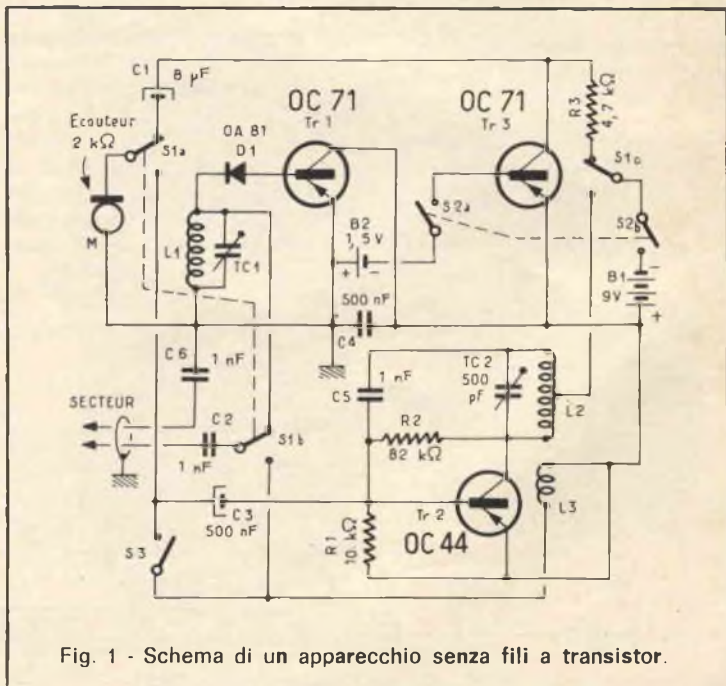


Fig. 1 - Schema di un apparecchio senza fili a transistor.

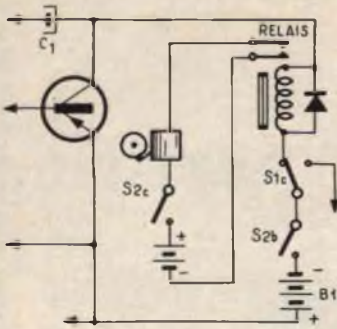


Fig. 2 - Suoneria supplementare per interferico.

un trasformatore di uscita il cui secondario sarà collegato all'altoparlante.

La portata dell'apparecchio è limitata naturalmente a qualche decina di metri.

Sig. PIVA G. - Milano
Tubo indicatore Z550M
come numeratore

Effettivamente, per velocità di conteggio inferiori ai 1000 impulsi al secondo, il tubo indicatore decadico del tipo Z550M può essere fatto funzionare come contatore per indicare il numero di conteggi registrati da un contatore a transistor.

Nel circuito che illustriamo, il tubo Z550M viene fatto funzionare esso stesso come contatore di modo che può essere evitato l'uso di una

unità decadica di conteggio. E' necessario un solo transistor per decadi per assicurare che gli impulsi applicati abbiano l'ampiezza e la forma richieste. Il primo impulso infatti sposta la scarica luminosa dalla posizione 0 alla posizione 1, l'impulso

seguinte la sposta alla posizione 2 e così via. Il decimo impulso riporta la scarica sulla posizione 0; si produce allora un impulso in uscita che trasferisce la scarica stessa al seguente tubo Z550M per indicare la posizione 1, della decade seguente. Per ragio-

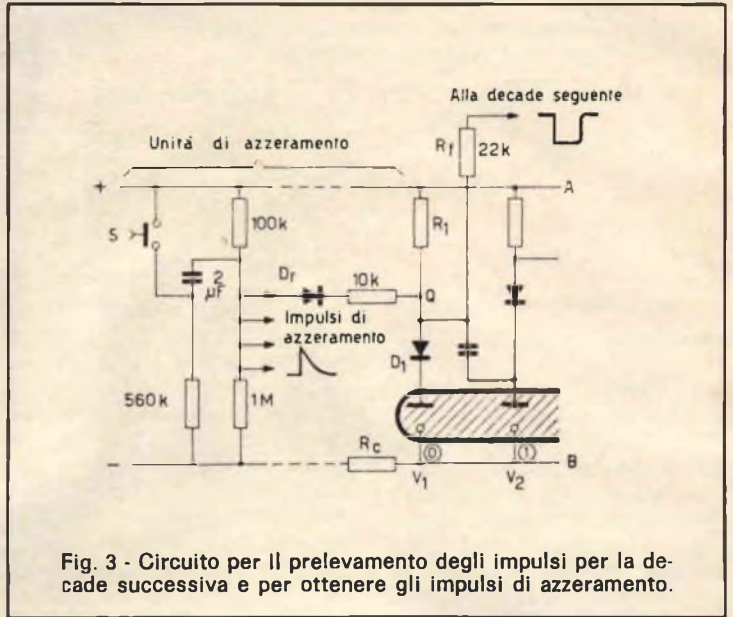


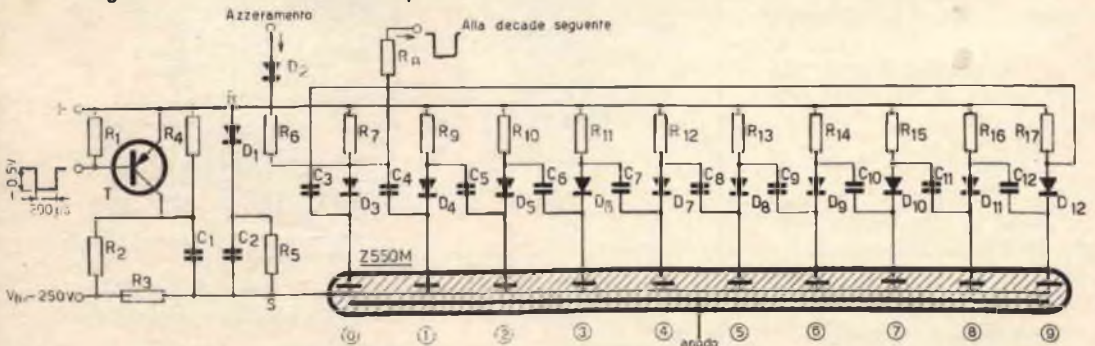
Fig. 3 - Circuito per il prelievamento degli impulsi per la decade successiva e per ottenere gli impulsi di azzeramento.

ni di spazio evidentemente non ci è possibile spiegare come avvenga il trasferimento della scarica luminosa, tanto più che Lei ha richiesto il solo schema, comunque in figura 3 riportiamo il circuito che indica come venga prelevato l'impulso per il fun-

zionamento della decade successiva e come si ottengano gli impulsi di azzeramento per un certo numero di decadi.

In figura 4 è mostrato invece lo schema elettrico di un circuito completo di un

Fig. 4 - Schema elettrico completo di contatore a decade con tubo indicatore Z550M.



contatore a decade. I valori dei vari componenti sono i seguenti: $R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$; $R_2 = 150 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$; $R_3 = 39 \text{ k}\Omega \text{ } 1 \text{ W}$; $R_4 = 27 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$; $R_5 = 470 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$; $R_6 = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$; $R_7 = 22 \text{ k}\Omega \text{ } 1/10 \text{ W}$; $R_8 = 22 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$; da R_9 a $R_{17} = 22 \text{ k}\Omega \text{ } 1/10 \text{ W}$. $C_1 = 22 \text{ nF}$ poliestere; $C_2 = 56 \text{ nF}$, poliestre; da C_3 a $C_{12} = 10 \text{ nF}$, ceramico. $D_1 = \text{OA95}$ diodo al germanio; $D_2 = \text{OA95}$ diodo al germanio; da D_3 a $D_{12} = \text{OA95}$ diodi al germanio.

Inviando l'importo di Lire 2.500 potremo spedirle foto copia della descrizione, completa del funzionamento, di questo contatore.

Sig. O.T. - Trieste Banco per radioriparazioni

Dovendo installare un laboratorio, che secondo i progetti che ci ha esposto, è di un certo impegno, è senz'altro necessario attrezzarlo anche dal punto di vista meccanico.

Per quanto concerne gli strumenti da Lei citati siamo d'accordo: le consigliamo soltanto di rinviare momentaneamente l'acquisto per vettoroscopia per la TV a colori. Circa gli utensili destinati al reparto radio TV, approviamo senz'altro la sua scelta per le trousse Keystone e Bernstein: altri attrezzi singoli comunque potrà trovarli nel « Catalogo Componenti » della G.B.C. da pagina 1043 a pagina 1077.

Il banco per l'officina meccanica naturalmente dovrà essere molto robusto: noi le consigliamo il modello illustrato in figura 5 (della ditta Hazel) che è costruito in lamiera robusta e verniciata, con piedi regolabili, due ampi vani a ripiani con chiusura a saracinesca e serratura a chiave e con piano di tavole robuste. Le dimensioni sono: 2000 x 880 x 860 mm. Esso do-

vrà essere accompagnato da un armadio porta utensili, anch'esso in lamiera, e con chiusura, il quale dovrebbe essere completo dei seguenti 64 utensili:

- 1 Lima fresatrice piatta taglio $1/2 D$ da 12", con manico
- 1 Lima piatta taglio B da 10", con manico
- 1 Lima mezzotonda B da 10" con manico
- 1 Lima tonda taglio B da 8", con manico
- 1 Lima triangolare taglio B, da 8" con manico
- 2 Cacciaviti da mm 100 e 200
- 4 Cacciaviti da mm 125 x 4, 175 x 4, 100 x 6, 150 x 6
- 1 Pinza universale con manici isolati da mm 190
- 1 Pinza regolabile per tubi e dadi da mm 230
- 1 Cesoa per lamiera da mm 260
- 1 Pinza a morsetto da mm 190
- 1 Chiave per tubi da mm 225
- 1 Portautensili univers. gr 1

- 1 Estratt. di prigionieri gr 1
- 2 Chiavi a rullino da mm 200 e 310
- 1 Compasso a punta da mm 200
- 8 Chiavi per viti con esagono incassato da mm 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10
- 7 Scalpelli e punteruoli
- 1 Mazzuola per aggiustatori, \varnothing testa mm 35
- 2 Martelli mod. tedesco da gr 300 e gr 800
- 1 Martello a palla da gr 300
- 1 Morsetto da mm 120
- 1 Archetto per seghette completo di lama
- 1 Tenagiolo a becchi piatti da mm 200
- 1 Tenagiolo a becchi mezzotondi da mm 200
- 1 Tronchese da mm 180
- 1 Forbice con manici isolati
- 12 Chiavi fisse da mm 6 x 7, 8x9, 10x11, 12x13, 14x15, 16x17, 18x19, 20x22, 21x23, 24x26, 25x28, 27x32
- 1 Tenagiolo a becchi piatti da mm 160
- 1 Riga di acciaio millimetrica da mm 500



Fig. 5 - Banco d'officina realizzato dall'Hazel per radioriparatori.

- 1 Scalpello per legno da mm 15
- 1 Raschietto per rettificare da mm 350
- 1 Oliatore a canna svitabile da gr 300
- 1 Spazzola per lime da mm 120 x 40

La spesa complessiva per l'installazione della parte meccanica, dovrebbe aggirarsi sul mezzo milione di lire (tenendo conto degli sconti d'uso).

Fig. LOI G. - Cagliari
Interruttore comandato dal suono

La figura 6 si riferisce allo schema di un interessante interruttore automatico co-

mandato dal suono, costituito da un amplificatore a cui viene fatto seguire un raddrizzatore che pilota un trigger di Schmitt.

Il trigger comanda un transistor di potenza la cui funzione è per l'appunto quella di interruttore.

Inserendo all'ingresso un altoparlante, avente l'impedenza di 45 Ω, si realizza un interruttore automatico che potrà essere comandato dal suono che giunge all'altoparlante.

I transistor impiegati sono i seguenti: $T_{s1} = T_{s2} = AC 107$; $T_{s3} = T_{s4} = OC45$; $T_{s5} = ASZ15$; $D_1 = OA47$; $D_2 = OAAO$; $D_3 = BY100$.

Condensatori: $C_1 = 2 \mu F$ 10 V; $C_2 = 2 \mu F$ 10 V; $C_3 = 16 \mu F$ 6 V; $C_4 = 20 \mu F$ 6 V; $C_5 = 20 \mu F$ 6 V; $C_6 = 5 \mu F$ 10 V.

Resistori: $R_1 = 10 k\Omega$ potenziometro a grafite; $R_2 = 22 k\Omega$ 1/4 W; $R_3 = 1,8 k\Omega$ 1/4 W; $R_4 = 4,7 k\Omega$ 1/4 W; $R_5 = 680 \Omega$ 1/4 W; $R_6 = 12 k\Omega$ 1/4 W; $R_7 = 1,5 k\Omega$ 1/4 W; $R_8 = 1,5 k\Omega$ 1/4 W; $R_9 = 220 \Omega$ 1/4 W; $R_{10} = 6,8 k\Omega$ 1/4 W; $R_{11} = 5 k\Omega$ potenziometro a grafite; $R_{12} = 2,7 k\Omega$ 1/4 W; $R_{13} = 2,2 k\Omega$ 1/4 W; $R_{14} = 33 \Omega$ 1/4 W; $R_{15} = 220 \Omega$ 1/4 W; $R_{16} = 2,2 k\Omega$ 1/4 W.

Alimentazione a 6 V.

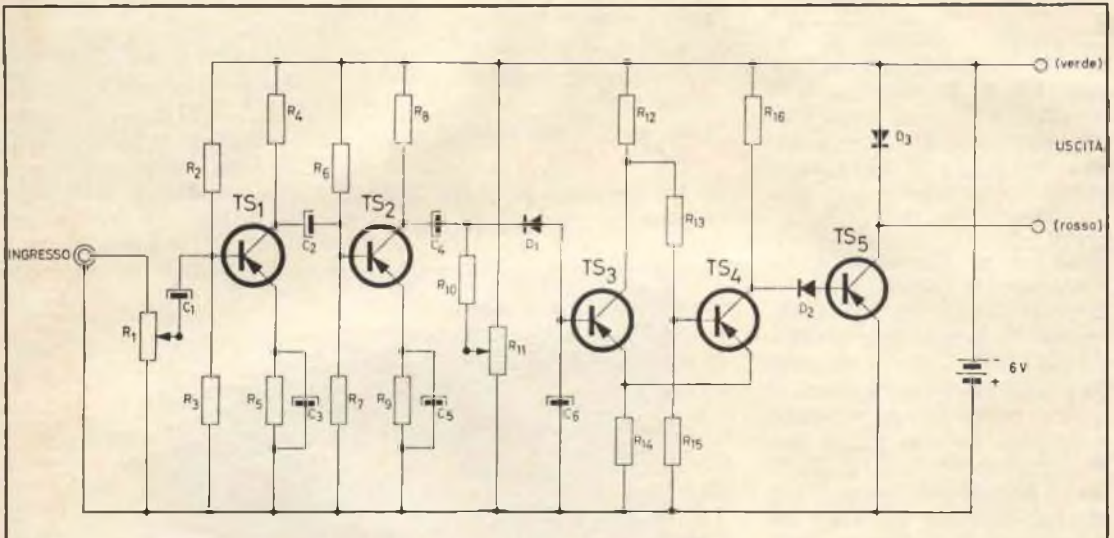


Fig. 6 - Interruttore automatico comandato dal suono.



MESTRE

30173
VIA CA' ROSSA 21/B
TEL. 957541

Sig. GIORDANO G. - Genova
Formule per il calcolo
delle bobine a solenoide
e a nido d'api

Per calcolare l'induttanza di una bobina cilindrica a spire affiancate ad uno o più strati, generalmente si fa uso di una formula empirica, che è stata suggerita da Brook-Turner, e che si esprime nel seguente modo:

$$L = \frac{4 \pi^2 a^2 n^2}{1000 (b + c + R)} K_1 K_2$$

dove:

$$K_1 = \frac{10b + 12c + 2R}{10b + 10c + 1,4R}$$

e:

$$K_2 = 0,5_{10 \times 10} \left(100 + \frac{14R}{2b + 3c} \right)$$

nelle quali, riferendoci alla figura 8A:

L = induttanza in μF ;

a = raggio medio dell'avvolgimento in cm;

b = lunghezza dell'avvolgimento in cm;

c = spessore dell'avvolgimento in cm;

n = numero delle spire complessive;

R = raggio massimo della bobina in cm.

Comunque le auguriamo di

trovare uno fra i suoi amici che sia in possesso di un misuratore di induttanza: i tempi sono molto cambiati rispetto al 1925 e a differenza di quell'epoca, in cui il calcolo delle bobine era indispensabile, ed anche attraente, oggi giorno quel che conta è di fare presto e quindi lo strumento di cui sopra è particolarmente indicato... allo scopo!

Per il calcolo dell'induttanza di una bobina a nido d'ape, ed anche di tipo similare, in genere si ricorre alla formula di Grover che è espressa nel seguente modo:

$L = r_m n^2 K \cdot 10^{-3}$ (in μH)
 nella quale (vedere figura 8B):

r_m = raggio medio dell'avvolgimento.

$K = f(p, q)$ è un coefficiente di correzione funzione delle dimensioni geometriche dell'avvolgimento con:

$$p = \frac{l}{2 r_m} \quad \text{e} \quad q = \frac{b}{l}$$

I valori di K in funzione di p e di q sono riportati (vedere figura 8B), nella seguente tabella:

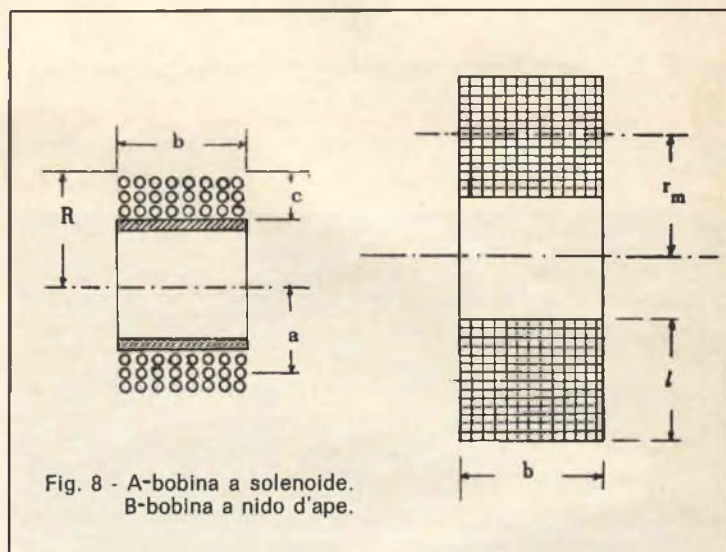


Fig. 8 - A-bobina a solenoide.
 B-bobina a nido d'ape.

p	q					
	0,1	0,2	0,4	0,6	0,8	1
0,025	57,50	55,17	53,24	51,57	50,09	48,77
0,050	48,79	46,47	44,54	42,87	41,40	40,08
0,10	40,11	37,79	35,86	34,20	32,74	31,44
0,20	31,50	29,19	27,28	25,64	24,22	22,95
0,40	23,15	20,86	19,01	17,45	16,13	14,99
0,60	18,61	16,35	14,58	13,13	11,93	10,92
0,80	15,76	13,53	11,84	10,51	9,42	8,53
1,00	13,94	11,74	10,14	8,90	7,91	7,11

Sig. SILVESTRI P. - Bologna
Carica batteria a corrente costante

Lo schema di figura 9, relativo ad una carica batterie a corrente costante con uscita regolabile fra 6 e 14 V, è

particolarmente adatto per la carica della batteria a ferro-nickel in suo possesso. La corrente di carica è regolabile, agendo sul potenziometro R_4 , fra circa 50 mA e 200 mA. Per la regolazione della tensione si dovrà agire

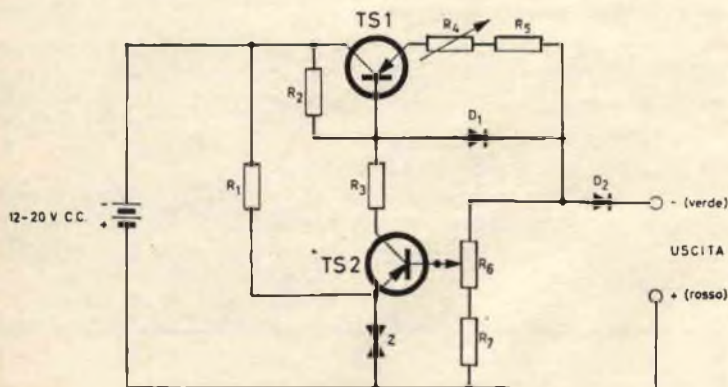


Fig. 9 - Schema elettrico del carica batterie ferro-nickel a corrente costante.

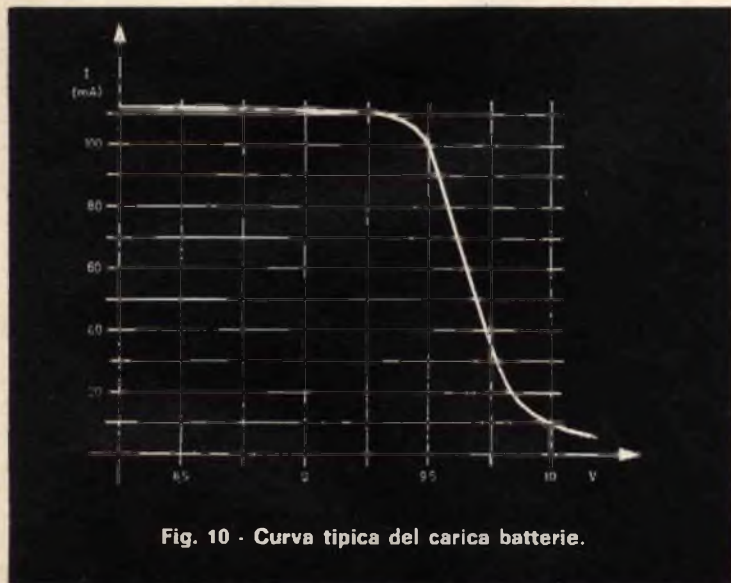


Fig. 10 - Curva tipica del carica batterie.

invece sul potenziometro R_6 . In figura 10 è riportata una curva tipica di carica su una batteria a ferro-nickel.

Transistor e diodi: $Ts_1 =$ ASZ18; $Ts_2 =$ OC77; $D_1 =$ OA

202; $D_2 =$ BY 202. $R_1 = 3,3$ k Ω 1/4 W; $R_2 = 4,7$ k Ω 1/4 W; $R_3 = 2,2$ k Ω 1/4 W; $R_4 = 7,5$ Ω filo; $R_5 = 1,5$ Ω filo; $R_6 = 1,5$ k Ω filo; $R_7 = 1$ k Ω 1/4 W.

SELEZIONE
RADIO - TV *tecnica*

EDITORE:

I.C.E.

DIRETTORE RESPONSABILE:

ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione,

Ufficio Pubblicità:

V.le Matteotti, 66

20092 - Cinisello Balsamo - Milano

Tel. n. 9281801

Amministrazione:

Via Vincenzo Monti, 15

20123 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV

N. 9 - Settembre 1969

Rivista mensile

edita per la divulgazione

dell'elettronica,

della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.

Trib. di Milano n. 4261

dell'1-3-1957

Sped. in abb. postale gr. III/70

Stampa: S.Ti.E.M.

20097 - S. Donato Milanese

Concessionario esclusivo per la
 diffusione in Italia e all'Estero:

SODIP - Via Zuretti, 25

Tel. 6884251 - 20125 - Milano

Prezzo della Rivista L. 400

numero arretrato L. 800

Abbonamento annuo L. 3.950

per l'Estero L. 6.000

I versamenti vanno indirizzati a:

Selezione di Tecnica Radio-TV

Via Vincenzo Monti, 15

20123 - Milano.

C/C Postale 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo indicare
 oltre naturalmente al nuovo
 anche l'indirizzo precedente
 ed allegare alla comunicazione
 l'importo di L. 300,
 anche in francobolli.

tubi professionali

PHILIPS ELCOMA

produce l'intera gamma dei tubi professionali



Magnetron per riscaldamento a microonde

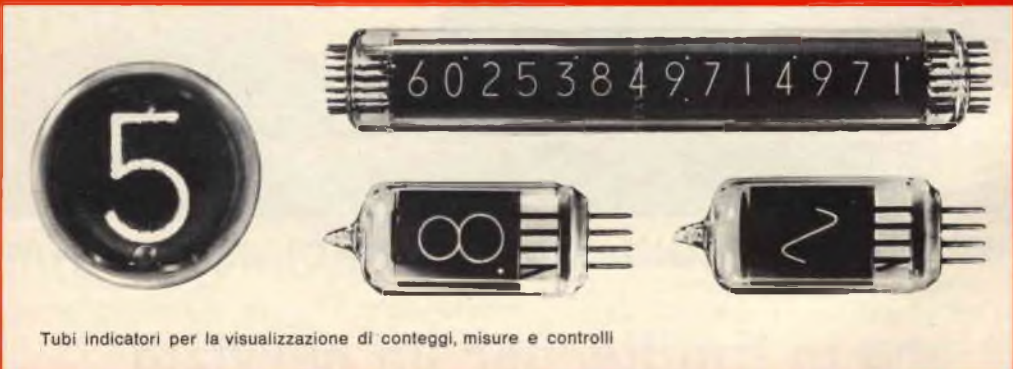


Tubi a raggi catodici per strumenti di misura

- microonde
- trasmettenti
- a raggi catodici
- nucleari
- special-quality
- industriali
- indicatori e contatori



Triodi ceramica-metallo da 3,5 a 240 kw per uso industriale



Tubi indicatori per la visualizzazione di conteggi, misure e controlli

**SEZ. ELCOMA
PHILIPS**

Le documentazioni tecniche riguardanti questi tubi professionali debbono essere richieste a:

PHILIPS s.p.a. - Sez. ELCOMA
Rep. Tubi Professionali
Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - Telef. 6994

**REGGIO
EMILIA**

V.le Monte S. Michele, 5/EF

FERRARA

Via XXV Aprile, 99



BOLOGNA

Via G. Brugnoli, 1/A

RAVENNA

V.le Baracca, 56

MODENA

V.le Monte Kosica, 204

FORLÌ

Via Salinatore, 47



RIMINI

Via Dario Campana, 8/AB

RADIOTECNICI! RADIOAMATORI! RADIORIPARATORI!

**ora in Emilia, per un servizio
più efficiente la rete G.B.C.
si è intensificata**

G.B.C. QUALITA' ● G.B.C. GARANZIA ● G.B.C. GIUSTO PREZZO

metodo di attenuazione del rumore di fondo negli amplificatori a transistor

**BASSA
FREQUENZA**

Sovente, nella progettazione o nella realizzazione di amplificatori a transistor di Bassa Frequenza, ci si imbatte in problemi di una certa entità, riguardanti soprattutto il rumore di fondo che si riscontra quando l'apparecchiatura viene alimentata attraverso la rete a corrente alternata. Esistono dei casi nei quali la ricerca della causa di questo intollerabile rumore di fondo risulta piuttosto problematica e misteriosa. Proprio per questo motivo, riteniamo interessante pubblicare la nota che segue, che descrive un caso tipico che avrebbe potuto mettere in serie difficoltà chiunque. Gli argomenti che vengono qui considerati possono essere di valido aiuto anche in altri casi analoghi.

In linea di massima, gli amplificatori di Bassa Frequenza funzionanti a transistor vengono alimentati mediante batterie di pile o di accumulatori, a meno che la potenza di uscita non sia notevole. Ove tale potenza superi il watt, è quasi sempre opportuno alimentare l'apparecchiatura mediante un rettificatore della corrente alternata di rete, in quanto il consumo delle batterie risulterebbe elevato, a scapito dell'autonomia.

Il caso al quale ci riferiamo è quello di un amplificatore tipico provvisto di stadio finale in controfase del tipo « single-ended », impiegante un circuito abbastanza semplice e noto, come si può osservare alla **figura 1**.

Alimentando questo tipo di amplificatore mediante batterie di accumulatori (con una tensione di alimentazione di 24 V), il funzionamento è del tutto soddisfacente e privo di inconvenienti: tuttavia, se

il medesimo amplificatore viene alimentato mediante un dispositivo di rettificazione della corrente alternata di rete, tramite un trasformatore che riduca la tensione disponibile al valore approssimativo di 24 V, seguito da una opportuna cellula di filtraggio, il funzionamento viene compromesso dalla presenza di un fastidioso rumore di fondo, del quale occorre individuare e cercare la causa.

Secondo l'esperienza dell'autore la misura compiuta col voltmetro a valvola tra il punto in comune dei due emettitori degli stadi finali TR3 e TR4 e la massa denunciava la presenza di solo 2 mV di ondulazione residua. Un valore così ridotto del rumore di fondo che era possibile riscontrare in assenza di segnale all'ingresso dell'amplificatore sembrava non dovesse provocare la riproduzione di un ronzio apprezzabile da parte dell'altoparlante. Ciò nonostante, ogni qualvolta l'amplificatore ve-

niva fatto funzionare in tali condizioni, si otteneva la riproduzione da parte dell'altoparlante di un ronzio di intensità apprezzabile e fastidiosa, anche cortocircuitando i terminali di ingresso, tra C1 e la massa. Una delle prime misure che vennero eseguite per la ricerca di questo rumore di fondo fu la valutazione dell'ondulazione residua lungo la linea di alimentazione, ossia tra la linea a + 24 V e la massa: tale misura, compiuta con un voltmetro ad elevata resistenza interna, ed in serie ad una capacità di valore opportuno, denunciò la presenza di una componente alternata sovrapposta alla tensione continua di alimentazione avente una ampiezza approssimativa di 200 mV da picco a picco, durante il solo passaggio nel circuito della corrente di alimentazione di riposo, ossia in assenza di segnale.

Dopo vane ricerche della causa del rumore di fondo nelle parti intermedie dell'amplificatore, fu infine possibile constatare che la causa del disturbo, di così difficile individuazione, era invece assai semplice ed evidente. Considerando che l'ondulazione residua della tensione di alimentazione ammontava a 200 mV, e che solo pochi millivolt di tale componente alternata erano presenti all'uscita dell'amplificatore, ossia tra la massa e i due emettitori degli stadi finali, apparve im-

provvisamente chiaro che la maggior parte di quella tensione di 200 mV era presente proprio ai capi della bobina mobile dell'altoparlante.

Studiando attentamente il circuito ed i vari fenomeni ad esso connessi, fu possibile accertare che il percorso della corrente del rumore di fondo si svolgeva attraverso il transistor finale inferiore, e precisamente attraverso TR4. Questo transistor non presenta in pratica alcuna impedenza apprezzabile: si tratta di uno stadio ad accoppiamento di emettitore, nel quale è presente una tensione di reazione negativa che riduce ulteriormente l'impedenza di uscita. Agli effetti pratici — di conseguenza — l'unico valore di impedenza significativo nel circuito attraverso il quale si sviluppava il rumore di fondo era costituito dalla bobina mobile.

In quel caso particolare, attraverso la bobina mobile scorrevano circa 12 mA di componente alternata alla frequenza di 100 Hz, con un'intensità cioè più che sufficiente per determinare un ronzio udibile.

La felice soluzione del problema fu dovuta alla lettura occasionale di un articolo apparso su una rivista di tecnica elettronica di molti anni addietro, nel quale veniva descritto un caso analogo, riferito però ad un amplificatore a valvole termo-

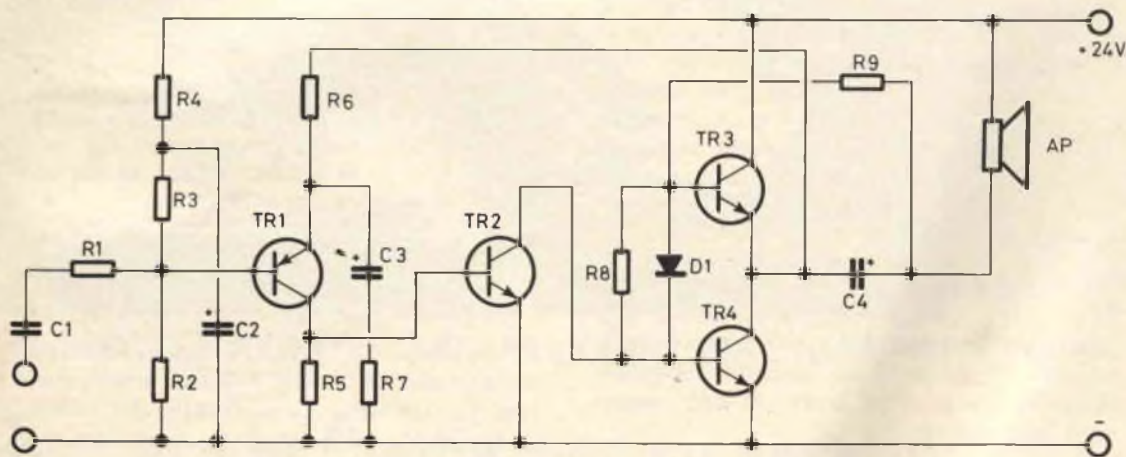


Fig. 1 - Circuito elettrico dell'amplificatore a transistor nel quale veniva riscontrato un rumore di fondo di ampiezza non tollerabile. La componente alternata della tensione di alimentazione trovava un facile percorso attraverso il transistor finale inferiore (TR4), sviluppandosi quasi completamente ai capi della bobina mobile dell'altoparlante.

ioniche funzionante con due pentodi finali e con trasformatore di uscita. Per combinazione, il caso descritto citava il medesimo fenomeno di produzione del rumore di fondo, che veniva riscontrato nell'amplificatore a transistor. In altre parole, la riduzione dell'impedenza di uscita dovuta alla reazione negativa determinava un percorso piuttosto facile per l'ondulazione residua presente nella tensione di alimentazione.

A questo punto, risultò chiaro il motivo per il quale gli amplificatori a transistor alimentati attraverso la corrente alternata sono di solito caratterizzati dal fatto che l'altoparlante è collegato tra il terminale di uscita e la massa, anziché tra il terminale di uscita e la linea di alimentazione superiore (in questo caso positiva). D'altro canto, collegando l'altoparlante proprio tra il terminale di uscita e la linea di alimentazione superiore si ottiene un maggiore rendimento ed una potenza di uscita maggiore che non negli amplificatori in cui l'altoparlante fa capo a massa, nel qual caso vengono usati altri componenti per bilanciare l'estremità superiore del carico.

Sebbene fosse assai facile spostare il secondo terminale dell'altoparlante sulla linea di massa anziché sulla linea di alimentazione positiva, questo provvedimento sembrava un inutile sacrificio delle prestazioni dell'amplificatore, rispetto alla eventuale aggiunta di un sistema che diminuisse l'ondulazione residua della tensione di alimentazione.

Sfortunatamente, le impedenze di livellamento adatto a forti intensità di corrente sono piuttosto costose, e sono disponibili in commercio in una gamma di valori che non sempre si addice alle esigenze specifiche. Inoltre, l'impiego di una resistenza di livellamento avrebbe provocato una caduta di tensione eccessiva, soprattutto quando l'amplificatore funziona con intensità di corrente rilevante, e quindi con un consumo notevole.

È quindi assai probabile che i lettori trovino interessante la soluzione semplice ed economica illustrata alla **figura 2**. In origine, il dispositivo di alimentazione era costituito semplicemente dal trasformatore, dal rettificatore a ponte, e dalla capacità di livellamento C1. La modifica

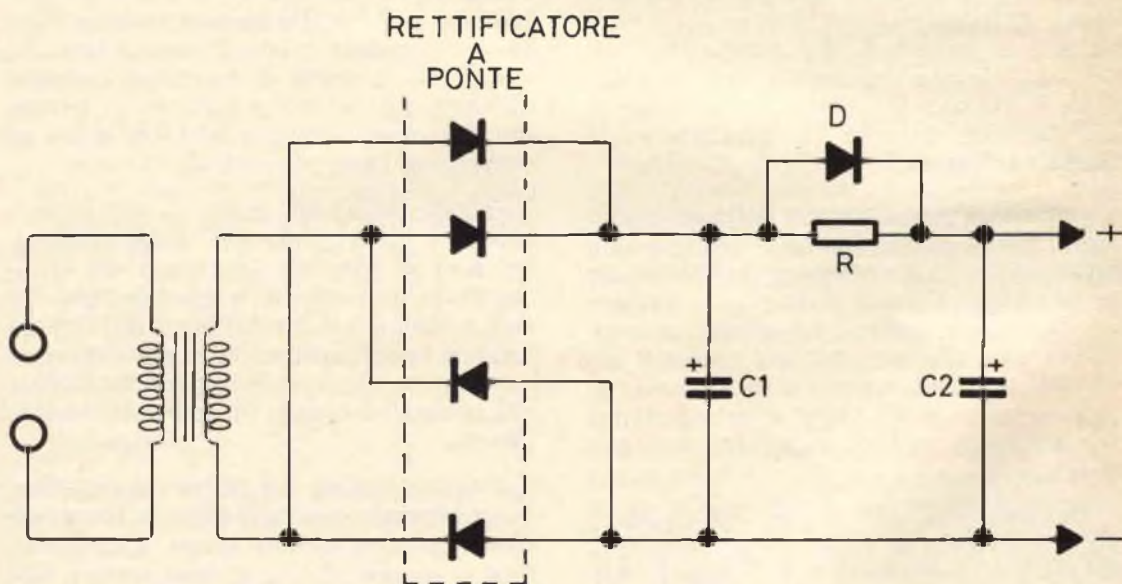


Fig. 2 - Per eliminare l'inconveniente, al dispositivo di alimentazione, costituito in origine dal solo trasformatore di alimentazione, dal rettificatore a ponte e dalla capacità C1, è stata aggiunta una cellula supplementare di filtraggio, costituita dal diodo D, dalla resistenza R, e dalla capacità C2.

consiste semplicemente nell'aggiungere la resistenza R, il diodo D e la capacità C2. Il valore di R e quella di C2 vengono scelti in modo tale da determinare l'attenuazione ulteriore di circa 20 dB nei confronti del rumore di fondo, quando l'amplificatore funziona senza segnale di ingresso, ossia con la sola corrente di riposo.

In assenza di segnale, la caduta di tensione che si verifica ai capi di R non è sufficiente a polarizzare il diodo D portandolo allo stato di conduzione, per cui il diodo non esercita alcuna influenza. Tuttavia, non appena l'amplificatore viene eccitato, il diodo D passa allo stato di conduzione, e quindi la caduta di tensione dovuta alla cellula di livellamento supplementare viene limitata alla caduta di tensione in senso diretto, che ammonta approssimativamente ad 800 mV se il diodo è del tipo al silicio.

La corrente di ondulazione residua che passa attraverso l'altoparlante viene in tal caso ad aumentare, naturalmente, sebbene in pratica il rumore di fondo venga mascherato dal segnale.

Il metodo non è molto diverso da quello che caratterizza i ben noti circuiti di livellamento a « filtro oscillante », di normale applicazione negli amplificatori a valvola in classe B che funzionano con potenza elevata. In questo caso particolare, il metodo potrebbe essere definito col termine analogo di **livellamento a diodo oscillante**.

In fase di progettazione della cellula di livellamento supplementare, occorre considerare che la tensione in corrispondenza della quale un diodo al silicio comincia a condurre può essere considerata pari approssimativamente a 500 mV (600 mV nei circuiti di alimentazione a forte corrente, in quanto — in tal caso — la resistenza incrementale risulta relativamente elevata).

Dal momento che ai capi del diodo risulta presente la tensione di ondulazione residua, unitamente alla caduta di tensione a corrente continua che si presenta ai capi della resistenza R, occorre considerare la somma di queste due tensioni. In pratica, se la capacità C1 è di valore abbastanza elevato per determinare una

regolazione apprezzabile, rimane un margine sufficiente per attribuire alla resistenza R un valore abbastanza elevato, tale cioè da essere di una certa utilità pratica. In alcuni casi, si potrebbe riscontrare anche l'opportunità di usare due diodi in serie al posto di D, per aumentare la tensione di lavoro.

A questo punto, è opportuno un breve commento anche nei confronti della polarizzazione dello stadio finale dell'amplificatore illustrato alla figura 1. Il suddetto stadio finale è costituito da transistor al germanio, con la presenza di un diodo (D1) nel circuito di polarizzazione, ossia tra le due basi. Con temperature ridotte — tuttavia — la tensione di polarizzazione si sviluppa non ad opera del diodo, bensì ad opera della corrente che passa attraverso la resistenza R8, ad esso in parallelo.

Ciò premesso, se si verifica un aumento della temperatura ambiente, la tensione di polarizzazione diretta del diodo diminuisce, ed il diodo assume quindi il ruolo di elemento predominante agli effetti del circuito di polarizzazione.

Questo metodo di collegamento di un diodo tra le due basi compensa le eventuali variazioni della temperatura ambiente, ma non è in grado di compensare lo eventuale aumento di temperatura internamente agli stessi transistor di uscita. Per rimediare a ciò, occorre impiegare un sistema di reazione termica.

Questa reazione termica può essere ottenuta impiegando due diodi collegati tra loro in parallelo, ciascuno dei quali risulti in contatto termico con uno dei due transistor finali (TR3 o TR4). In tal caso, la polarizzazione viene stabilita, vale a dire controllata, da quel transistor finale nel quale si sviluppa la maggiore temperatura.

Il caso descritto deriva da una esperienza particolare di laboratorio, e riteniamo che gli elementi forniti siano tali da risultare di valido aiuto per quei tecnici che dovessero riscontrare la presenza di rumore di fondo dovuto a cause inesplicabili, semplificando in tal modo il problema dell'eliminazione del disturbo.

di L. Biancoli

In questo articolo viene chiarito come creare il segnale di barre a colori necessario per il collaudo dei ricevitori TVC.

Vengono fornite inoltre alcune importanti considerazioni pratiche, e viene descritto il generatore di barre Mod. GB 668.

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

descrizione ed uso di un generatore di barre a colori

Il segnale di luminanza ed il segnale di cromaticanza

Vi sono due possibilità per creare il segnale di barre a colori necessario per il collaudo dei ricevitori TVC:

- 1) Mediante i tre colori primari ed i loro complementari, disponendoli in modo che il diagramma del corrispondente segnale di luminanza risulti a forma di gradini.
- 2) Aggiungendo a questi i livelli corrispondenti al bianco ed al nero e distribuendo le otto tensioni entro l'intero periodo di riga, con che si ottiene sullo schermo una serie di otto barre verticali.

Sappiamo che dalla combinazione dei tre colori fondamentali di lunghezza d'onda definita (rosso = 700 m μ ; verde = 546 m μ ; blu = 436 m μ) si possono ottenere tutti i colori percepibili dall'occhio umano. Si ricorre dunque all'impiego di tre colori primari e dei loro complementari per generare il segnale a barre destinato al collaudo TVC.

Ciascun colore primario è rappresentato con un vettore eguale e di fase opposta a quella del complementare corrispondente. Infatti, la loro somma deve dare una tensione nulla, in quanto la luminanza risultante vale 1 e i due colori mescolati formano il bianco.

Aggiungendo il bianco e il nero ai sei colori (rosso - verde - blu - giallo - ciano - magenta), si ottengono 8 barre la cui disposizione può essere scelta in modo tale che il contenuto di luminanza risulti costituito da un segnale a gradini. Se la tensione corrispondente viene inserita come modulazione entro l'intervallo di riga, la corrispondente immagine sullo schermo risulta costituita da 8 barre verticali. Il segnale video completo corrispondente alla tensione delle singole barre di colore con il livello di luminanza crescente a gradini è illustrato in Fig. 1. Sappiamo che il contenuto di luminanza di qualsiasi punto cromatico dei tre primari si esprime come: $Y = 0,30 V_R + 0,59 V_G + 0,11 V_B$.

La barra del bianco ha per definizione luminanza relativa pari a 1. Il colore com-

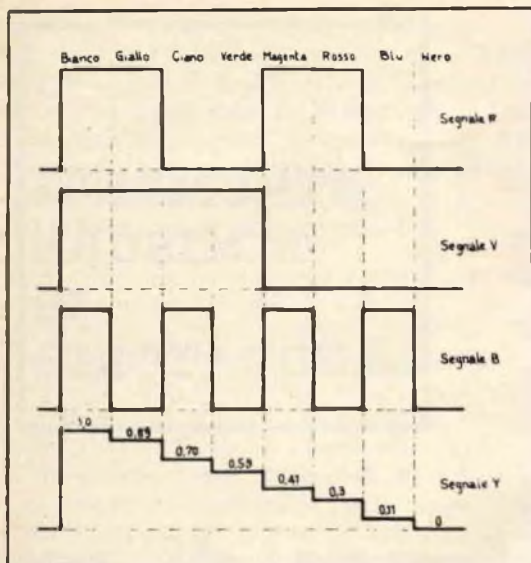


Fig. 1 - Forme dei segnali fondamentali « R », « G », « B » e segnali di luminanza risultante.

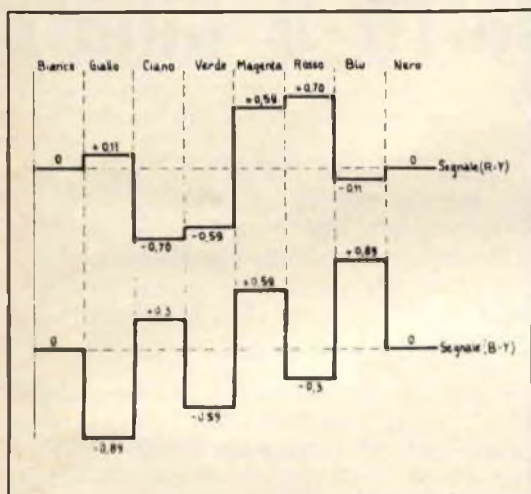


Fig. 2 - Segnali differenza R-Y e B-Y.

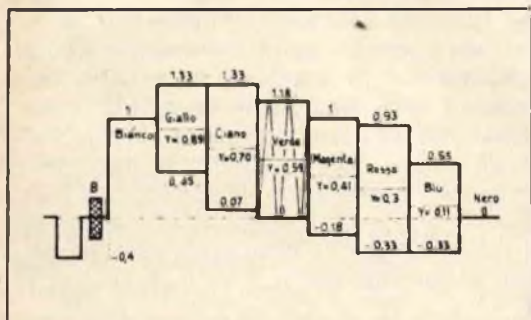


Fig. 3 - Segnale completo secondo le norme Pal (saturazione 100%).

plementare giallo, risultante dalla somma del rosso e del verde, ha una luminanza che vale $Y = 0,30 V_R + 0,59 V_G = 0,89$. E così per il ciano si trova $Y = 0,50 V_G + 0,11 V_B = 0,71$. Per il verde $Y = 0,59$, mentre per il porpora, formato dal rosso e dal blu, si ha $Y = 0,30 V_R + 0,11 V_B = 0,41$. Il rosso e il blu hanno luminanza relativa pari rispettivamente a 0,30 e 0,11.

L'ampiezza del vettore di crominanza C, corrispondente a ciascuno dei colori delle barre, si trova mediante la composizione vettoriale. L'ampiezza C è espressa da: $C = (B - Y)^2 + (R - Y)^2$.

In altri termini, nel sistema TVC basato sullo standard PAL (Phase Alternation Line), in cui i segnali cromatici sono rispettivamente « R » (red = rosso), « G » (green = verde), « B » (blue = blu), il segnale Y è la somma del 30% del rosso, del 59% del verde e dell'11% del blu. Il segnale Y, detto segnale di luminanza, è quindi una combinazione lineare dei segnali R, G, B ed il suo spettro si estende su tutto il canale televisivo. Tuttavia, data la discontinuità della distribuzione di frequenza di un segnale video, non si ha saturazione del canale ed è possibile inserirvi le informazioni che, nello standard PAL hanno una larghezza di banda di 1,3 MHz.

I segnali cromatici R-Y e B-Y vengono inseriti nelle aree prive di informazione del segnale di luminanza dello spettro delle frequenze video. E per limitare le interferenze che il segnale colore può generare in un ricevitore per bianco-nero, viene scelta una frequenza portante colore che è un multiplo dispari di un quarto della frequenza di riga, più 25 Hz. Ne risulta un valore della frequenza portante colore di 4,43 MHz (4.43361875 MHz).

Il prodotto dei segnali R-Y e B-Y per la modulazione della portante colore si chiama segnale di crominanza. Nel sistema PAL l'onda portante è modulata in ampiezza dal segnale di luminanza, mentre la sottoportante è modulata da due vettori sfasati di 90° e modulati anch'essi in ampiezza. E' come se si impiegassero due sottoportanti della stessa frequenza, ma sfasate fra loro di 90°, di cui una modulata da R-Y e l'altra da B-Y. !! vet-

tore R-Y si trova così ad essere invertito ad ogni linea successiva di 180°.

La somma dei due segnali ottenuti (B-Y ed R-Y) costituisce il segnale di crominanza C. Tralasciando altri particolari riguardanti l'effettiva formazione del segnale di crominanza che, esulando da queste brevi note, intese a fornire alcune nozioni elementari sulla TVC, utili per il buon impiego di un generatore di barre a colori, aggiungiamo per finire che al segnale di crominanza C viene aggiunto un segnale di sincronismo di colore (burst) costituito da un treno di 13 oscillazioni alla frequenza della portante colore, situato sulla base posteriore dell'impulso di sincronismo di riga.

Considerazioni pratiche

Benché una gran parte dei circuiti di un televisore per immagini bianco-nero sia identica a quelli di un televisore a colori, la complessità funzionale di quest'ultimo è assai maggiore e richiede da parte dei tecnici addetti al collaudo una più alta specializzazione. Per determinate misure il procedimento da seguire non differisce da quello usato per il bianco-nero, vedi l'allineamento dei circuiti di convergenza e della scala dei grigi.

Abbiamo visto sommariamente la meccanica di costruzione dei vari segnali necessari alla trasmissione di immagini a colori e passiamo ora ai segnali occor-

renti per un generatore destinato a soddisfare le esigenze del servizio TVC. Si è accennato al procedimento di informazione cromatica, il quale è costituito dalle componenti di due segnali e cioè dalla informazione differenza del colore rosso (R-Y) e dalla informazione differenza del colore blu (B-Y). Queste due componenti sono combinate in un unico segnale nel trasmettitore (encoder), in modo da semplificare la trasmissione, mentre nel ricevitore i segnali in arrivo vengono nuovamente separati nelle loro due originali componenti.

Nel sistema standard PAL la separazione ha luogo in due circuiti distinti: il demodulatore della linea di ritardo e il demodulatore di fase sincrono. Solitamente il segnale incontra per primo il demodulatore della linea di ritardo, la cui funzione consiste nella comparazione del segnale colore di due righe consecutive. Questo demodulatore può separare l'informazione nelle sue originali componenti soltanto se sulle rispettive righe susseguenti c'è una eguale informazione.

Il demodulatore seguente, che come si è già detto, è un rivelatore di fase sincrono, effettua la separazione delle informazioni di colore mediante lo spostamento di fase di 90° esistente fra i due segnali componenti. Questo demodulatore funziona correttamente solo se è giusta la relazione di fase fra il segnale in arrivo e la portante sincronismi aggiunta.

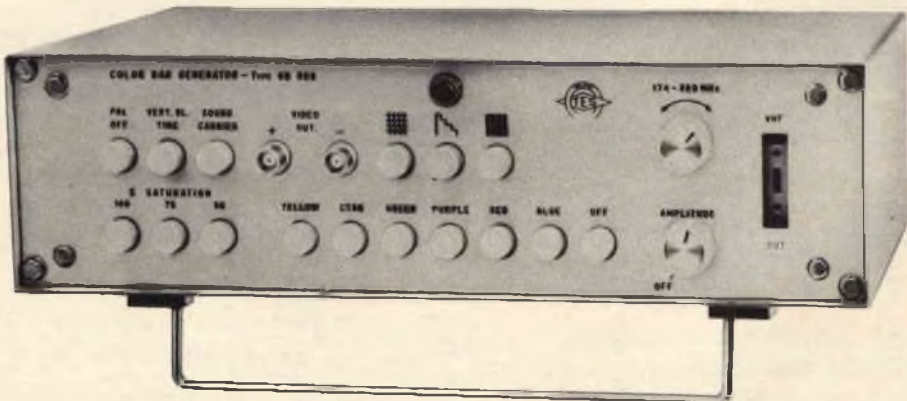
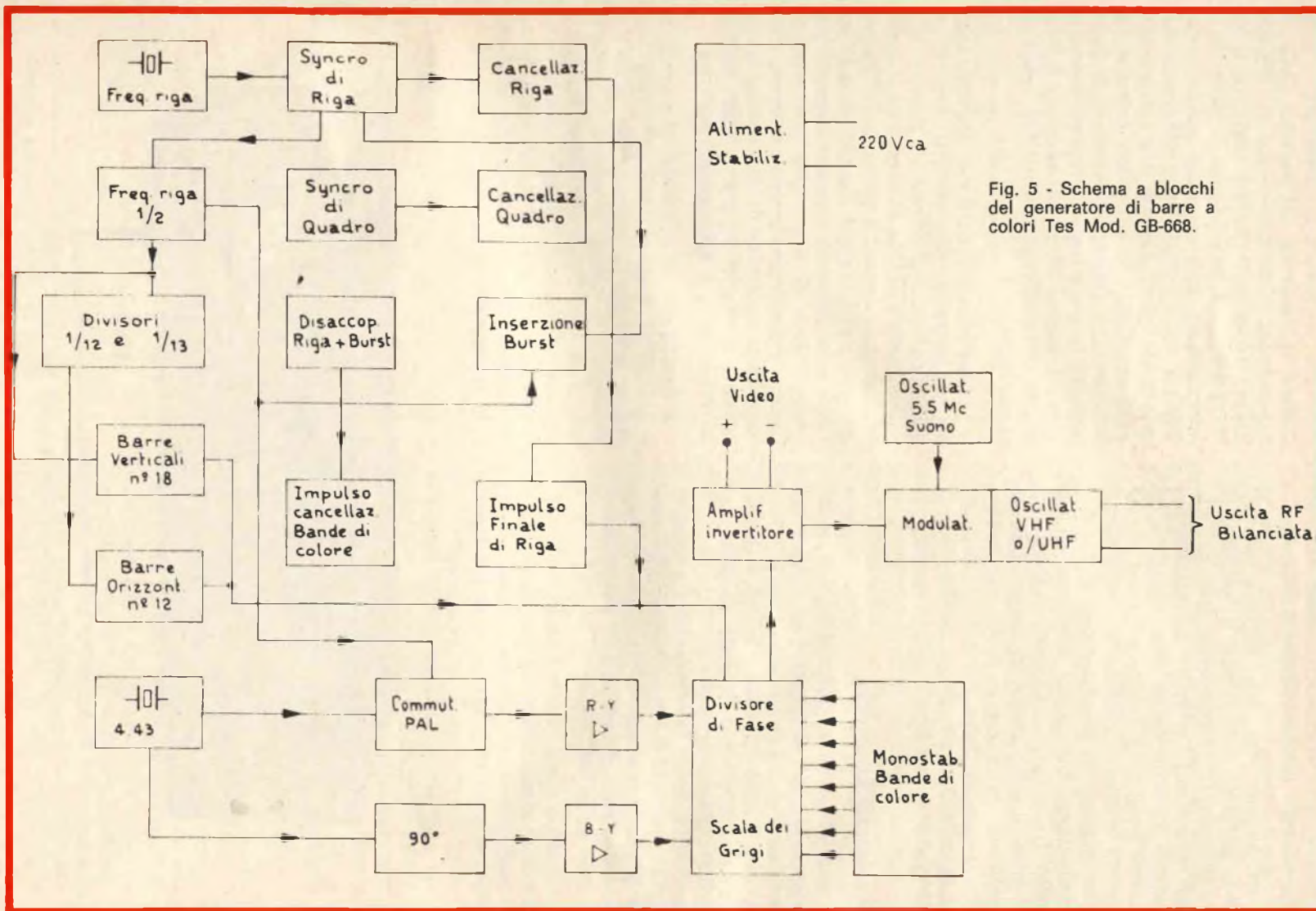


Fig. 4 - Generatore di barre a colori Tes Mod. GB-668.



Il controllo su regolare funzionamento dei circuiti sopraccennati può essere eseguito con un generatore di barre a colori, unito ad un oscilloscopio. Per ogni singola misura tutti i costruttori di ricevitori TVC accludono agli schemi relativi le norme specifiche, nonché i punti di applicazione e di prelievo dei segnali (TP = test point). Oltre al procedimento da seguire per i vari controlli, vengono impartite anche dettagliate istruzioni sui diagrammi delle curve di risposta relative ai vari circuiti in esame.

La funzione del generatore di barre a colori consiste nel fornire al collaudatore segnali quanto più possibili simili a quelli delle stazioni emittenti TVC. La complessità e la perfezione, sia nella forma che nell'ampiezza, oltre alla precisione dei tempi ed alla quantità delle prestazioni, determinano la classe di un generatore di barre a colori.

Nelle normali operazioni di collaudo, come nel « service » di riparazione e di manutenzione, è sufficiente che il generatore di barre a colori fornisca un segnale corrispondente alle norme, in particolare per quanto riguarda la luminanza ed il grado di saturazione del colore.

Il generatore di barra a colori TES GB 668 è in grado di fornire, con costanza e buona precisione, la scala completa di 8 colori (bianco, giallo, ciano, verde, magenta, rosso, blu e nero), la scala dei grigi, la pagina singola di ciascun colore, la percentuale variabile di saturazione dei colori, la portante suono ed il reticolo.

Sono così possibili tutti i controlli richiesti per la messa a punto di un televisore secondo il seguente ordine:
Controllo dei demodulatori della linea di ritardo e di fase sincrono,

Controllo della purezza dei colori,

- » » convergenza,
- » » geometria,
- » » linearità,
- » » centratura dell'immagine,
- » » tenuta di sincronismo,
- » » parte suono.

Per il completamento della strumentazione di collaudo occorre un buon oscilloscopio (TES Mod. O366 oppure TES Mod. O169 Trigger).

Il Generatore a barre di colori TES Mod. GB 668

Un oscillatore a quarzo genera l'esatta frequenza di riga di 15.625 Hz. Da questo generatore hanno origine gli impulsi richiesti per tutte le operazioni che lo strumento è destinato a svolgere. Infatti, il segnale della frequenza di 15.625 Hz (64 μ s) comanda due circuiti monostabili che forniscono rispettivamente gli impulsi di sincronismo di riga e di cancellazione di riga.

Gli impulsi di cancellazione di riga comandano a loro volta un circuito astabile dal quale si ricavano 18 barre verticali, mentre le 12 barre orizzontali si ottengono pilotando un circuito flip-flop che opera il dimezzamento della frequenza di riga. Dal flip-flop vengono inoltre comandati due circuiti astabili, i quali funzionano da divisori, rispettivamente per 12 e per 13 (divisione totale 156).

Dall'uscita dei due circuiti astabili sono derivati due circuiti monostabili di cui, uno per la produzione degli impulsi di sincronismo di quadro e l'altro per gli impulsi di cancellazione di quadro.

I circuiti considerati fino a questo punto costituiscono, nella loro complessità, il generatore comune sia per il bianco-nero che per il colore. Per la vera e propria parte colore si hanno i seguenti circuiti: una serie di 8 monostabili (uno per colore, compresi naturalmente il bianco e il nero), da cui si ottengono le barre di colore e la scala dei grigi per il bianco-nero. Questi monostabili, comandati dal tempo base di 64 μ s, sono in grado di fornire, mediante commutazione a tastiera, sia l'arcobaleno completo in una successione di barre, sia la singola pagina di colore (tutto lo schermo occupato da un solo colore).

Il sincronismo di colore (burst) è dato da un altro circuito di tipo monostabile, legato al tempo base di 64 μ s, con impulsi della durata di 2,7 μ s.

La frequenza di 4,43361875 MHz, ottenuta da un oscillatore pilotato con quarzo, è la portante colore che alimenta il ramo (R-Y) mediante il commutatore PAL, oppure il ramo (B-Y) mediante il circuito sfasatore di 90°. Il commutatore PAL è rea-



Fig. 7 - Come appare il rilievo oscillografico ricavato dal generatore tes. G.B. 668.

lizzato con l'impiego di due diodi i quali aprono o chiudono il passaggio della portante colore, col ritmo corrispondente alla metà della frequenza di riga. Gli impulsi necessari al funzionamento del commutatore sono gli stessi ottenuti dal circuito flip-flop, precedentemente considerato, e che dividono appunto per due la frequenza di riga di 15.625 Hz.

Questa portante colore, così commutata, viene immessa in un amplificatore che ne effettua lo sfasamento ruotandola di 180° ad ogni riga successiva e si ritrova

anche ai capi di un trasformatore simmetrico, sul cui secondario sono disponibili le componenti (B-Y) e (-B-Y), spostate di 90° rispetto a (R-Y).

Le fasi intermedie per le barre colorate si ottengono a mezzo di resistenze collegate ai due segnali sfasati di 90°. Dall'esatta posizione angolare dei vettori, corrispondenti ad ogni singolo colore, dipende l'ordine di successione delle barre nelle quali, con la differenza di colore, risulta progressivamente crescente il segnale di luminanza.

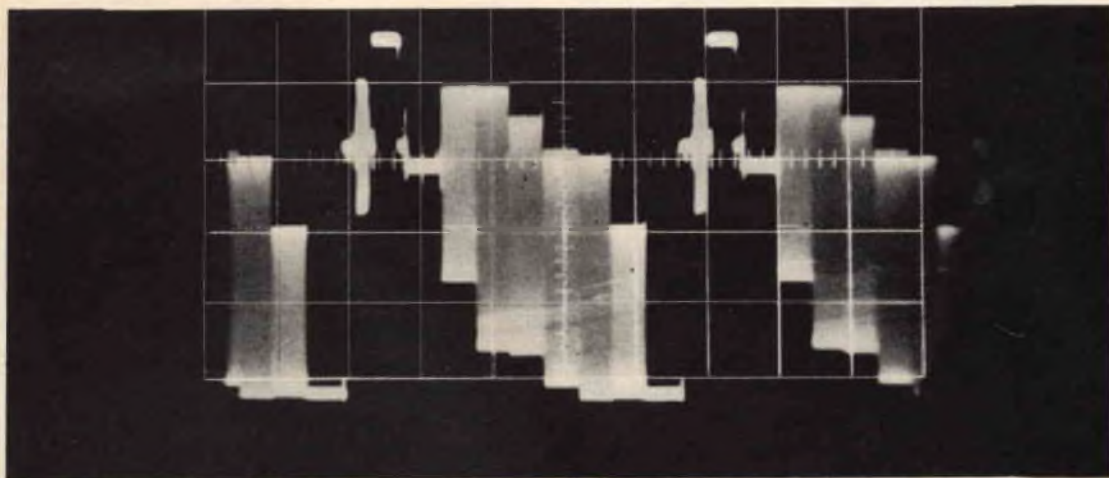
Dalla Fig. 6 si può riscontrare come sono distribuite le fasi del generatore TES GB 668. La figura rappresenta il diagramma vettoriale rilevato con un « Vectorscope » Tektronix tipo 526. Alla giustezza del colore contribuisce non solo la posizione angolare, ma anche l'intensità che è data dai rapporti di ampiezza.

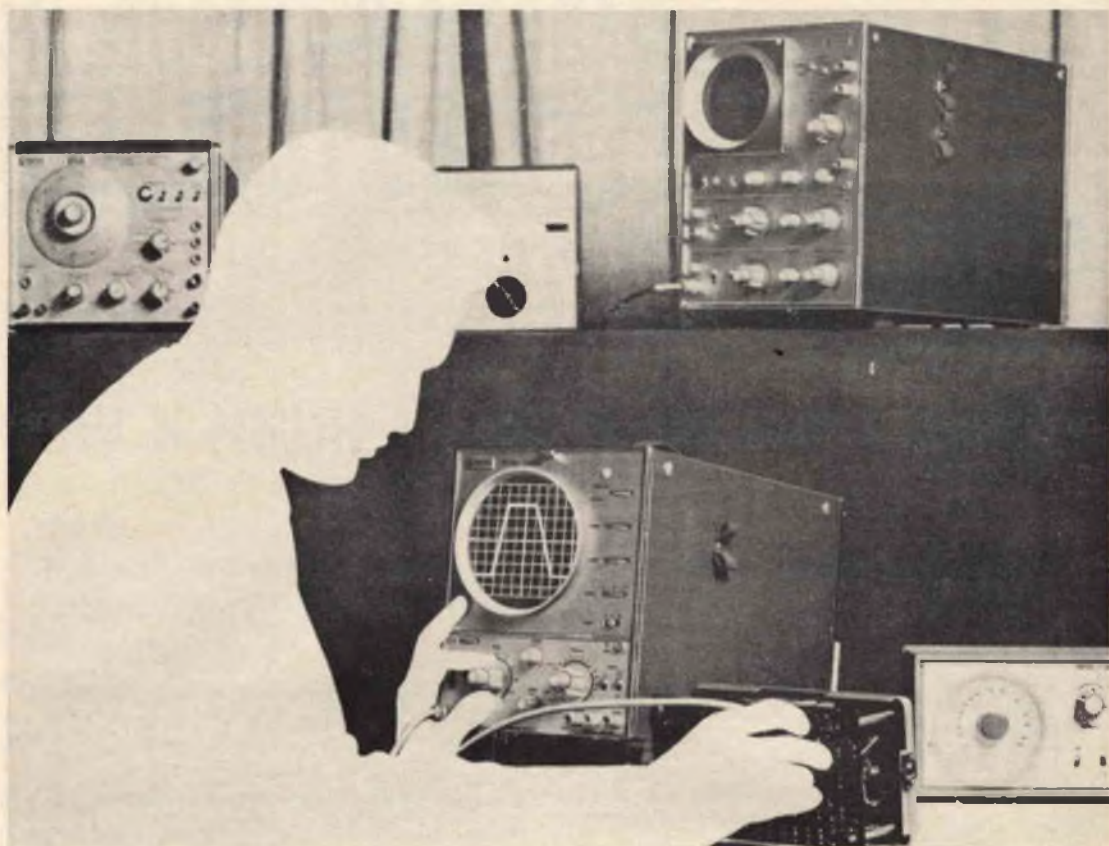
Nella Tabella 1 sono esposti i rapporti ricavati dal Generatore TES GB 668 ed in Fig. 7 il rilievo oscillografico.

Completano il generatore l'oscillatore per i canali a RF, che a richiesta può essere per VHF o per UHF con relativo attenuatore, ed un oscillatore adatto a fornire la portante suono a 5,5 MHz non modulata.

Lo strumento è alimentato da un circuito stabilizzato con regolatore elettronico.

Fig. 6 - Diagramma vettoriale rilevato con un « Vectorscope » Tektronix tipo 526.





Equipaggiatevi con uno di questi due oscilloscopi versatili da 10 MHz ... sono ad alta sensibilità e portatili

Questi oscilloscopi soddisfano le esigenze di impiego aria, mare, terra. La frequenza di alimentazione può variare da 40 a 400 Hz e il basso consumo permette l'impiego lontano dalle reti di alimentazione mediante convertitori CC/CA. L'utilizzazione di elementi allo stato solido assicura un elevato grado di affidamento e versatilità di impiego nelle più disparate condizioni di lavoro.

Scegliete lo strumento secondo le Vostre esigenze!

Il PM 3221 è uno oscilloscopio con schermo da 15 cm, superficie utile 10 x 8 cm,

linea di ritardo incorporata, utilissima per applicazioni impulsive e calcolatori. La sensibilità è di 10 mV/cm dalla CC a 2 MHz, 10 MHz o 1 mV/cm dalla CC a 2 MHz. La sincronizzazione è automatica o con controllo manuale di livello fino a 10 MHz.

Il PM 3250 è uno oscilloscopio a doppio raggio con speciale tubo a raggi catodici «Side by Side» che permette una completa scansione su tutto lo schermo. La sensibilità è di 20 mV/div dalla CC a 10 MHz o 2 mV/div dalla CC a 2 MHz. La sincronizzazione è molto stabile e di facile regolazione.

A richiesta saremo lieti di inviarVi le caratteristiche tecniche particolareggiate.

Illustrazione: (sotto) PM 3221, (sopra) PM 3230

Questi strumenti fanno parte di una vasta gamma di apparecchi elettronici di misura comprendente oscilloscopi, voltmetri, generatori, analizzatori di transistori ed altri apparecchi di controllo la cui vendita ed assistenza è assicurata dall'organizzazione mondiale Philips. Chiedeteci il catalogo generale degli apparecchi elettronici di misura.



PHILIPS S.p.A., Reparto PIT-EMA
Piazza IV Novembre, 3
MILANO - Tel. 6994 (Int. 243)

PHILIPS

OSCILLOSCOPI



Organi di comando e loro funzione nel Generatore di barre TES GB 668.

PAL -
OFF

Comando che toglie il segnale di commutazione (a metà della frequenza di riga) dai diodi adibiti ad inserire la portante colore a righe alternate. In pratica esclude il sistema PAL.

VERT
BL. TIME

Allunga il tempo della cancellazione di quadro, cosa di evidenza immediata sullo schermo del televisore, rendendo possibile in tal modo il controllo del livello dei grigi.



Reticolo. Per la verifica della geometria, della linearità, della centratura dell'immagine, dell'ampiezza del quadro e della convergenza.



Scala dei grigi.



Barre di colore.

Yellow Red
Cyan Blue
Purple

Tasti che inseriscono volta per volta ogni singolo colore e che servono per il controllo della purezza.

OFF

Tasto che esclude la possibilità di ottenere ogni colore singolo, per darli tutti contemporaneamente.

Saturation %
100
75
50

Percentuale di saturazione del colore, variabile a scatti per tre valori. Utile per la verifica del controllo automatico di cromaticità del televisore.

Sound
Carrier

Inserisce o no la portante suono. Non essendo modulata in bassa frequenza, la presenza della portante suono si avverte quando viene a mancare il caratteristico fruscio. L'assenza di modulazione in apparecchi di questo tipo è voluta, in quanto semplici modulatori di frequenza realizzati alla buona con varicap od altro mezzo, danno sempre modulazioni disimmetriche che invariabilmente spostano la frequenza centro di 5,5 kHz. In tal modo con minore spesa, ricorrendo al solito sistema del VAV sul discriminatore del ricevitore, una volta regolato per lo zero, il suono risulta perfettamente allineato.

Il comando di sintonia VHF od UHF è contrassegnato dalla frequenza minima e massima. (Ruotando il comando di sintonia l'accordo si ha su due posizioni in quanto il generatore fornisce entrambe le bande laterali). La sintonia corretta è quella corrispondente alla banda laterale superiore, la prima cioè a comparire gi-

rando il comando di sintonia in senso orario.

L'uscita a RF è bilanciata per l'impedenza di 240 Ω.

Due uscite, una positiva, l'altra negativa, permettono di estrarre i segnali video completi di sincronismi, per ogni eventuale impiego in video frequenza.

IL RAFFREDDAMENTO DEI DISPOSITIVI A SEMICONDUITTORE

ELETTRONICA
INDUSTRIALE

CRITERI DI PROGETTO DEI RADIATORI PER DIODI E TRANSISTOR

In questa serie di articoli vengono illustrati e risolti tutti i problemi relativi al raffreddamento dei diodi e dei transistor.

Tra i vari parametri che interessa conoscere per poter impiegare correttamente i semiconduttori i più importanti sono quelli riguardanti il comportamento termico. Si può dire che la causa principale di guasti nei semiconduttori è dovuta al superamento della temperatura massima ammessa sulla giunzione. Ciò è dovuto spesso alla poca familiarità degli utilizzatori con i calcoli termici. Perciò in questo articolo sono esaminati tutti i metodi di calcolo delle temperature, dei radiatori, dei sistemi di raffreddamento sotto l'aspetto più semplice.

Oui di seguito indicheremo tutti gli elementi indispensabili, accompagnati da esempi di calcolo, per la razionale utilizzazione dei semiconduttori di potenza.

Prima di iniziare il calcolo termico propriamente detto è necessario familiarizzarsi con i diversi simboli e con i termini usati in seguito. Essi si dividono in due categorie:

- simboli di temperatura
- simboli di resistenza termica.

TEMPERATURE

Nell'impiego dei semiconduttori bisogna considerare diverse temperature tra le due estreme in gioco. Queste ultime sono definite come la temperatura della giunzione e la temperatura ambiente.

Simboli di temperatura

Si riferiscono a ciascuna entità fisica individuabile in un montaggio e sono definiti qui di seguito.

- T_j Temperatura della giunzione
- T_{fb} Temperatura della base di montaggio del semiconduttore (anche indicata con T_{mb})
- T_r Temperatura del radiatore
- T_{amb} Temperatura ambiente
- T_{stg} Temperatura di immagazzinamento

RESISTENZE TERMICHE

L'asportazione del calore generato nella zona della giunzione viene più o meno

ostacolata a seconda della resistenza termica presente tra la giunzione e l'ambiente. La resistenza termica ha un comportamento analogo a una resistenza elettrica inserita in un circuito elettrico.

Definizioni

Si definisce resistenza termica di un corpo il parametro che caratterizza la capacità di dissipare calore di quel corpo. Essa è data in gradi Celsius per watt e si esprime col simbolo $^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Si dice, in altri termini, che un corpo ha resistenza termica di $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ quando dissipando nel corpo una potenza di 1 W la sua temperatura aumenta di 1°C .

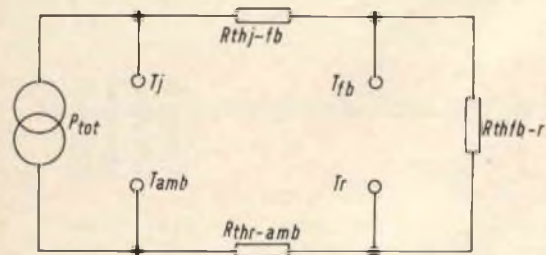


Fig. 1 - Rappresentazione analogica di un circuito termico.

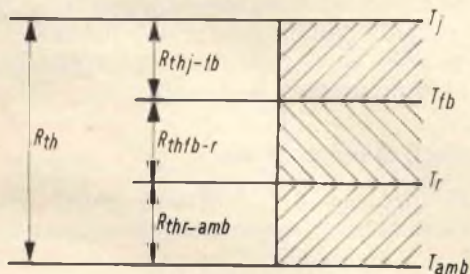


Fig. 2 - Rappresentazione analogica di un circuito termico che chiarisce l'effetto cumulativo di una sovratemperatura in un punto del circuito.

Se il calore viene asportato rapidamente da un corpo significa che la resistenza termica di quel corpo è bassa. Se si verifica il contrario la resistenza termica è alta. Il concetto di resistenza termica si applica anche alle superfici, sia che siano esse affiancate sia che esse siano sovrapposte. Si parla allora di resistenza termica di **contatto** che viene ad aggiungersi a quella propria del corpo.

Simboli termici

Si riferiscono a ciascuna entità fisica individuabile in un montaggio e sono definiti qui di seguito.

R_{tH}	Resistenza termica totale
R_{thj-fb}	Resistenza termica dalla giunzione alla base di montaggio
R_{thb-r}	Resistenza termica dalla base di montaggio al radiatore
$R_{thr-amb}$	Resistenza termica dal radiatore all'ambiente
$R_{rhf-amb}$	Resistenza termica dalla base di montaggio all'ambiente.

RAPPRESENTAZIONE ANALOGICA

Le condizioni di lavoro di un semiconduttore lo costringono a dissipare una certa potenza; ciò si traduce in un aumento di temperatura nella zona della giunzione. Aumentando la temperatura aumenta anche la corrente **inversa** attraverso la giunzione e quindi anche la potenza dissipata e la temperatura ecc. Si ha quindi un processo cumulativo ed è indispensabile asportare il più velocemente e nel migliore dei modi il calore generato in modo da evitare la distruzione del cristallo.

La rappresentazione analogica di un circuito termico è raffigurata in fig. 1. In essa sono indicate tutte le temperature e le resistenze termiche definite.

Il semiconduttore viene considerato come un generatore termico che fornisce una potenza totale P_{tot} , espressa in watt, ed uguale alla potenza massima che può sopportare, senza danno, la giunzione.

A partire dal generatore bisogna prendere in considerazione per prima cosa la **temperatura della giunzione T_j** ; poi la resistenza termica dalla giunzione alla base di montaggio R_{thj-fb} . Quindi si deve considerare la temperatura della base di montaggio del dispositivo T_{fb} . Quest'ultimo è normalmente fissato ad un radiatore che ha precisamente lo scopo di migliorare le capacità dissipative del dispositivo verso l'ambiente. Nel circuito equivalente bisogna introdurre la resistenza termica dalla

base di montaggio al radiatore (R_{thfb-r}). Essa è detta anche resistenza di fissaggio.

Il radiatore riceve un certo numero di calorie e, di conseguenza, la sua temperatura raggiunge un certo valore T_r , superiore a quello dell'ambiente di una certa quantità, dipendente dal valore della resistenza termica dal radiatore all'ambiente ($R_{thr-amb}$).

È chiaro quindi che il **salto termico** dalla giunzione all'ambiente Δ si può esprimere come somma dei singoli salti termici tra i vari tratti dei circuiti:

$$\Delta T_j - T_{amb} = \Delta (T_{amb} - T_r) + \Delta (T_r - T_{fb}) + \Delta (T_{fb} - T_j)$$

Le due temperature estreme, come già detto, sono da un lato la temperatura della giunzione (T_j) e dall'altro la temperatura ambiente (T_{amb}).

La fig. 2 fornisce una rappresentazione analogica di un circuito termico. Essa è facilmente interpretabile e chiarisce l'effetto cumulativo di una sovratemperatura in un punto del circuito. La resistenza termica totale dalla giunzione all'ambiente si può esprimere come somma delle singole resistenze termiche:

$$R_{thj-amb} = R_{thj-fb} + R_{thfb-r} + R_{thr-amb}$$

CALCOLI TERMICI

Tutte le temperature che si localizzano nei vari punti di un circuito realizzato con semiconduttori possono essere determinate con calcoli relativamente semplici. È indispensabile però conoscere tutti i dati relativi al dispositivo e saper utilizzare la **legge di Ohm termica** in tutte le sue forme.

La forma generale della legge di Ohm termica è data dalla relazione:

$$T_j = T_{amb} + P_{tot} (R_{thj-fb} + R_{thfb-r} + R_{thr-amb}) \quad (1)$$

da cui si può dedurre:

a) la temperatura della base di montaggio T_{fb} :

$$T_{fb} = T_{amb} + P_{tot} (R_{thfb-r} + R_{thr-amb}) \quad (2)$$

b) la temperatura del radiatore T_r :

$$T_r = T_{amb} + P_{tot} \cdot (R_{thr-amb}) \quad (3)$$

c) la temperatura ambiente ammissibile

$$T_{amb} = T_j - P_{tot} (R_{thj-fb} + R_{thfb-r} + R_{thr-amb}) \quad (4)$$

d) la resistenza termica della giunzione alla base di montaggio R_{thj-fb} :

$$R_{thj-fb} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}} - (R_{thfb-r} + R_{thr-amb}) \quad (5)$$

e) la resistenza termica di fissaggio

$$R_{thfb-r} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}} - (R_{thj-fb} + R_{thr-amb}) \quad (6)$$

f) la resistenza termica del radiatore

$$R_{thr-amb} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}} (R_{thj-fb} + R_{thfb-r}) \quad (7)$$

Mediante le formule sopra scritte è possibile conoscere tutti i parametri in gioco in un certo circuito

Si suppone ora di avere un semiconduttore, per esempio un diodo controllato, montato su di un radiatore con resistenza termica di 2°C/W , che deve funzionare con una temperatura ambiente di 50°C , con le caratteristiche seguenti dichiarate dal costruttore:

$$T_j = 190^\circ\text{C}; R_{thj-fb} = 1^\circ\text{C/W};$$

$$R_{thfb-r} = 0,5^\circ\text{C/W}; P_{tot} = 50 \text{ W.}$$

I valori in gioco sono completamente calcolabili.

1) Calcolo della temperatura della giunzione

Si applica la formula 1) e si verifica che la temperatura della giunzione ri-

sultante sia uguale a quella massima dichiarata dal costruttore.

$$T_j = T_{amb} + P_{tot} \times (R_{thj \cdot fb} + R_{thfb \cdot r} + R_{thr \cdot amb})$$

e sostituendo i valori numerici:

$$T_j = 50 + 40 (1 + 0,5 + 2) = 190 \text{ }^\circ\text{C}$$

2) Calcolo della temperatura della base di montaggio

La formula (2) fornisce la temperatura incognita:

$$T_{fb} = \frac{P_{tot}}{T_{amb} + P_{tot} (R_{thfb \cdot r} + R_{thr \cdot amb})}$$

da cui:

$$T_{fb} = 50 + 40 (0,5 + 2) = 150 \text{ }^\circ\text{C}$$

3) Calcolo della temperatura del radiatore
Impiegando la formula (3) e sostituendo i valori si ha:

$$T_r = T_{amb} + P_{tot} (R_{thr \cdot amb})$$

$$T_r = 50 + 40 (2) = 130 \text{ }^\circ\text{C}$$

4) Calcolo della temperatura ambiente.
Con la formula (4) si verifica che la temperatura ambiente che risulta coincidente con quella data:

$$T_{amb} = T_j - P_{tot} (R_{thj \cdot fb} + R_{thfb \cdot r} + R_{thr \cdot amb})$$

da cui:

$$T_{amb} = 190 - 40 (1 + 0,5 + 2) = 190 - 140 = 50 \text{ }^\circ\text{C}$$

5) Calcolo della resistenza termica dalla giunzione alla base di montaggio.

Con la formula (4) si ha:

$$R_{thj \cdot fb} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}} - (R_{thfb \cdot r} + R_{thr \cdot amb})$$

$$R_{thj \cdot fb} = \frac{190 - 50}{40} - (0,5 + 2) = 3,5 - 2,5 = 1 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

6) Calcolo della resistenza termica di fissaggio.

Con la formula (5) si ha:

$$R_{thfb \cdot r} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}} - (R_{thj \cdot fb} + R_{thr \cdot amb})$$

$$R_{thfb \cdot r} = \frac{190 - 50}{40} - (1 + 2) = 3,5 - 3 = 0,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

7) Calcolo della resistenza termica del radiatore.

Infine con la formula (6) si può verificare la resistenza termica del radiatore.

$$R_{thr \cdot amb} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}} - (R_{thj \cdot fb} + R_{thfb \cdot r})$$

da cui

$$R_{thr \cdot amb} = \frac{190 - 50}{40} - (1 + 0,5) = 3,5 - 1,5 = 2 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Le resistenze termiche possono essere anche calcolate dividendo i **salto termici** tra i tratti di circuito termico e la potenza totale dissipata. Si ha perciò:

$$R_{thjfb} = \frac{T_j - T_{fb}}{P_{tot}} \quad (8)$$

da cui

$$R_{thj \cdot fb} = \frac{190 - 150}{40} = 1 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

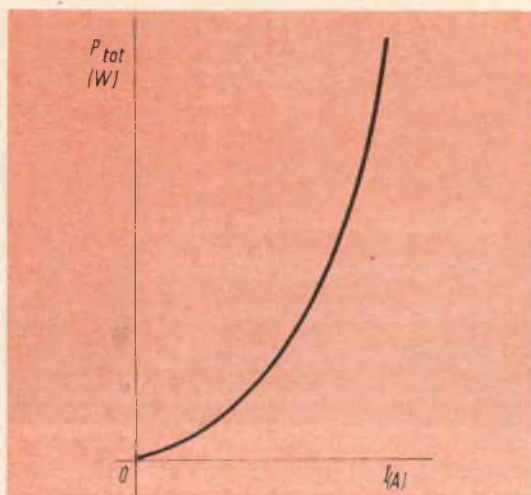


Fig. 3 - Andamento delle perdite in watt in funzione della corrente.

$$R_{thfb \cdot r} = \frac{T_{fb} - T_r}{P_{tot}} \quad (9)$$

$$R_{thfb \cdot r} = \frac{150 - 130}{40} = 0,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{thr \cdot amb} = \frac{T_r - T_{amb}}{P_{tot}} \quad (10)$$

$$R_{thr \cdot amb} = \frac{130 - 50}{40} = 2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Dai calcoli precedenti, si può concludere che i valori di resistenza termica devono essere i più piccoli possibile, in modo da poter sfruttare al massimo le caratteristiche elettriche dei semiconduttori di potenza. In effetti i parametri sui quali l'utilizzatore può agire sono le resistenze termiche di contatto dalla base di montaggio al radiatore e dal radiatore all'ambiente. Poichè i dispositivi di potenza hanno spesso perdite di qualche centinaio di watt, si può vedere che guadagnare qualche decimo di grado per watt in resistenza termica è già sufficiente a migliorare decisamente le caratteristiche.

CARATTERISTICHE TERMICHE

I fabbricanti di semiconduttori usano diversi metodi per presentare le caratteristiche dei loro dispositivi. Possono essere usate delle curve che danno:

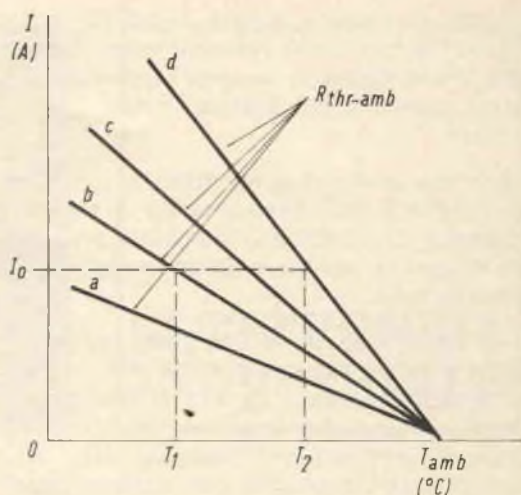


Fig. 4 - La temperatura ambiente non deve essere superata per una certa corrente e per una certa resistenza termica dal radiatore all'ambiente.

- l'andamento delle perdite in watt in funzione della corrente, fig. 3;
- la temperatura ambiente che non deve essere superata, per una certa corrente e per una certa resistenza termica dal radiatore all'ambiente, fig. 4.

Queste curve confermano quanto già detto e cioè che per una certa corrente I_0 , la temperatura ambiente T_{amb} permessa è tanto più grande, quanto più piccola è la resistenza termica del radiatore

$$R_{thr \cdot amb} \ a > b > c > d \quad \text{e} \quad T_{amb} \ T_1 < T_2.$$

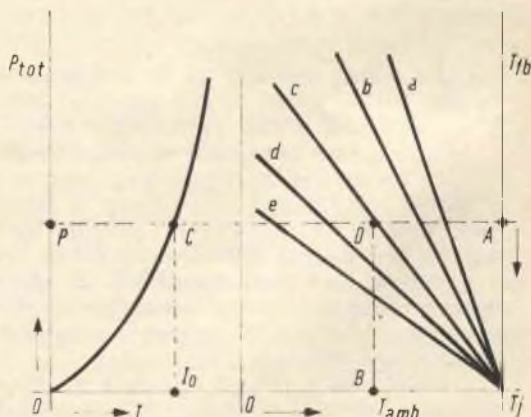


Fig. 5 - Tutte le caratteristiche termiche sono legate tra loro dalle relazioni date. Esse possono essere rappresentate in un grafico a più entrate.

Tutte le caratteristiche termiche sono legate fra loro dalle relazioni che si sono date. Esse possono essere rappresentate in un grafico a più entrate, come mostra la fig. 5.

Questo modo di presentare le cose ha un notevole interesse pratico in quanto permette di conoscere qualsiasi parametro incognito, partendo da un qualsiasi parametro noto.

La fig. 5 è divisa in due parti; quella di sinistra dà la curva delle perdite in funzione della corrente. Quella di destra, fornisce le leggi che legano la temperatura ambiente alla potenza dissipata, alla temperatura dell'involucro, per diversi valori di resistenza termica dal radiatore all'ambiente. Il fascio di rette a, b, c ecc., dovute a diversi valori di $R_{thr. amb.}$, si incontrano tutte sull'asse delle temperature ambiente in un punto che corrisponde alla massima temperatura di giunzione ammessa.

L'utilizzazione di questi grafici è molto semplice ed un esempio permette di rendersene conto.

Se si ammette una certa corrente I_0 nel dispositivo, mediante il grafico di fig. 5 si possono trovare le perdite corrispondenti, punto C nella parte sinistra della figura. Si traccia ora una parallela all'asse delle ascisse partendo dal punto C fino ad incontrare il punto A sulle ordinate che rap-

presenta la temperatura della base di montaggio. Quindi, con una certa corrente I_0 , si conoscono ora la potenza dissipata fissata, la corrente ed il tipo di semiconduttore; l'utilizzatore però non può, fino a questo momento, agire su alcun parametro.

La retta PCA taglia il fascio di rette corrispondenti a diversi radiatori (diverse resistenze termiche). Se si fissa il tipo di radiatore, rappresentato per esempio dalla curva c, l'intersezione tra le due rette è il punto D a cui corrisponde sull'asse delle temperature ambiente il punto B. Esso fornisce il valore della temperatura ambiente che, con le ipotesi fatte, non deve assolutamente essere superato.

Naturalmente il procedimento di calcolo può essere rovesciato se si fanno altre ipotesi di partenza. Per esempio, dato ancora lo stesso tipo di semiconduttore, lo si vuol far funzionare ad una certa temperatura ambiente con un dato radiatore. Seguendo il percorso

B → D → A → C → P → I_0 .

si trovano tutti i dati mancanti. E così in tutti gli altri casi possibili. Infatti, utilizzando le curve, noti due parametri termici, si possono calcolare tutti gli altri.

L. C.

(continua)

Un nuovo modello ha arricchito la vasta gamma dell'ultima generazione di Mercedes: il Coupé 250 in due versioni: 250 C e 250 E.

La 250 C è a due carburatori invertiti a registro con starter automatico e la 250 E con iniezione benzina a regolazione elettronica.

E' l'iniezione a regolazione elettronica la grande novità di questo coupé; il dispositivo di regolazione in millesimi di secondo, due millesimi al minimo e nove a pieno gas, calcola la quantità di benzina corrispondente al regime relativo nonché la posizione del pedale acceleratore prima che l'emulsione venga distribuita ai sei cilindri.

Inoltre, lo stesso dispositivo di regolazione intercetta e rielabora tutte le informazioni essenziali circa le condizioni di marcia del motore: temperatura, pressione assoluta collettore di aspirazione, pressione barometrica in rapporto all'altitudine, temperatura dell'aria, ecc.

L'elettronica lavora invisibile e risponde prontamente all'invito del guidatore, mantenendo basso il consumo del carburante in quanto lascia fluire per ciascun cilindro esattamente la quantità di benzina necessaria alle condizioni di marcia e di ambiente del momento.

Il terzo esempio descrive un regolatore di temperatura per presse di stampaggio per materie plastiche che funziona ad una temperatura di circa $+ 200^{\circ}\text{C}$. Tale regolatore a due stadi consiste in un amplificatore differenziale ed in uno stadio a relé.

IV parte

**ELETTRONICA
INDUSTRIALE**

REGOLATORI DI TEMPERATURA CON TERMISTORI E TRANSISTOR AL SILICIO

Regolatore per una pressa di resine sintetiche

Nei molti processi di lavoro per l'industria delle materie plastiche è inevitabile che temperature di esercizio prefissate vengano mantenute relativamente precise.

Ciò è richiesto in modo preponderante nelle presse per articoli in resina sintetica.

Qui di seguito viene descritto un regolatore, che interviene, con una precisione di $\pm 2^{\circ}\text{C}$, ad una temperatura di esercizio regolabile in un campo tra 180 e 220°C .

Il testo dell'articolo è sviluppato in modo tale che permette anche il calcolo di regolatori per analoghi campi di esercizio.

Funzionamento

Una particolare difficoltà nella soluzione di questo compito è costituita dal fatto che la variazione percentuale di re-

sistenza di un termistore diventa sempre più piccolo alle temperature elevate e che tale termistore alla già elevata temperatura di esercizio, non può essere sensibilmente caricata con correnti di misura.

E' necessario quindi, in ogni caso, un amplificatore a 2 stadi. A tale scopo è particolarmente opportuno realizzare il primo stadio come amplificatore differenziale.

Lo schema del regolatore è rappresentato in figura 11.

Quale rilevatore di temperatura è previsto un termistore K 172 che può essere utilizzato ancora con temperatura di esercizio di 350°C e che grazie alla sua costante di tempo di raffreddamento di soli 3 secondi assume, in modo eccezionalmente rapido la temperatura dell'ambiente in cui è immersa.

Il termistore è una parte di un ponte di resistenze, al cui ramo trasversale sono collegati le basi dei transistor T1 e T2 dell'amplificatore differenziale.

Il potenziale di collettore U_{c2} agisce sulla base del transistor T3 nel cui circuito di emettitore è collegato il relé di commutazione.

Tale semplice soluzione, di collegamento l'uno all'altro i due stadi di amplificazione, diventa possibile poichè i transistor sono complementari.

Nello stadio di ingresso vengono impiegati 2 transistor planari NPN al silicio tipo BCY 58, mentre nello stadio del relé è utilizzato un transistor planare al silicio PNP tipo BCY 79. Il termistore K 172 ha, con temperature di esercizio superiori a 200°C, una resistenza di soli 500 Ω .

A causa di ciò non è possibile utilizzare il termistore, in modo usuale (come nel partitore R9/R10) per la partizione della tensione, poichè il termistore verrebbe sovraccaricato in modo inaccettabile dalla corrente parziale.

Il termistore giace invece ad una tensione R_1/R_2 cosicchè egli può assorbire solo una potenza sensibilmente inferiore. Purtroppo a causa di ciò anche la sensibilità del ponte diminuisce.

La tensione pilota per la base del transistor T1 viene ottenuta dal partitore di tensione $R_3/R_4/R_{HL}$. La resistenza R_3 stabilisce il limite superiore del campo di

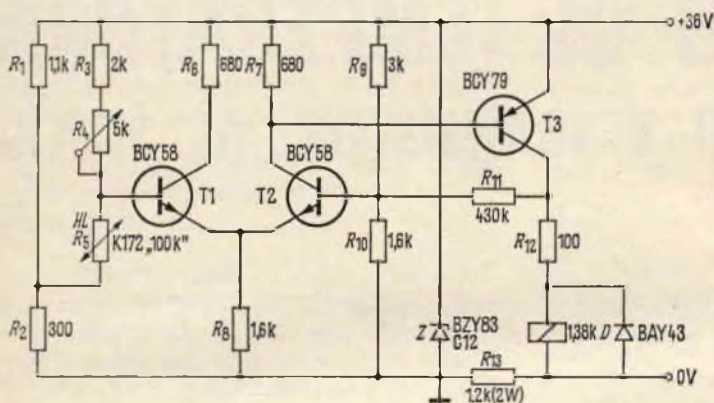


Fig. 11 - Schema del regolatore per una pressa per stampaggio di resina sintetica.

regolazione mentre con il potenziometro R_4 viene stabilita la temperatura richiesta di intervento.

Il funzionamento dell'amplificatore differenziale è già stato completamente descritto in precedenza.

Le due resistenze di collettore R_6/R_7 vennero, come consigliato, scelte dello stesso valore: tali resistenze unitamente alla resistenza totale di emettitore R_8 determinano la gamma di funzionamento nel campo di caratteristiche.

Per evitare auto-oscillazioni nella gamma UHF devono essere anche qui previsti due piccoli condensatori.

Il ponte di resistenza e l'amplificatore differenziale vengono alimentati con la tensione $U_z = 12V$ mantenuta costante

dal diodo Zener E dalla resistenza in serie R_{13} .

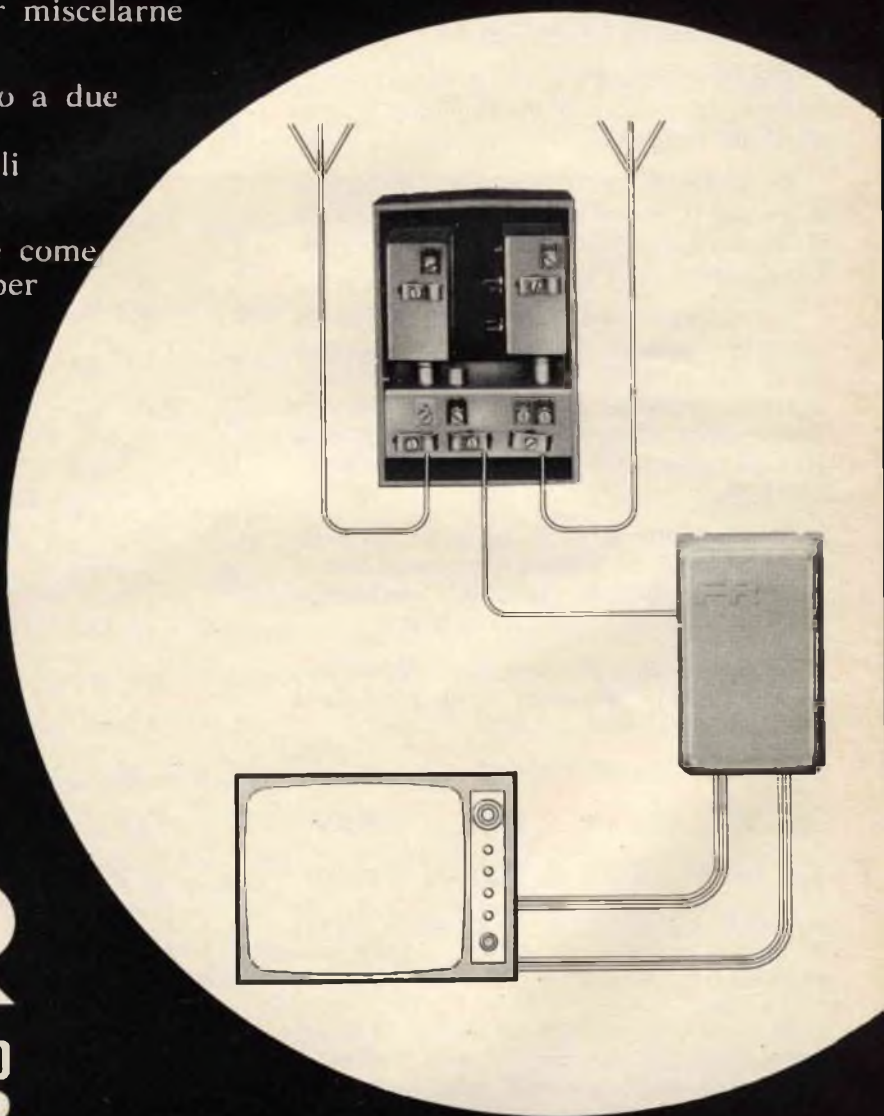
Lo stadio del relé invece è collegato direttamente alla tensione di esercizio di 36V.

Il diodo D deve proteggere il transistor T3 da sovratensione. Anche in questo circuito è prevista una controreazione che accelera il processo di commutazione, introdotto dal termistore, dopo il superamento di valori limite prefissati. Attraverso la resistenza R_{11} scorre una corrente dipendente dal potenziale di collettore U_{c3} . Tale corrente aumenta o diminuisce corrispondentemente il potenziale di base dal transistor T2.

La resistenza R_{12} influenza quindi favorevolmente il contenuto di vibrazione nel circuito di controreazione.

FR**FRACARRO
RADIOINDUSTRIE****AMPLIFICATORI D'ANTENNA SERIE BT
CON MISCELATORI-CONTENITORI SERIE MK**

- per amplificare uno o due segnali TV e per miscelarne fino a tre
- modelli ad uno o a due transistor per segnali deboli o debolissimi
- utilizzabili anche come microcentralini per servire alcune prese TV
- facilità di montaggio dovuta all'innesto coassiale

**FR****CASTELFRANCO
VENETO**

Per la tensione di esercizio di 36 V può essere utilizzata una sorgente di corrente alimentata dalla rete la cui resistenza interna deve essere inferiore a 100 Ω.

Indicazioni per il dimensionamento, caratteristiche di lavoro

Analogamente a quanto indicato in un precedente articolo si può stabilire per il termistore K 172 nel campo superiore di temperatura $R_{200} = 470 \Omega$ e $B_{200} = 4200^\circ K$.

Se l'autoriscaldamento del rilevatore di misura non deve superare i $2 \div 3^\circ C$, è ammesso un assorbimento di potenza fino a $\approx 2,5 \text{ mV}$ con una tensione di ammettenza termica di 0,8 mV/grado.

Ciò corrisponde ad una corrente del termistore $I_{HL} \approx 2 \text{ mA}$ e una tensione ai morsetti del termistore $\approx 1 \text{ V}$.

Se si stabilisce il potenziale di base a $0,3 \div 0,4 U_z \approx 4 \text{ V}$, il partitore di tensione R_1/R_2 deve riportare una tensione di polarizzazione di $\approx 3 \text{ V}$.

La corrente che scorre attraverso R_2 dovrebbe essere sensibilmente maggiore di I_{HL} , affinché la tensione di polarizzazione rimanga possibilmente indipendente dalla posizione del potenziometro R_4 e dal valore della resistenza del termistore R_{HL} .

Se si sceglie $I_{R_2} = 5 \cdot I_{HL} \approx 10 \text{ mA}$ si ha $R_2 = 300 \Omega$ $R_1 = 1100 \Omega$. Con un potenziale di base di 4 V giace alla resistenza $R_v = R_3 + R_4$ una tensione di 8 V.

I valori di R_3 e R_4 dipendono dal campo di regolazione richiesto come pure dalla resistenza R_{HL} .

$$T_{HL} + 180 + 200^\circ C + 220^\circ C \quad (17)$$

$$R_{HL} \quad 700 \quad 470 \quad 325 \Omega \quad R_{HL} \cdot I_{HL} \approx 1,0 \text{ V}$$

$$I_{HL} \quad 1,4 \quad 2,1 \quad 3,1 \text{ mA} \quad R_3 < 2,6 \text{ k}\Omega = 2,0 \text{ k}\Omega$$

$$R_v \approx 5,6 \quad 3,8 \quad 2,6 \text{ k}\Omega \quad R_4 > 3,6 \text{ k}\Omega = 5,0 \text{ k}\Omega$$

$$R_{11} \approx 0,8 \quad 0,6 \quad 0,4 \text{ k}\Omega \quad R_{12} = (R_{HL} + R_2 || R_1 R_1 || R_v$$

In merito al particolare R_9/R_{10} deve essere detto quanto segue: per motivi di simmetria si consiglia di scegliere R_9 all'incirca dello stesso valore di R_v .

Per il rapporto di partizione 8 V: 4 V si hanno i valori normalizzati $R_9 = 3 \text{ k}\Omega$; $R_{10} = 1,6 \text{ k}\Omega$ ($R_{12} = R_9 R_{10} \approx 1 \text{ k}\Omega$).

Con ciò il potenziale di base, scelto all'inizio $\approx 4 \text{ V}$, è esattamente stabilito = a $U_{02} = 4,174 \text{ V}$ con equilibrio del ponte U_{01} dovrebbe lavorare lo stesso valore.

Il potenziometro R_4 deve essere quindi tarato in modo tale che ciò si abbia esattamente per $R_{HL} = R_v$ alla resistenza del termistore alla temperatura di riferimento $T_o \approx T_{comm}$.

Con opportune utilizzazioni e ampliamenti delle formule (1) ÷ (5) del paragrafo 1. si ha, per un partitore polarizzato, il calcolo:

T_{HL}	+ 180	+ 200	+ 220 °C	
R_{HL}	700	470	325 Ω	(18)
TK	1,95	1,88	1,73 10^{-2} /grad	
ΔR	13,7	8,8	5,8 Ω/grad	

$$R_x = \frac{U_z}{I_{R_2}} = [R_1 || (R_v + R_{HL})] + R_2$$

$$R_v \quad 4,5 \quad 3,5 \quad 2,8 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 \quad 9,9 \quad 10,4 \quad 10,8 \text{ mA}$$

$$R_2 \quad 8,2 \quad 8,1 \quad 8,0 \text{ mA}$$

$$HL \quad 1,7 \quad 2,3 \quad 2,8 \text{ mA}$$

$$HL \quad 1,2 \quad 1,1 \quad 0,9 \text{ V}$$

$$\Delta U \quad 15,5 \quad 16,0 \quad 16,5 \text{ mV/grad}$$

$$\Delta T \quad 6,5 \quad 6,2 \quad 6,0 \text{ mgrd/mV}$$

$$I_{R_2} = I_{R_1} + I_{H1}$$

$$I_{R_2} R_2 = U_{R_2} I_{HL} R_{HL} = U_{HL}$$

$$U_{R_2} + U_{HL} = U_{01} = U_{02}$$

$$U_{01} + I_{HL} R_v = U_z$$

I dati dell'amplificatore differenziale possono essere stabiliti, nel modo più semplice, tramite il lato di uscita.

Per il pilotaggio della corrente del relé I_{C3} , di $2 \div 20 \text{ mA}$, sono necessarie tensioni emettitore-base di $0,6 \div 0,75 \text{ V}$.

Tali tensioni determinano la corrente che scorre attraverso la resistenza R_7 che è uguale alla corrente di emettitore I_{E2} se si prescinde subito dalle correnti di base I_{B3} ed I_{B2} .

Nella commutazione del relé si ha all'incirca un'equilibrio del ponte: cioè $I_{E1} \approx I_{E2} \approx I_{EO}$ ed $I_{\Sigma E} = 2 I_{EO} = I_{RB}$

La tensione $U_{RB} = 2 I_{EO} R_B = U_B - U_{BE} \approx (4,2 - 0,6) \text{ V} \approx 3,6 \text{ V}$.

Rimane ancora aperto il valore assoluto della corrente di emettitore I_{EO} .

Non si può da una parte sceglierla troppo piccola poichè l'amplificazione ottenibile nella zona inferiore del campo di caratteristiche è piccola, d'altra parte non può essere scelta troppo grande poichè l'amplificazione scende nuovamente con la caduta di tensione dalla deriva-

zione del partitore provocata dalle correnti di base.

Con una tensione $U_{CE} \approx 1/2 (U_z - U_E) \approx 4,1 \text{ V}$, il valore favorevole si trova all'incirca ad 1 mA . Con ciò si hanno i valori normalizzati $R_B = 1600 \Omega$, $R_7 = 680 \Omega = = R_6$.

L'assorbimento di corrente dello stadio di corrente ammonta a circa 15 mA .

Se si lascia una corrente di riposo nel diodo Zener E di $3 \div 5 \text{ mA}$ ($= < 60 \text{ mW}$) si ha per la resistenza in serie $R_{13} = 1,2 \Omega$ (2 W di dissipazione). I valori non ancora stabiliti della resistenza di controreazione R_{11} e della resistenza in serie R_{12} verranno successivamente determinati.

Per la determinazione particolareggiata delle correnti e delle tensioni nei singoli circuiti come pure della funzione di

I_{C3}	2,0	4,0	8,0	10,0	12,0	16,0	20,0	mA
I_{B3}	12	20	32	40	45	60	80	μA
U_{B3}	634	656	678	686	694	712	730	mV
I_{R7}	933	965	966	1010	1020	1047	1075	μA
I_{C2}	945	985	1028	1050	1065	1107	1155	μA
I_{B2}	38	39	41	42	43	44	46	μA
U_{BE2}	611	613	615	616	617	618	620	mV
ΔU_{O2}	38	39	41	42	43	44	46	mV
U_{B2}	4136	4135	4133	4132	4131	4130	4128	mV
U_E	3525	3522	3518	3516	3514	1512	3508	mV
$I_{\Sigma E}$	2203	2201	2199	2197	2196	2195	2193	μA
I_{C1}	1173	1132	1087	1063	1047	1004	954	μA
I_{B1}	47	45	43	42	41	40	38	μA
U_{BE1}	623	620	617	616	615	613	611	mV
U_{B1}	4148	4142	4135	4132	4129	4125	4119	mV
ΔU_{O1}	28	27	26	26	25	24	23	mV
U_{O1}	4176	4169	4161	4158	4154	4149	4132	mV
ΔU_0	+ 2	- 5	- 13	- 16	- 20	- 25	- 42	mV
ΔT	- 0,12	+ 0,31	+ 0,81	+ 1,00	+ 1,25	+ 1,55	+ 2,62	grad
ΔU : $T =$	- 16 mV/grad		$B_1 = B_2 = 250$					

commutazione $I_{rel} = F(T)$ si parte nel modo più semplice, dalla corrente del relé I_{C3} e si determinano, uno dopo l'altro, i valori reciprocamente dipendenti.

Invece di utilizzare, come negli esempi precedenti, figure e scale che nel caso in esame non fornirebbero una lettura sufficientemente precisa e che dal punto rappresentativo non porterebbero alcuna novità, viene riportata la seguente tabella (19) con i singoli valori ricavabili nel corso del calcolo tabella (19) come pure il valore di I_{R7} calcolabile da riferita a $U_{O1} = 4,174 V$ per $T_0 = 200,0^{\circ}C$ (tenendo in evidenza le correnti di base I_{B2} e I_{B1}).

A titolo di chiarimento deve essere fatto rimarcare quanto segue: ad ogni va-

lore di I_{C3} appartengono valori specifici di I_{B3} e U_{B3} che sono ricavabili dal campo di caratteristiche del transistor T3 U_{BE3}/R_7 . la somma $I_{R7} + I_{D3}$ e la corrente di collettore I_{C2} (confrontare figura 11) dal campo di caratteristiche del transistor T2 possono essere rilevabili i valori di U_{BE2} (e se necessario di I_{B2}).

La differenza $U_{O2} - U_{BE2}$ (oppure $U_{O2} - \Delta U_{O2} - U_{BE2}$ tenendo presente la corrente di base) fornisce il potenziale di emettitore U_E mentre il rapporto U_E/R_8 fornisce la corrente totale di emettitore $I_{\Sigma E}$

La corrente di emettitore $I_{E1} = I_{\Sigma E} - I_{E2} \approx I_{C1}$.

Dal campo di caratteristiche del transi-

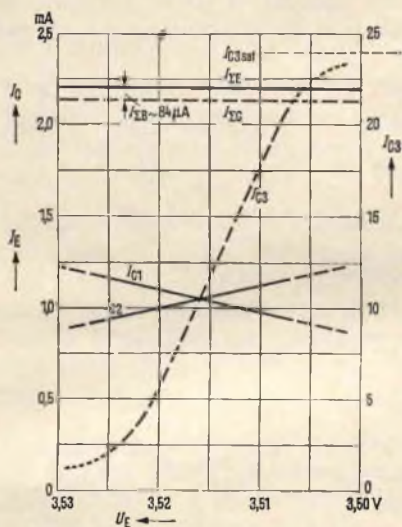


Fig. 12 - Sovrapposizione delle correnti del circuito di emettitore dell'amplificatore differenziale.

stor T1 sono ricavabili U_{BE1} (e I_{B1}) cosicché si hanno infine i valori $U_{O1} = U_{B1} = U_E + U_{BE1}$ (e rispettivamente $U_E + U_{BE1} + \Delta U_{O1}$) in relazione con I_{C3} .

Prendendo come riferimento il potenziale $U_{O1} = 4,174$ corrispondente alla temperatura nominale T_0 si ha per esempio con $T_0 = 200^{\circ}C$, il valore ΔU_0 e quindi la richiesta funzione di commutazione $I_{rel} = F(T)$ a titolo dimostrativo sono riportate in figura 12 gli andamenti delle

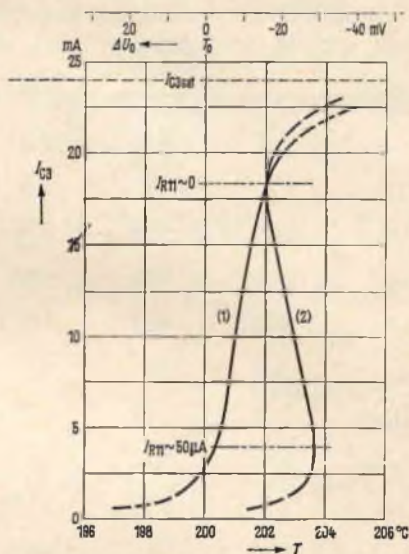


Fig. 13 - Funzione di commutazione del regolatore per una pressa di stampaggio di resina senza (1) e con (2) controreazione attraverso R_{11} .

correnti di collettore come pure le relazioni nel circuito di emettitore.

Il potenziale di emettitore e la corrente totale di emettitore possono essere in prima approssimazione, considerate costanti. La figura 13 mostra nella curva (1) la richiesta funzione di commutazione.

Per il comportamento richiesto della commutazione del relé deve essere prevista una controreazione attraverso R_{11} . Quando i potenziali U_{B2} ed U_{C3} sono uguali,

AMPLIFICATORI B.F.

interamente equipaggiati
con transistor professionali
al silicio

RCF

Potenza d'uscita: 150 W; **distorsione:** 1%;
frequenza di risposta: $20 \pm 20.000 \text{ Hz} \pm 2 \text{ dB}$; **circuiti d'entrata:** 2 canali micro con impedenza d'ingresso $60 \pm 600 \Omega$, 1 canale fono-magnetico equalizz. RIAA, 1 canale fono-registratore, 1 canale per miscelatore; **controlli:** 2 volumi micro, 1 volume fono-magnetico, 1 volume fono-registratore, 1 toni bassi, 1 toni alti, 1 interruttore rete; **impedenza d'uscita:** 2-4-8-16-67 Ω , tensione costante 100 V; **alimentazione totalmente stabilizzata:** tensione alternata 50/60 Hz da 100 \pm 270 V oppure in cc. da batteria 36 V (3 batterie auto 12 V in serie); **dimensioni:** 400 x 305 x 160.



AM. 9150

AM. 9300

Potenza d'uscita: 300 W; **distorsione:** 1%;
frequenza di risposta: $20 \pm 20.000 \text{ Hz} \pm 2 \text{ dB}$; **circuiti d'entrata:** 3 canali micro con impedenza d'ingresso $60 \pm 600 \Omega$, 1 canale fono-magnetico equalizz. RIAA, 1 canale fono-registratore, 1 canale per miscelatore; **controlli:** 3 volumi micro, 1 volume fono-magnetico, 1 volume fono-registratore, 1 toni bassi, 1 toni alti, 1 interruttore rete; **impedenze d'uscita:** 2-4-8-16-33 Ω , tensione costante 100 V; **alimentazione totalmente stabilizzata:** tensione alternata 50/60 Hz da 100 \pm 270 V oppure in cc. da batteria 36 V (3 batterie auto 12 V in serie); **dimensioni:** 530 x 340 x 270.



MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ COLONNE SONORE ■ UNITÀ MAGNETODINAMICHE ■ MISCELATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ COMPONENTI PER HI-FI ■ CASSE ACUSTICHE

RCF

42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 39.265 - 44.253
20145 MILANO Via Giotto 15 Tel. 468.909

(cioè con $I_{C3} \approx 18$ mA, non può scorrere alcuna corrente attraverso la resistenza R_{11}).

La corrente I_{C3} inferiore, l'andamento della curva (1) deve essere trasformata nell'andamento della curva (2) tramite una corrente I_{R1} .

Ciò rappresenta uno spostamento di circa 3°C a 4 mA al quale corrisponde una diminuzione del potenziale U_{02} di 50 mV.

Ciò può essere ottenuto solo se viene prelevato attraverso R_{11} al partitore R_9/R_{10} , la cui resistenza interna ammonta a circa $1\text{ k}\Omega$ una corrente di circa 50 μA . Con la differenza di potenziale relativa a $I_{C3} = 4$ mA di circa -22 V , diventa $R_{11} = 400 \div 450\text{ k}\Omega$.

L'andamento che si ricava con la resistenza $R_{11} = 430\text{ k}\Omega$ è riportato come curva (2).

All'inizio del funzionamento della presa, il rilevatore può avere ancora la temperatura ambiente.

La sua resistenza è molto ampia nei confronti di R_{T0} e il transistor T11 è completamente saturato.

Secondo la formula (16) si ottengono (con opportuni impieghi della figura 11 e, per il caso sfavorevole $R_4 = 0$) i valori $I_{C1\text{sat}} \approx 3,1$ mA ed $I_{B1\text{sat}} \approx 0,7$ mA.

Il potenziale di emettitore è salito a $U_E \approx 9,7\text{ V}$ e quindi più positivo di $\approx 3,7\text{ V}$ rispetto a U_{B2} : tutti i valori devono essere considerati come validi.

Con temperature superiori a T_{com} il potenziale U_{B1} scende, per esempio con $T_{\text{HL}} \approx 300^\circ\text{C}$ ed $R_4 = 5\text{ k}\Omega$, a $\approx 3,1\text{ V}$.

Il transistor T1 è interdetto.

Per il transistor T2 si ottiene dalla posizione della retta di resistenza per $U_{CE2\text{max}} \approx 12\text{ V}$ e $I_{C2\text{max}} \approx 5,3$ mA (nel campo di caratteristiche) come pure per $U_{B2} = 4,17\text{ V}$ i valori $I_{C2} \approx 2,2$ mA, $U_{CE2} \approx 7\text{ V}$ ed $U_E \approx 3,5\text{ V}$.

Il punto di lavoro del transistor T2 giace al centro del campo di caratteristiche.

La potenza assorbita di $\approx 15\text{ mV}$ è tuttavia scarsa come pure la tensione inversa $U_{BE1} \approx -0,5\text{ V}$ alla base del transistor T1.

A. Colombi

Le Industrie Anglo-Americane in Italia Vi assicurano un avvenire brillante

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

Corsi POLITECNICI INGLESI Vi permetteranno di studiare a casa Vostra e conseguire Diplomi e Lauree di valore internazionale **tramite esami.**

**INGEGNERIA Elettronica - Radio TV - Radar - Automazione
Elettronica Industriale - Elettrotecnica ecc., ecc.**

Queste eccezionali possibilità anche in altri rami di INGEGNERIA sono per Voi **FACILMENTE REALIZZABILI**

- una **carriera** splendida
- un **titolo** ambito
- un **futuro** ricco di soddisfazioni

Informazioni e consigli senza impegno - scrivetecei oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo



LONDON - SYDNEY - BOMBAY - SINGAPORE - NAIROBI - CAIRO - TORONTO - WASHINGTON

DISPOSITIVO ELETTRONICO PER IL CONTROLLO CONTINUO DELLE PRESSIONI SISTOLICA E DIASTOLICA

**ELETTRONICA
MEDICALE**

di L. Biancoli

I parte

A seguito degli ultimi progressi conseguiti nel campo della chirurgia, è sorta la necessità di disporre di un dispositivo adatto al controllo continuo e preciso delle pressioni cardiache sistolica e diastolica. Lo strumento che ci accingiamo a descrivere, così come è stato descritto su *Electronic Engineering*, è stato studiato per consentire il controllo visivo costante di entrambe le suddette pressioni. Si tratta di un dispositivo funzionante con bassa intensità di corrente, e che può quindi essere alimentato mediante batterie a mercurio. Il segnale elettrico di ingresso necessario per il funzionamento è del tipo « single ended », variabile approssimativamente tra 3 V fino alla ampiezza della tensione di alimentazione adottata. Le letture vengono eseguite mediante due strumenti, applicati sul pannello di controllo del dispositivo.

Il concetto di un dispositivo in grado di rappresentare in continuità le pressioni sistolica e diastolica è sorto attraverso la necessità di conoscere tali pressioni con la massima rapidità durante gli interventi chirurgici a cuore aperto. Fino ad ora, si è sopperito a tale necessità leggendo i suddetti valori attraverso un registratore a penna collegato ad un impianto del tipo Sanborn 760/3.000, sistemato in una sala di controllo adiacente alla camera operatoria. L'informazione ottenuta veniva successivamente inoltrata — tramite un impianto interfonico — al personale operante.

Questo sistema, tuttavia, comportava alcuni svantaggi, in quanto i valori di

picco della pressione possono variare tra un battito e l'altro; di conseguenza, era assai facile che una lettura in un determinato istante fornisse un'informazione non conforme alla realtà. Oltre a ciò, il ritardo di tempo dovuto alla necessità di leggere il registratore a penna risultava assai scomodo specialmente nel caso in cui le pressioni in corrispondenza della sonda venivano controllate predisponendo un ago nelle cavità cardiache.

Il nuovo sistema di controllo che stiamo per descrivere consente un mezzo per superare questi ed altri svantaggi ancora: è stato inoltre riscontrato utile disporre degli strumenti di lettura direttamente nella camera operatoria. Impie-

gando questo dispositivo, è possibile fare in modo che un addetto che si trovi nella sala di controllo richiami l'attenzione da parte del personale operante sulle pressioni che possono essere osservate direttamente in camera operatoria a seguito dell'avviso ricevuto.

Il segnale di ingresso necessario per il funzionamento del dispositivo viene fornito dall'uscita del preamplificatore del segnale arteriale presente sul Sanborn, che (a sua volta) deriva il segnale di eccitazione da un trasduttore apposito che controlla la pressione nell'arteria femorale. L'ampiezza del segnale disponibile all'uscita di questo preamplificatore oscilla tra $+ 1,5 \text{ V}$ e $- 1,5 \text{ V}$, il che implica la necessità di disporre di una tensione di alimentazione sia positiva che negativa, oppure — alternativamente — di un controllo di sfasamento. Per questa applicazione, si è ricorso, come vedremo, all'impiego di un sistema di alimentazione positiva e negativa.

In occasione dell'impiego in circostanze diverse, il dispositivo può facilmente essere modificato per consentirne il funzionamento con segnali di ingresso esclusivamente positivi, eliminando quindi la necessità di una sorgente di alimentazione negativa. Inoltre, la tensione di alimentazione può essere aumentata considerevolmente, applicando solo modifiche non molto complesse, il che ne permette il funzionamento con segnali di ingresso di ampiezza notevolmente maggiore.

Il funzionamento dello strumento non è limitato alla sola verifica della pressione arteriale, ma può essere usato anche per leggere le pressioni massima e minima con qualsiasi forma d'onda, a patto che l'ampiezza della tensione di ingresso sia compresa entro i limiti della tensione di alimentazione.

La taratura viene effettuata mediante la regolazione dei comandi di sensibilità e di azzeramento per ciascuno strumento. La selezione del modo di impiego avviene inoltre mediante semplici commutatori multipli. L'unico comando supplementare consiste in un dispositivo di regolazione del livello di innesco, necessario quando il dispositivo viene fatto funzionare con una sonda. Per il funzio-

namento normale, le uniche esigenze consistono nell'eseguire nel modo più preciso possibile la taratura, e nello scegliere il tipo di funzionamento.

DESCRIZIONE GENERALE

La **figura 1** è uno schema a blocchi che illustra il principio di funzionamento dell'apparecchiatura: per entrambe le misure della pressione sistolica e di quella diastolica, l'ordine progressivo è il seguente: il segnale di ingresso viene applicato in primo luogo ad uno stadio ad accoppiamento catodico, avente il compito principale di costituire uno stadio separatore che adatta le caratteristiche del circuito di ingresso a quelle della parte restante del circuito. Segue un dispositivo per la rivelazione dei picchi, mediante il quale vengono valutati i valori massimi e minimi del segnale di ingresso. Segue poi un dispositivo di livellamento, avente il compito di evitare che l'indice dello strumento subisca delle piccole oscillazioni meccaniche in corrispondenza di ogni battito cardiaco. Dopo il dispositivo di livellamento è presente un circuito di commutazione, che viene usato in abbinamento con i circuiti di lettura delle pressioni assolute massima e minima, tramite un'apposita sonda. Segue infine il dispositivo di lettura e di controllo, mediante il quale è possibile apprezzare e valutare con molta precisione e direttamente il valore di ampiezza dei picchi rilevati. Un multivibratore del tipo Schmitt viene infine usato per ottenere il funzionamento dei due circuiti di commutazione.

Lo stadio ad accoppiamento catodico

Il primo blocco dello schema di **fig. 1** comprende uno stadio di tipo standard ad accoppiamento catodico, avente il compito principale di isolare ciascuna sezione. I valori dei relativi componenti sono piuttosto flessibili, e possono facilmente essere adattati al valore di alimentazione di diversi tipi di transistori, a patto che vengano soddisfatte le esigenze relative alla linearità.

La **figura 2** illustra tale stadio nelle due versioni, e precisamente nella versione

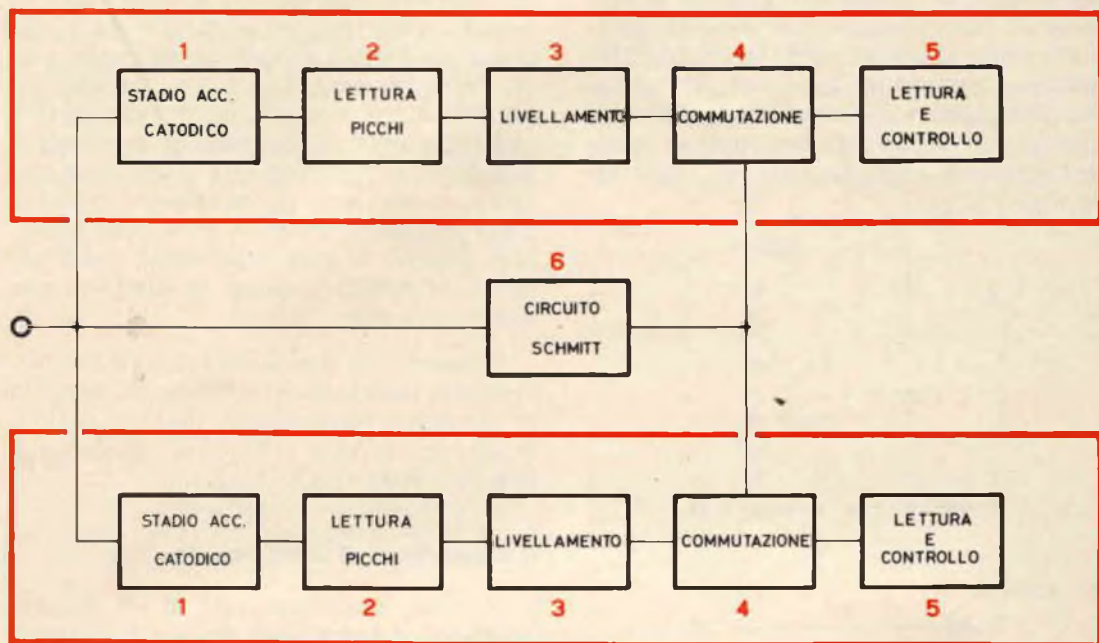


Fig. 1 - Schema a blocchi dell'intera apparecchiatura, consistente in due sezioni separate di cui quella superiore per il controllo della pressione diastolica, e quella inferiore per il controllo della pressione sistolica. Il dispositivo Schmitt è comune ad entrambe le sezioni, ed i dispositivi di alimentazione non sono illustrati per brevità.

per la pressione diastolica in **A**, e per la pressione sistolica in **B**. In entrambi i casi, R_3 presenta un valore di $2,2\text{ k}\Omega$, e svolge una funzione particolare della quale ci occuperemo più avanti.

Circuito di lettura dei picchi

Questa sezione è illustrata alla **figura 3**, nella quale **A** rappresenta il dispositivo relativo alla pressione diastolica, mentre **B** rappresenta il dispositivo per la pressione sistolica. Sostanzialmente, entrambi sono costituiti da un diodo e da una capacità.

Se si considera il solo dispositivo per la rivelazione dei picchi nei confronti della pressione sistolica, si può notare che il condensatore è collegato alla linea negativa: partendo dal presupposto che il suddetto condensatore sia inizialmente scarico, il diodo risulta polarizzato in senso diretto e quindi in grado di condurre qualsiasi tensione maggiore della somma algebrica tra il valore della ten-

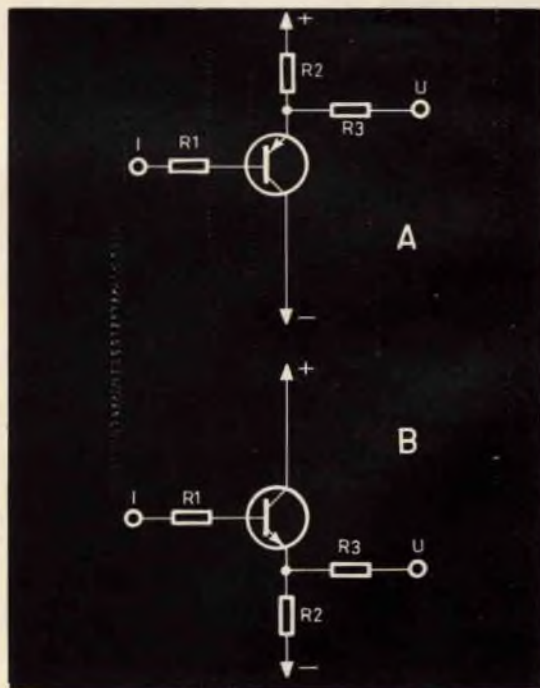


Fig. 2 - Circuito elettrico semplificato delle due sezioni diastolica (A) e sistolica (B) dello stadio ad accoppiamento catodico.

sione negativa di alimentazione e la tensione $V\sigma$. Di conseguenza, durante qualsiasi ciclo, il valore più positivo della tensione apparirà ai capi del condensatore, determinando una polarizzazione inversa per il diodo nei confronti di qualsiasi ampiezza del segnale di ingresso minore di V_{max} .

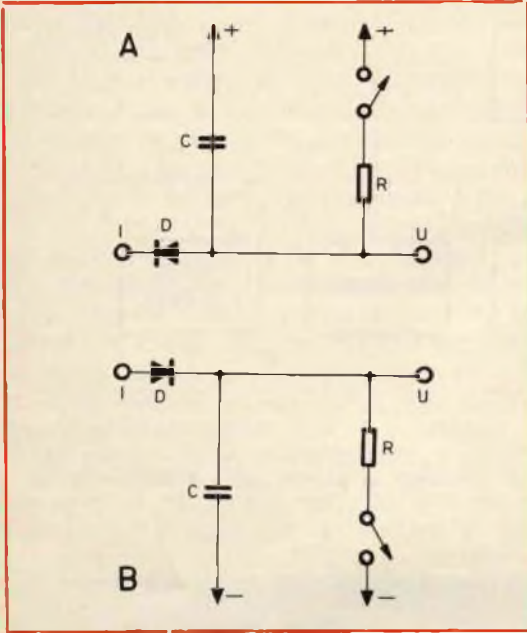


Fig. 3 - Schema elettrico dei due circuiti simmetrici per la lettura dei picchi, per la sezione diastolica (A) e per la sezione sistolica (B).

Dal momento che è necessario mantenere un valore elevato della costante di tempo nel circuito di scarica, è necessario evitare l'impiego di diodi al germanio. In questo caso, si è preferito scegliere un diodo del tipo OA202, che si è dimostrato soddisfacente.

E' bene precisare che il circuito per la rivelazione dei picchi testé descritto è quello usato nelle applicazioni in cui si desidera valutare i valori assoluti massimo e minimo della pressione.

Per consentire il controllo continuo di pressioni, si provvede ad introdurre una costante di tempo finita, collegando nel circuito la resistenza R (del valore di 5,6 M Ω), mediante l'apposito interruttore. Ciò viene effettuato automaticamente nel

commutatore multipolare adottato per la selezione del tipo di funzionamento, e fornisce un tempo di scarica costante pari approssimativamente a 5,5 s, pari cioè ad un valore che è stato riscontrato pressoché ottimale nell'applicazione particolare alla quale ci riferiamo. Nei casi in cui occorra controllare un parametro diverso della pressione arteriale, è sempre possibile alterare il suddetto valore della costante di tempo in modo da adattarlo alle nuove esigenze.

Il dispositivo per la rivelazione dei picchi della pressione diastolica illustrato in A funziona esattamente nel medesimo modo, con la sola differenza che la polarità del diodo risulta invertita.

Il dispositivo di livellamento

Si tratta semplicemente di un circuito costituito dai due diodi D1 e D2 collegati in parallelo tra loro ed in opposizione di fase, così come risulta alla figura 4. Anche in questo caso è preferibile l'impiego di diodi al silicio, onde soddisfare le esigenze relative ad una bassa corrente di dispersione. I diodi più adatti a questo scopo particolare sono del tipo 1N2069, in quanto la tensione $V\sigma$ per questo tipo particolare di diodo è pari approssimativamente a 0,3 V.

Il funzionamento di questo dispositivo sfrutta la caduta di potenziale per conduzione in senso diretto. Se il segnale di ingresso applicato nel punto I diventa positivo rispetto alla tensione presente ai capi della capacità di riferimento C, il diodo D2 conduce corrente quando la caduta di potenziale presente ai suoi capi supera il valore $V\sigma$. Per contro, il diodo D1 conduce in senso negativo: di conseguenza, ciò determina una regione neutra pari a $\pm V\sigma$ V intorno al valore di riferimento, per cui la normale diminuzione del potenziale presente ai capi della capacità che effettua indirettamente la lettura dei valori di picco, dovuta alla presenza di una resistenza del valore di 5,6 M Ω fungente da zavorra, non viene trasmesso al circuito di lettura propriamente detto. A causa di ciò, la precisione viene leggermente compromessa, sebbene ciò sia ugualmente accettabile in virtù del fatto

che gli indici degli strumenti di misura rimangono abbastanza stabili nei confronti di variazioni che non siano veramente apprezzabili.

Se si desidera ottenere una maggiore precisione, è conveniente ridurre il valore

di $V\sigma$; tuttavia, dal momento che questo valore costituisce una caratteristica fondamentale del diodo, si presenta anche la necessità di aumentare il livello del segnale applicato. Per questo motivo, il rapporto $V\sigma : V_s$ (V_s rappresenta la tensione del segnale) diminuisce, per cui l'effica-

Fig. 4 - Il dispositivo di livellamento qui illustrato nella sua forma più semplice è il medesimo per entrambe le sezioni.

cia del dispositivo di livellamento diminuisce in modo proporzionale.

La soluzione migliore consiste nell'ottenere il compromesso più adatto a seconda dell'applicazione particolare.

Ove lo si ritenga necessario, il sistema di commutazione può essere disposto in modo tale da isolare il dispositivo di livellamento quando l'apparecchiatura funziona mediante la sonda, poiché — in tal caso — la presenza di questo dispositivo è praticamente superflua.

La citata figura 4 rappresenta un unico circuito di livellamento, e da ciò è facile dedurre che questo dispositivo è identico per entrambe le sezioni dell'apparecchiatura descritta.

Circuito di commutazione

Lo scopo del circuito di commutazione, illustrato alla **figura 5** in **A** per la sezione diastolica, ed in **B** per la sezione sistolica, consiste principalmente nell'effettuare la cancellazione delle letture errate che vengono eventualmente registrate quando l'apparecchiatura funziona con la sonda. La sua funzione nel campo della chirurgia a cuore aperto consiste nello scavalcare le indicazioni errate della pressione che vengono registrate quando il chirurgo in-

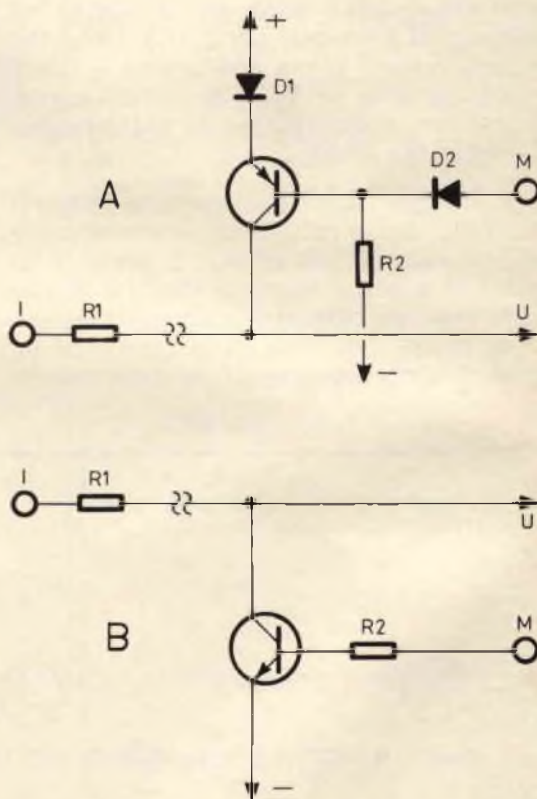
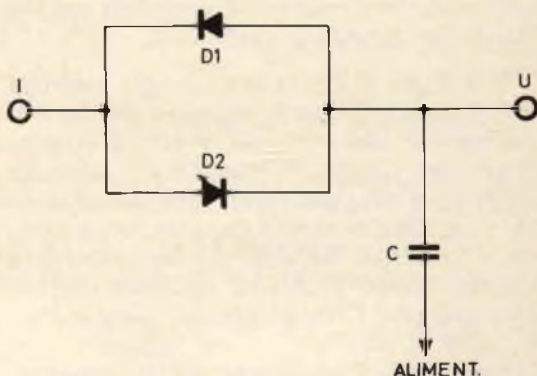


Fig. 5 - A rappresenta il circuito elettrico del settore di commutazione per la sezione diastolica, e B rappresenta il medesimo circuito per la sezione sistolica.

serisce la sonda. A seguito dell'inserimento, viene infatti registrata una indicazione sporadica, e — se questa presenta un'ampiezza maggiore delle massime oscillazioni effettive che vengono registrate durante l'intervento — si ottiene l'indicazione di un valore errato della pressione sistolica. Il medesimo principio sussiste anche nei confronti dei valori della pressione diastolica.

Il metodo di cancellazione dei valori di cui non si desidera ottenere la rappresentazione consiste nel regolare il controllo del livello di innesco del circuito Schmitt, e nel commutare gli stadi di uscita. Il circuito di commutazione, in se stesso, è pertanto del tutto convenzionale, in quanto l'unico problema consiste nell'assicurare che i transistor vengono portati in stato di interdizione. Per ottenere questo risultato, è stata riscontrata la necessità di incorporare un diodo nella sezione diastolica, come pure nell'impiegare un circuito di pilotaggio del tipo Schmitt che commuti tra il valore positivo ed il valore negativo della tensione di alimentazione. Di ciò ci occuperemo ancora più dettagliatamente tra breve.

A questo punto possiamo soffermarci sul fatto che le resistenze contrassegnate R3 nei due circuiti di fig. 2, presenti in serie al segnale, hanno il compito di evitare che una corrente di intensità eccessiva venga assorbita dallo stadio di ingresso ad accoppiamento catodico, mentre

il circuito di commutazione funziona. Nell'unità completa che considereremo alla fine di questa nota, questo componente è stato sistemato immediatamente dopo lo stadio ad accoppiamento catodico.

Nei casi in cui occorre leggere in continuità i valori variabili delle pressioni sistolica e diastolica, il circuito di commutazione viene definitivamente escluso mediante la connessione esterna tra base ed emettitore.

Circuito di lettura

Anche questa sezione è identica nei confronti della pressione sistolica e di quella diastolica, per cui è illustrata in un unico circuito alla **figura 6**: in essa vengono impiegati due transistor ad effetto di campo funzionanti come stadi ad accoppiamento catodico, con un dispositivo di indicazione (strumento di misura ad indice ST) collegato tra i due emettitori. E' opportuno precisare che l'impiego dei transistor ad effetto di campo è stato scelto per ottenere un valore estremamente elevato dell'impedenza di ingresso nei confronti del circuito per la rivelazione dei picchi. A causa di ciò, si ottiene un valore elevato della costante di tempo di scarica, e quindi risulta possibile mantenere per lunghi periodi di tempo (pari a diverse ore) l'indicazione continua di qualsiasi valore particolare delle pressioni sistolica e diastolica.

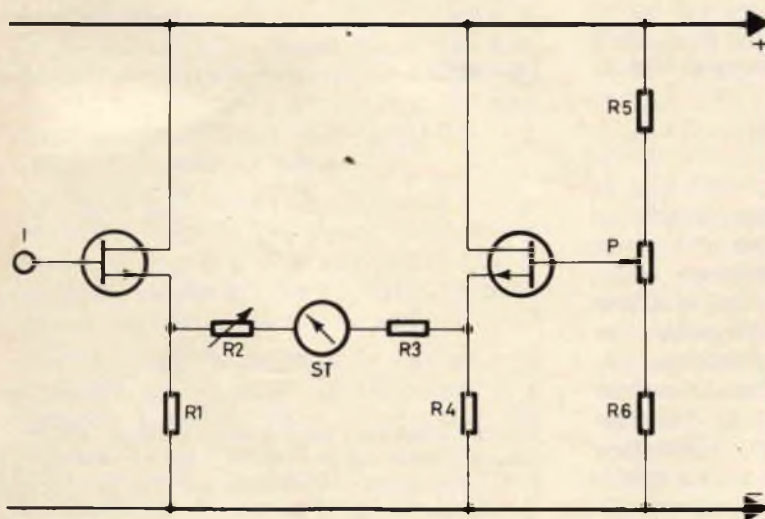
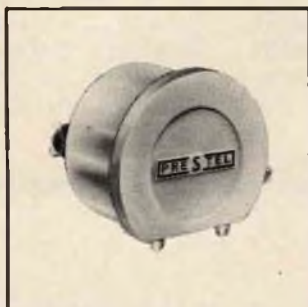


Fig. 6 - Circuito elettrico della sezione di lettura, identico per entrambe le due sezioni dell'apparecchiatura.

AMPLIFICATORI D'ANTENNA A TRANSISTORI



TR 2 - UHF Guadagno 26 dB (20 volte) a 2 transistori

TR 2 - VHF Guadagno 30 dB (30 volte) a 2 transistori

TR 1 - UHF Guadagno 17 dB (7 volte) a 1 transistoro

TR 1 - VHF Guadagno 16 dB (6 volte) a 1 transistoro



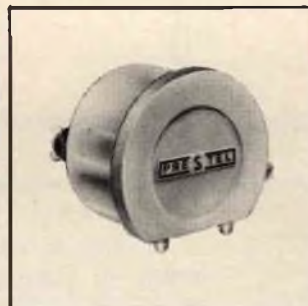
ALIMENTATORI PER AMPLIFICATORI

A 3 N Alimentatore normale adatto per tutti gli amplificatori sino ad un numero massimo di 3. Commutando internamente serve per 1, per 2 oppure per 3 amplificatori.

Accensione diretta 220 V - 1,5 W c.a. - Impedenza entrata-uscita 75 Ω

AT 1 Alimentatore economico adatto per tutti gli amplificatori non miscelati.

Accensione diretta 220 V - 1,5 W c.a. - Entrata 75 Ω; Uscita 300 Ω.



MISCELATORI PER AMPLIFICATORI

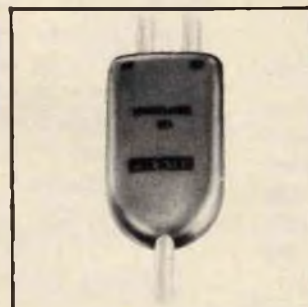
MA 1 UHF-VHF Entrata 75-300 Ω
Uscita 75 Ω

MA 2 per I e III banda - Entrata 75-300 Ω
Uscita 75 Ω

A mezzo commutazione interna è possibile alimentare gli eventuali amplificatori. Qualora si misceli un segnale proveniente direttamente dall'antenna l'alimentazione non va inserita.



MI 3 UHF-VHF per esterno - Entrata 75-300 Ω; Uscita 75 Ω



DEMISCELATORI UHF-VHF

DM 1 DEMISCELATORE UHF-VHF
Entrata 75 Ω; Uscita 300 Ω, volante



TRASFORMATORI DI IMPEDENZA

TI - UHF TRASFORMATORE di IMPEDENZA UHF 75-300 Ω, volante

TI - VHF TRASFORMATORE di IMPEDENZA VHF 75-300 Ω, volante

PRESTEL

s.r.l. - C.so Sempione, 48 - 20154 MILANO

Il metodo di uso attuale impiega due microamperometri da 50 μA fondo scala: ciascuna delle due sezioni presenta un impianto principale collegato all'unità nella sala di controllo, ed un impianto secondario che funziona contemporaneamente in prossimità del paziente. Nei casi in cui

si desidera sfruttare la possibilità di disporre dell'impianto secondario, è importante rammentare che le reciproche influenze tra gli strumenti possono provocare delle discordanze. Nei confronti degli strumenti da 50 μA impiegati, l'aggiunta di un potenziometro da 10 $\text{k}\Omega$ per il con-

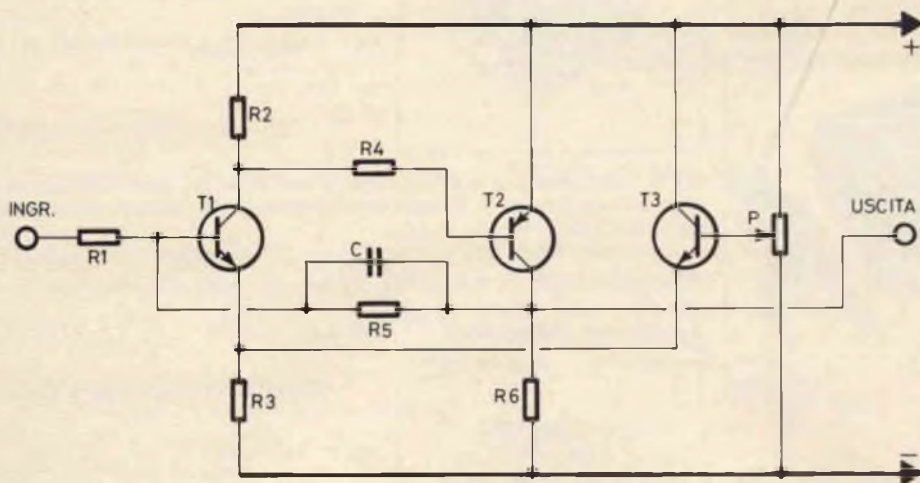


Fig. 7 - Schema elettrico dell'apparecchiatura a circuito Schmitt, comune ad entrambe le sezioni.

ELENCO DEI VALORI INDICATIVI

R1	=	4,7 $\text{k}\Omega$	T1	=	2N3565
R2 - R6	=	10 $\text{k}\Omega$	T2	=	2N3645
R3 - R5	=	470 Ω	T3	=	2N3569
R4	=	30 Ω	C	=	270 pF
P	=	25 $\text{k}\Omega$			

trollo della sensibilità è stato riscontrato del tutto soddisfacente.

Il circuito di azzeramento del dispositivo di lettura comprende un secondo transistor ad effetto di campo, la cui base viene collegata ad un potenziometro del valore di 25 $\text{k}\Omega$ (P). Questo valore del potenziometro consente un'ampia gamma di regolazione, a danno quindi della precisione: tuttavia, ciò è stato riscontrato necessario per compensare le variazioni nei parametri dei transistor in occasione della loro eventuale sostituzione. Un secondo transistor ad effetto di campo è stato impiegato in sostituzione di un semplice divisore di tensione, per consentire una migliore stabilità termica:

in pratica, si è riscontrato che con l'aggiunta di questo transistor le variazioni dovute a fenomeni di carattere termico si sono ridotte ad una entità che può essere considerata trascurabile.

Le due resistenze di emettitore, R1 ed R4, entrambe del valore di 4,7 $\text{k}\Omega$, sono state usate per assicurare il funzionamento lineare del circuito di lettura: tuttavia, nei casi in cui si desidera ottenere un'estrema stabilità della corrente, i suddetti valori possono essere aumentati a 15 $\text{k}\Omega$.

Il circuito Schmitt

Compito principale di questo dispositivo, il cui circuito elettrico è illustrato alla **figura 7**, consiste nell'effettuare la commutazione tra il polo positivo ed il polo negativo dell'alimentazione: sotto questo aspetto, occorre innanzitutto precisare che il circuito convenzionale non potrebbe essere usato a tale scopo, in quanto non soddisfa le esigenze relative al livello della tensione.

Come è possibile osservare nel circuito, il segnale di uscita si presenta ai capi della resistenza R6, avente il valore di 10 kΩ e, dal momento che la tensione di saturazione dello stadio T2 ammonta approssimativamente a 0,3 V, si ha che:

$$V_U = (+ B) + (- B) - 0,3 V$$

nella quale V_U rappresenta la tensione di uscita, che — agli effetti pratici — corrisponde a:

$$V_U = (+ V) + (- B).$$

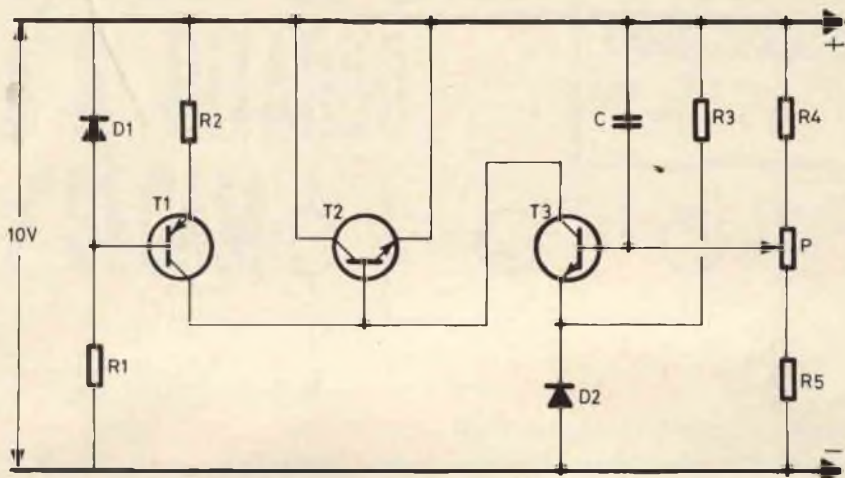


Fig. 8 - Circuito elettrico della sezione di alimentazione stabilizzata, mediante la quale è possibile ottenere una tensione positiva rispetto a massa.

ELENCO DEI VALORI INDICATIVI

R1	=	1,5 kΩ	C	=	1 μF
R2	=	270 Ω	D1 - D2	=	BZY61
R3	=	120 Ω	T1	=	2N3645
R4	=	68 Ω	T2	=	2N3055
R5	=	560 Ω	T3	=	2N3568
P	=	1.000 Ω			

Teoricamente, queste oscillazioni della tensione determinano il passaggio dei transistor dallo stato di conduzione a quello di interdizione e viceversa, sebbene in pratica si sia riscontrata la necessità di incorporare dei diodi per garantire una commutazione completa.

Il controllo del livello di innesco blocca il potenziale presente ai capi della resistenza R3, del valore di 470 Ω, e quindi fa variare il livello di soglia del dispositivo. Ciò permette di regolare il punto di funzionamento in modo da compensare le eventuali differenze riscontrate

te nella pressione in corrispondenza della sonda da paziente a paziente. Una volta che le false letture iniziali sono state cancellate, e che l'ago è stato introdotto nella cavità cardiaca, il comando del livello di innesco viene escluso. Il doppio commutatore presente nelle due sezioni di commutazione provvede a collegare esternamente la base e l'emettitore dei due transistor di commutazione, permettendo in tal modo la lettura dei valori che interessa conoscere.

La sezione di alimentazione

L'intensità della corrente necessaria per far funzionare l'apparecchiatura è soltanto dell'ordine di pochi milliampere, sebbene — se si fa uso di lampade indicatrici in abbinamento con le sezioni di commutazione — tale intensità possa raggiungere approssimativamente il valore di 50 mA.

Se si desidera che il funzionamento avvenga mediante batterie, è possibile usa-

re i tipi Mallory TR-234R, a patto che si faccia a meno di impiegare le suddette lampadine.

Per ottenere invece l'alimentazione mediante la tensione di rete rettificata, occorre adottare un particolare tipo di sta-

bilizzatore, in quanto il funzionamento del circuito dipende dalla costanza dell'alimentazione stessa. Sotto questo aspetto, la **figura 8** illustra lo schema elettrico di un alimentatore adatto a fornire una tensione positiva rispetto a massa, mentre la **figura 9** illustra il medesimo circuito,

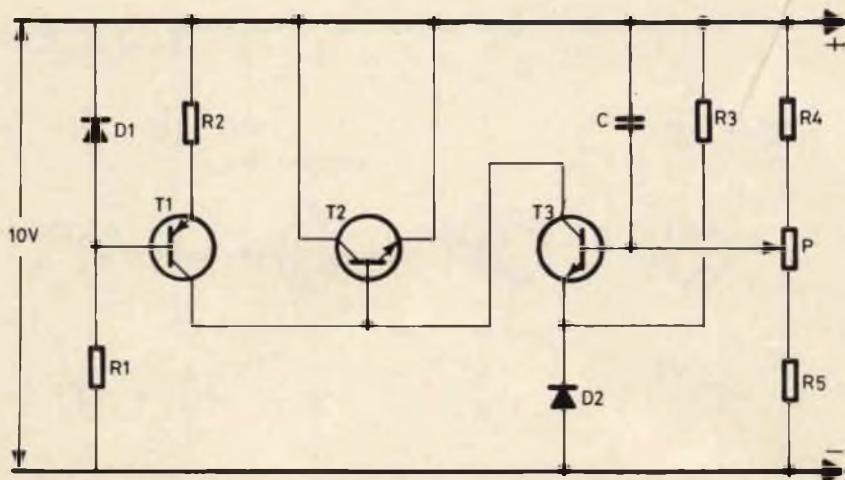


Fig. 9 - La sezione di alimentazione con cui si ottiene una tensione negativa rispetto a massa è identica a quella di figura 8, con la sola differenza che le polarità risultano invertite.

ELENCO DEI VALORI INDICATIVI

Tutti i valori sono identici a quelli del circuito di alimentazione positiva rispetto a massa, con la sola differenza che le polarità dei diodi sono invertite, e che si invertono anche i tipi dei transistori.

T1 = 2N3568
T2 = S49T
T3 = 2N3645

ma con le polarità invertite in modo tale da consentire di disporre in uscita di una tensione negativa rispetto a massa.

Questo tipo di alimentatore impiega una sorgente di 10 V a corrente costante collegata tra il collettore dell'elemento di confronto e quello di riferimento, come pure alla base dell'elemento di controllo. Qualsiasi variazione della tensione di alimentazione viene quindi trasferita dal circuito campionario attraverso il dispositivo di confronto nel regolatore in serie. A causa di ciò, si ottiene una regolazione

pari approssimativamente a 3 mV nel caso di commutazione di un carico che assorba fino a 100 mA. E' stato aggiunto anche qualche provvedimento per ottenere una notevole stabilità termica, combinando tra loro transistor del tipo «p-n-p» e del tipo «n-p-n», ed anche mediante una scelta opportuna dei livelli di funzionamento del diodo zenzer.

Se l'apparecchiatura di controllo deve poter funzionare tra un livello positivo ed un livello negativo, è necessario disporre di entrambe le sezioni di alimentazione. Esse possono essere facilmente pilotate mediante un trasformatore provvisto di presa centrale, impiegando un sistema di rettificazione positivo e negativo, ossia a due semionde. Se la polarità del segnale di ingresso è esclusivamente positiva, è invece sufficiente usare una sola delle due sezioni di alimentazione.

Nella seconda parte di questo articolo esamineremo il circuito completo dell'apparecchiatura, e la relativa tecnica di messa a punto.

(continua)

CARATTERISTICHE MECCANICHE DI UNA LINEA DI RITARDO PAL / SECAM

L'ANGOLO
DEL TECNICO
TV

I parte

Vengono illustrate le caratteristiche meccaniche che deve possedere una linea di ritardo da inserire nella sezione crominanza di un ricevitore PAL/SECAM.

Le funzioni della linea di ritardo in un ricevitore PAL sono già state esaurientemente illustrate in vari articoli in questa rivista. Ricordiamole per sommi capi: La linea di ritardo ha il compito di ritardare il segnale di una data riga per un tempo di $64/\mu\text{s}$, e cioè per un tempo pari alla scansione di una riga. Essa permette quindi di avere nello stesso istante i segnali di due righe che in realtà arrivano uno dopo l'altro. Rendendo disponibili i segnali di queste due righe essa permette di poter fare la **media elettrica** di questi segnali. Questa media a sua volta, permette di riottenere in ricezione il colore trasmesso nel caso il segnale di crominanza abbia subito una variazione di fase lungo il tragitto trasmettitore ricevitore.

La linea di ritardo è quindi un componente molto delicato e per il suo corretto

funzionamento deve poter mantenere inalterato il valore di fase stabilito in un segnale con frequenza di 4,43 MHz. Siccome nel televisore si hanno notevoli variazioni di temperatura il blocco di vetro di cui è costituita la linea e dentro il quale viaggiano oscillazioni meccaniche a 4,43 MHz deve possedere caratteristiche molto particolari che qui di seguito illustreremo dettagliatamente.

Caratteristiche meccaniche del vetro della linea di ritardo DL 1a

Si è potuto accertare che un pezzo di vetro di opportuna forma e dimensioni costituisce il mezzo più idoneo per ritardare di un tempo pari alla scansione di una riga ($64 \mu\text{s}$) un determinato segnale elettrico. Il blocco di vetro della linea di ritardo sviluppata dalla Philips misura circa $80 \times 40 \times 18 \text{ mm}$ (fig. 1).

Il **trasduttore d'ingresso** T_1 trasforma il segnale elettrico d'ingresso in oscillazioni meccaniche torzionali che si propagano nel vetro nella direzione indicata dalla retta A. Questa oscillazione viene riflessa dalla faccia F del blocco di vetro dirigendosi successivamente verso il **trasduttore d'uscita** seguendo la direzione indicata dalla retta B. Questo trasduttore la ritrasforma di nuovo in segnale elettrico.

I trasduttori sono formati da sottili piastrine P di materiale ceramico con proprietà piezoelettriche. Questo materiale è ottenuto da una soluzione « solida » di titanato-zirconato di piombo (codice PXE-3). Le superfici più estese di queste piastrine sono munite di elettrodi depositati sotto vuoto. Per conferire al materiale le proprietà piezoelettriche richieste, esso dovrà essere **polarizzato**. Questa polarizzazione si ottiene portando i trasduttori ad elevata temperatura in un

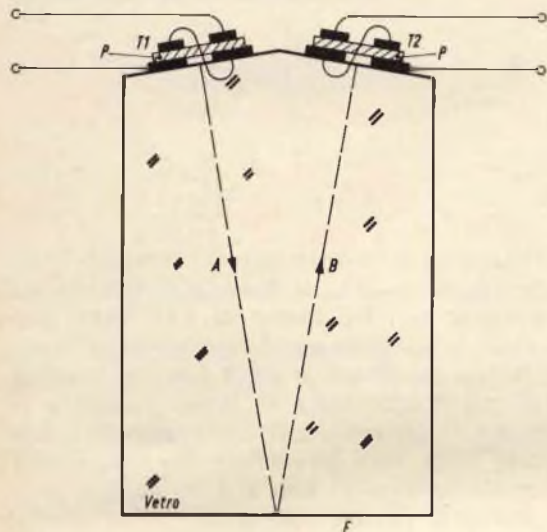


Fig. 1 - Principio di funzionamento della linea di ritardo. bl = blocco di vetro. T₁ = trasduttore d'ingresso. T₂ = trasduttore d'uscita. P = materiale piezoelettrico (PXE-3). A e B = direzioni di propagazione dell'onda ultrasonica rotazionale. F = parete di riflessione.

campo elettrico molto intenso che viene mantenuto tale fino a completo raffreddamento del materiale. La direzione della polarizzazione risulta perpendicolare alla superficie più estesa della piastrina (figura 1).

In queste condizioni ed entro una certa banda di frequenze determinata dallo spessore del materiale, i trasduttori sono capaci di produrre e di ricevere oscillazioni torzionali. Il materiale PXE-3 trasmette queste oscillazioni al vetro con **perdite di inserzione** relativamente ridot-

te permettendo in questa maniera di ottenere la larghezza di banda desiderata. Se le facce più grandi della piastrina di PXE-3 (dimensioni 10 x 12 x 0,23 mm) venissero **completamente** ricoperte dal sottile strato metallico che costituisce gli elettrodi l'impedenza del trasduttore risulterebbe molto bassa. Per questo motivo, ciascuno strato (elettrodo) viene diviso esattamente in due parti uguali (figura 1). In questo modo si ottengono in pratica **due** trasduttori i quali però costituiscono un'unica entità meccanica capace di produrre vibrazioni meccaniche coerenti. Queste due parti risultano collegate elettricamente **in serie**. In questa maniera l'impedenza del trasduttore diventa quattro volte più grande. E' ovvio che questo stesso aumento di impedenza poteva essere ottenuto riducendo di quattro volte la superficie della piastrina del trasduttore. In questo caso però il diagramma di direzionalità e del trasduttore trasmettitore e di quello ricevitore sarebbe risultato meno definito e di conseguenza la trasmissione dell'oscillazione torzionale nel vetro sarebbe risultata meno efficiente.

Per facilitare il montaggio di trasduttori sul blocco di vetro viene applicata sulle superfici che dovranno ospitare i trasduttori una sottile pellicola metallica la quale per adattarsi agli elettrodi dei trasduttori viene divisa in due. Gli elettrodi vengono saldati su queste due pellicole di metallo.

Il vantaggio principale che si ottiene impiegando la **superficie riflettente** del blocco di vetro è quello di potere soddisfare le tolleranze molto ristrette richieste dallo **spostamento di fase** del segnale ritardato. Molando questa parte riflettente del blocco di vetro dopo che sono stati montati i trasduttori è possibile ridurre al valore richiesto la lunghezza del percorso della vibrazione meccanica.

Lo spostamento di fase richiesto può pertanto essere controllato durante l'operazione di molatura di questa faccia del blocco di vetro. La molatura potrà quindi essere continuata fintantoché lo spostamento di fase assumerà un valore corrispondente al multiplo intero di π radianti.

Proprietà del vetro

Il ritardo di fase di una linea di ritardo costruita come indicato in fig. 1 è formato da due parti. Il contributo maggiore è dato dal blocco di vetro. In minor misura contribuiscono i trasduttori, il generatore ed il carico al quale i trasduttori sono collegati. Entrambe queste parti del ritardo di fase variano con la temperatura ed anche sotto questo aspetto il blocco di vetro è quello che contribuisce maggiormente a questa variazione.

Il ritardo di fase effettuato dal vetro dipende sia dalle sue dimensioni sia dalla velocità con cui il **suono** si propaga in esso. Quest'ultima è determinata a sua volta dal **peso specifico** del materiale e nel caso si usino vibrazioni torzionali (com'è nel nostro caso) dal suo **modulo di rigidità**.

Siccome tutte queste caratteristiche sono funzione della temperatura, non è necessario dover impiegare un vetro con coefficiente di dilatazione lineare zero; è preferibile piuttosto disporre di un vetro avente proprietà tali per cui gli effetti di qualsiasi elongazione dovuta alle variazioni della temperatura possano essere compensati da una corrispondente variazione di velocità di propagazione della oscillazione meccanica nel vetro stesso.

Un vetro con queste caratteristiche è stato ottenuto al Centro Sviluppo Vetro della Philips. Qui è stato infatti possibile dare al vetro caratteristiche tali capaci di compensare l'effetto della temperatura su tutti quei parametri che influenzano sul ritardo di fase. E' questo tipo di vetro che è stato usato nella linea di ritardo PAL. Per ciò che riguarda in particolare la composizione di questo speciale tipo di vetro accenniamo solo al fatto che oltre all'ossido di silicio (SiO_2) esso contiene circa il 48% di ossido di piombo (PbO) ed il 3% di ossido di potassio (K_2O). Le caratteristiche a cui abbiamo accennato prima vengono infine ottenute con uno speciale trattamento termico.

A causa del post-effetto elastico nel vetro e nei trasduttori non è possibile dare una relazione unica tra ritardo di fase e temperatura. Una più chiara idea dei risultati ottenuti può essere data mettendo in evidenza la deriva massima nel ritardo di fase riscontrata quando la linea viene sottoposta a quel ciclo di riscaldamento a cui essa in pratica sarà soggetta. Se infatti la temperatura della linea di ritardo viene aumentata linearmente da 20 a 50°C in un tempo di 3 ore e mantenuta a 50°C per due ore, la variazione del ritardo di fase rispetto al valore a 25°C ammonta a ± 5 ns.

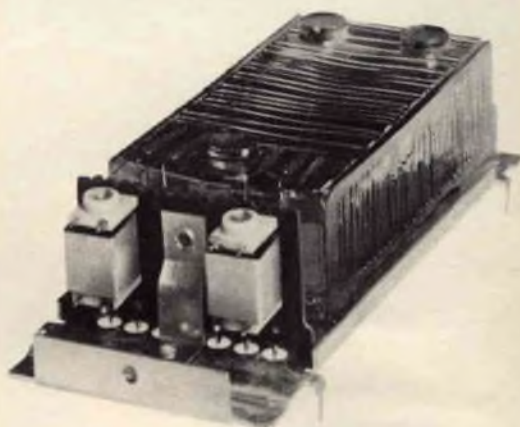


Fig. 2 - Blocco di vetro della linea di ritardo. Le pareti laterali del blocco sono state rese « ruvide » e accidentate allo scopo di ridurre al minimo le riflessioni indesiderate delle onde ultrasonore. I tre « bottoni » che si vedono sul davanti del blocco servono per fissare il medesimo quando si mola la parete dove avviene la riflessione dell'onda ultrasonora.

Soppressione delle oscillazioni indesiderate

Attraverso le pareti del blocco di vetro può « scappare » soltanto una piccola parte dell'energia acustica presente nel blocco medesimo. Ciò è dovuto alla grandissima differenza esistente tra le **impedenze acustiche** (prodotto della densità e della velocità di propagazione) del vetro e dell'aria, ed anche al fatto che le oscillazioni con modo torzionale impie-

gate non possono propagarsi **come tali** in un gas (aria).

Si devono comunque prendere delle precauzioni atte ad assicurare che le onde acustiche, riflesse una o più volte dalle faccie laterali del blocco di vetro, non possono raggiungere il trasduttore di uscita.

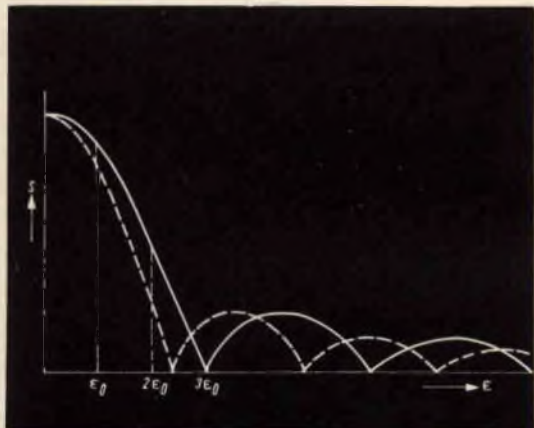


Fig. 3 - Grandezza del segnale S fornito dal trasduttore in funzione dell'angolo di incidenza ϵ della onda ultrasonora. Ad un particolare angolo ϵ_0 l'angolo di incidenza $3 \epsilon_0$ della riflessione 3τ è tale che il trasduttore è insensibile ad esso alla frequenza corrispondente alla curva a tratto pieno. Alle altre frequenze (curva in tratteggio) e per lo stesso valore di ϵ_0 ciò non si verifica.

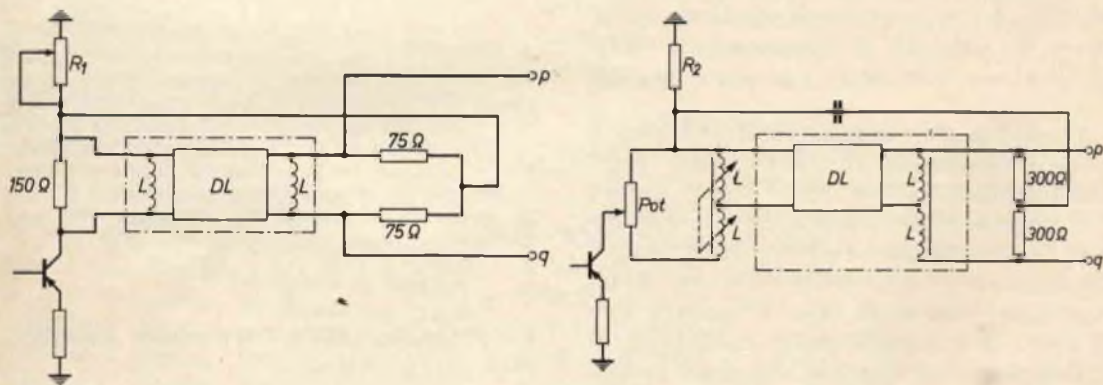


Fig. 4 - a) Schema d'inserzione della linea di ritardo. Il potenziometro R_1 regola l'ampiezza del segnale diretto da sommare ai due segnali ritardati sfasati di 180° . b) In questo caso è il segnale ritardato che viene regolato in ampiezza. E' questa una disposizione che permette un funzionamento più stabile di quello di fig. 4 a.

percorso **tre volte** la « strada normale » all'interno del blocco di vetro. E' questa la riflessione 3τ di cui noi abbiamo già

Queste oscillazioni indesiderate coprono una distanza che è superiore (spesse volte molto superiore) alla distanza richiesta indicata in fig. 1. Ciò può produrre irregolarità nelle caratteristiche di ampiezza e di fase della linea, irregolarità che possono produrre colori sbagliati. Si contrasta questo effetto rendendo le quattro facce del blocco di vetro più **ruvide** di quello che si richiederebbe per rendere queste stesse pareti incapaci di riflettere luce. In questa maniera, qualsiasi onda acustica che pervenga su queste pareti da una direzione errata viene **infranta** anziché essere semplicemente riflessa. Nella fotografia riportata in fig. 2, si possono vedere molto bene i **solchi** praticati nelle faccie del blocco. Essi sono profondi di circa 1 mm e non seguono un disegno regolare. (Per semplicità essi non sono stati riportati nella fig. 1).

In generale però, una parte del segnale che arriva al trasduttore di uscita viene sempre riflessa. Questo segnale riflesso dopo aver ripercorso inversamente la « strada di prima » arriverà di nuovo al trasduttore d'ingresso dove verrà ancora parzialmente riflesso.

Conclusione: al trasduttore di uscita avremo quindi un debole segnale che ha

parlato e che nel linguaggio anglosassone viene chiamata pittorescamente « third-time round ».

Per ridurre la riflessione 3τ ad un livello non disturbante, la faccia del traduttore d'uscita T_2 (fig. 1) viene spostata di poco rispetto al piano perpendicolare alla linea B. Se l'angolo di incidenza del segnale desiderato differisce da zero di una piccola quantità 3ε , l'angolo di incidenza del segnale 3τ sarà 3ε . Questo angolo ε produce indubbiamente una leggera attenuazione del segnale diretto desiderato, ma è evidente che per il segnale 3τ questa attenuazione sarà tre volte maggiore. Questo segnale indesiderato potrà anche essere completamente eliminato, naturalmente solo in corrispondenza di una particolare frequenza (figura 3).

Altre caratteristiche della linea di ritardo

Accenniamo infine ad altre caratteristiche che deve possedere una linea di ritardo PAL.

La caratteristica di ampiezza deve essere sufficientemente piatta. Una larghezza di banda di 1,8 MHz a 3 dB centrata sulla frequenza di 4,43 MHz è del tutto soddisfacente.

Le perdite di inserzione debbono essere più basse possibili in modo da attenuare il meno possibile il segnale.

La temperatura alla quale lavora la linea di ritardo nei ricevitori TVC è compresa tra 20 e 50 °C.

Tutte le caratteristiche a cui abbiamo accennato prima debbono verificarsi entro questi limiti di temperatura. Questa è un'esigenza difficile da soddisfare specialmente per ciò che riguarda il ritardo della fase. L'impiego di un vetro di composizione speciale consente comunque di soddisfarla, non solo ma è possibile con questo tipo di vetro far lavorare la linea entro i valori di -20 e $+70$ °C di temperatura senza che le caratteristiche della medesima subiscano variazioni.

L. C.

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTICHE**

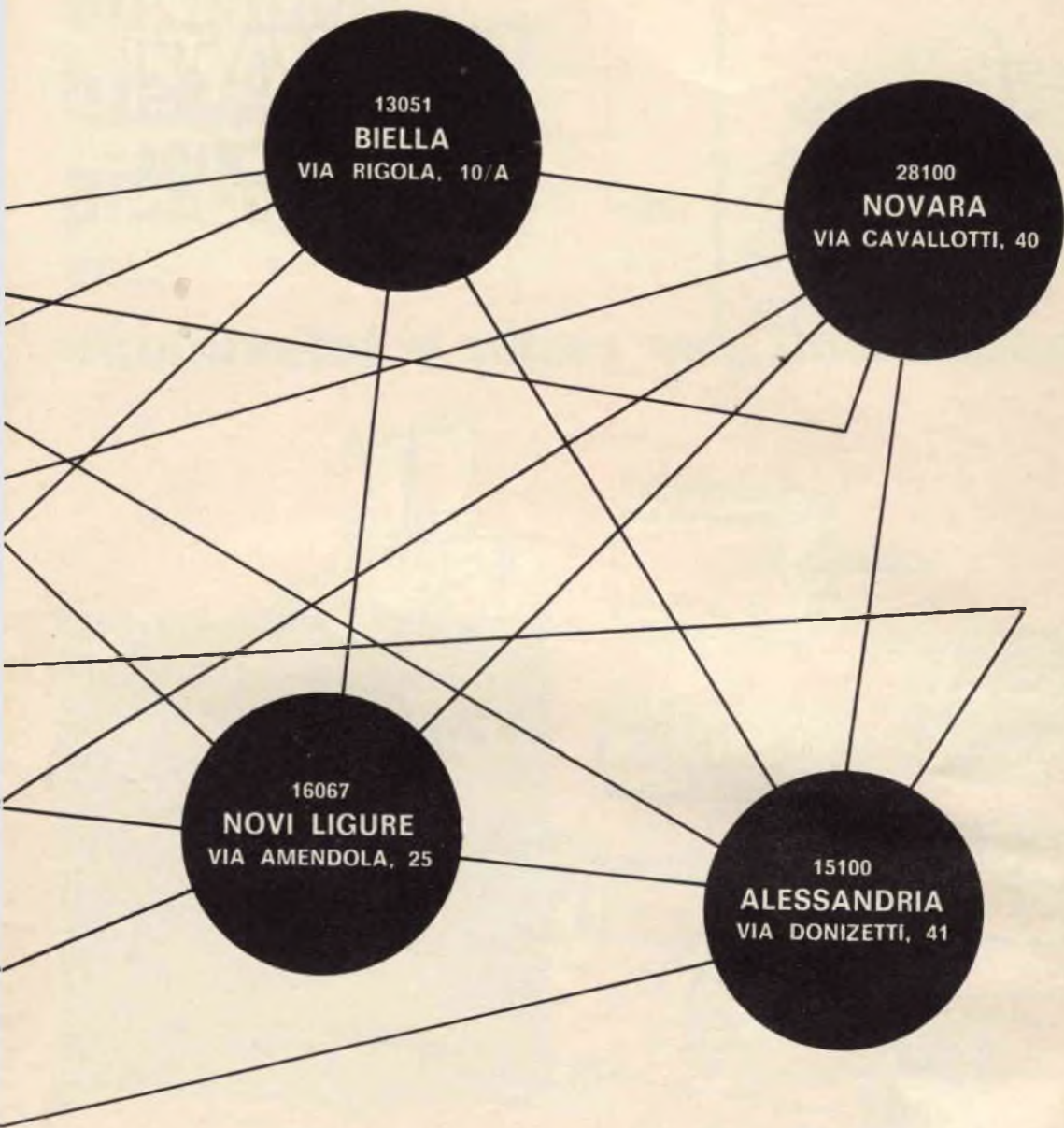
Richiedete Listino a:
SICTE - C.P. 52 - Pavia



10152
TORINO
VIA NIZZA, 34
VIA CHIVASSO, 8/10

11100
AOSTA
VIA ADAMELLO, 12

12100
CUNEO
VIA XXVII APRILE



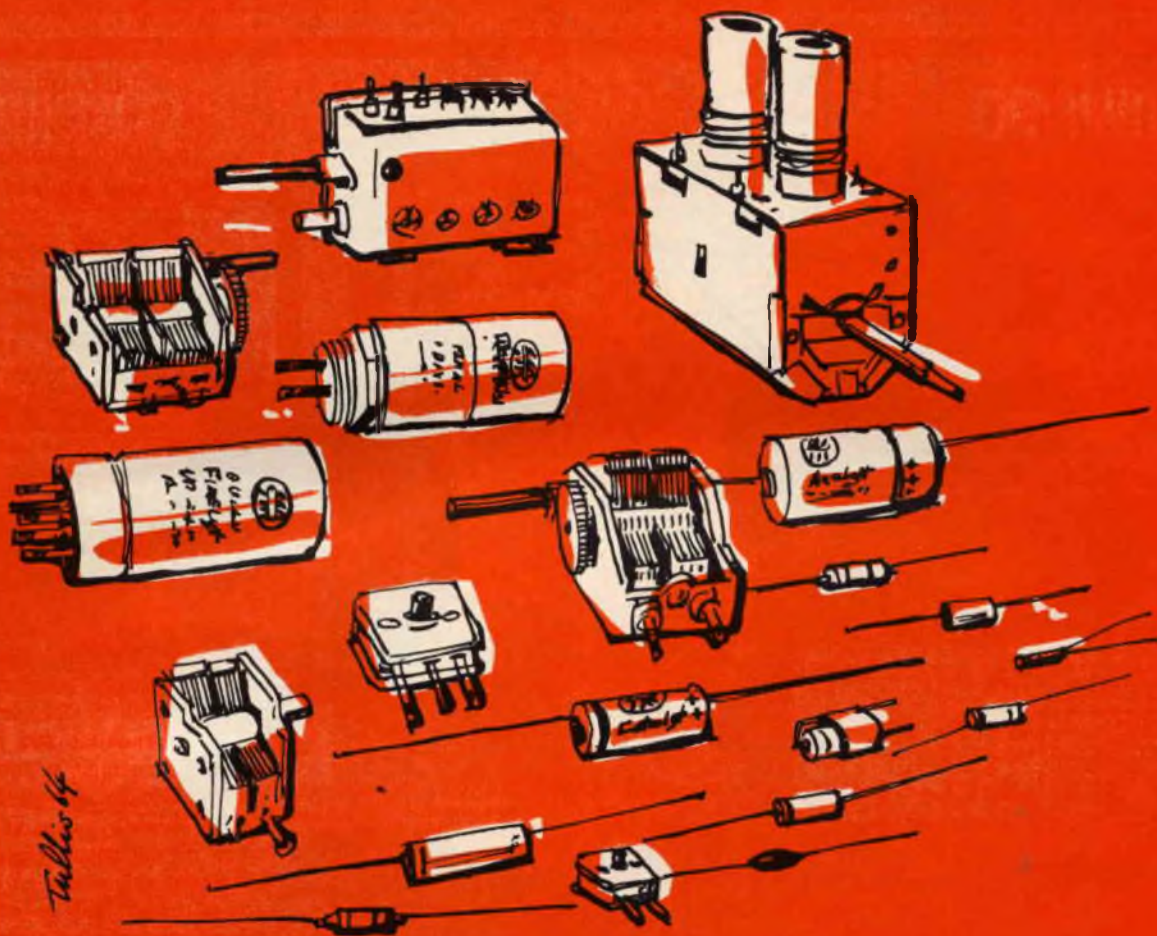
Radiotecnici - riparatori - radioamatori

Questa è la rete organizzativa di vendita che la G.B.C. ITALIANA mette a vostra completa disposizione in **Piemonte**



G.B.C. qualità - G.B.C. garanzia - G.B.C. giusto prezzo

componenti per radio e televisione



DUCATI elettrotecnica **MICROFARAD**



un nuovo braccio pick-up **B & O**

**NUOVI
PRODOTTI**

Le nuove idee di carattere tecnico sono solitamente, e in pratica quasi sempre, basate su concetti noti. In molti casi, tali innovazioni comportano l'opportunità di rivedere vecchie teorie. Un caso particolare è costituito dall'avvento dei dischi stereo, che provocò la necessità di rivedere numerose sezioni di un impianto di registrazione. Questo articolo descrive la revisione suddetta, in riferimento alla progettazione di bracci fonografici.

Quando un disco di tipo convenzionale viene registrato, la testina di registrazione viene spostata mediante un meccanismo a vite, facendo contemporaneamente in modo che l'estremità della puntina oscilli lungo il raggio del disco — vale a dire in direzione perpendicolare rispetto alla tangente del solco. La medesima tecnica di registrazione viene impiegata nei confronti dei dischi stereo. Nel procedimento di riproduzione, d'altro canto, il

« pick-up » viene trasportato da un braccio imperniato in un punto più o meno vicino al disco, col risultato che l'angolo formato dall'asse di rotazione della puntina rispetto al solco varia continuamente durante il movimento del « pick-up » attraverso il disco.

Dal momento che l'angolo di taglio è perpendicolare alla tangente del solco, e che l'angolo di tangenzialità varia durante la riproduzione, si verifica inevitabilmente una certa distorsione dovuta proprio alla variazione dell'angolo di tangenzialità. Questa distorsione viene definita col termine anglosassone di « tracking distortion » (distorsione dovuta ad un difetto meccanico nel seguire il solco registrato).

Agli effetti dello studio di un braccio fonografico, è importante ridurre al minimo possibile le deviazioni dovute alle variazioni dell'angolo di tangenzialità. Ciò viene normalmente ottenuto attribuendo al braccio una forma leggermente curva, e disponendo nel punto più opportuno il centro di rotazione del braccio rispetto al centro di rotazione del disco. Vedi fig. 1 (che rappresenta il giradischi col braccio).

Questo tipo di braccio grammofonico ha consentito fino ad ora risultati soddi-

sfacenti agli effetti della riproduzione di dischi di tipo convenzionale. Tuttavia, non si è tenuto conto di alcuni argomenti relativi a questo tipo di braccio, o — in ogni caso — tali argomenti non sono stati tenuti nella dovuta considerazione, presumibilmente in quanto risultavano di importanza relativa agli effetti della riproduzione di dischi normali: una puntina predisposta in un « pick-up » sostenuto da un braccio di questo tipo non esercita una pressione eguale su entrambi i lati del



Fig. 1

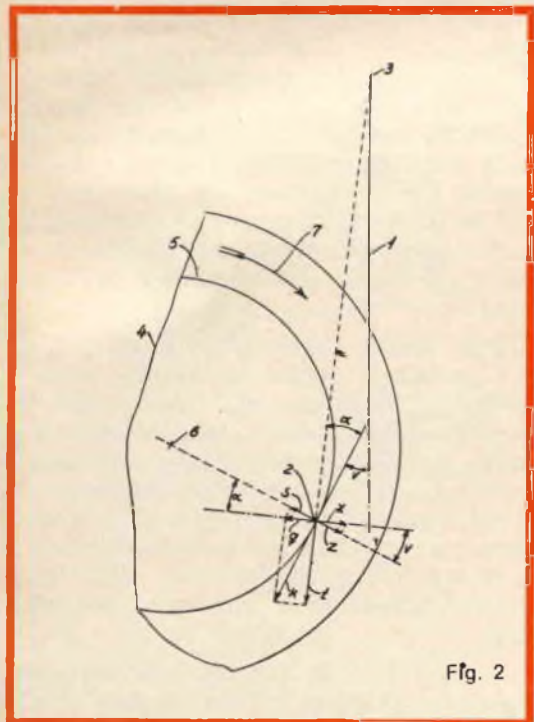


Fig. 2

solco. Questo fatto, sebbene sia forse relativamente di scarsa importanza quando entrambe le pareti del solco recano la stessa informazione, come nel caso dei dischi di vecchio tipo, è invece assai importante quando le due pareti del solco contengono tipi differenti di informazioni.

Consideriamo le forze che agiscono tra il solco di un disco e la puntina del « pick-up ». Nella fig. 2, il numero 4 identifica un disco; 1 è il braccio, lungo il quale è praticata una piega con l'angolo V ; 5 è un solco del disco; 2 è il punto di contatto tra la puntina ed il solco. La forza che agisce sulla puntina, derivante dalla pressione di quest'ultima e dalla resistenza per attrito tra la stessa puntina ed il disco, è rappresentata dalla forza K .

$$K = \mu \cdot p$$

nella quale μ = coefficiente di attrito tra il disco e la puntina.
 p = pressione della puntina.

Parte di questa forza — ossia la componente t — interessa il supporto 3 del braccio. La parte restante, q , si risolve in una pressione sulla parete interna del solco. Se il disco non avesse alcun solco, questa forza costringerebbe il braccio del « pick-up » a spostarsi scivolando verso l'interno, ossia verso il centro del disco.

Da tutto ciò deriva che la parete sinistra del solco viene sottoposta ad una pressione maggiore che non quella alla quale viene sottoposto il lato destro: da ciò è facile dedurre che il contatto meccanico tra la puntina ed il lato destro del solco è minore, con la conseguenza che il segnale di uscita globale fornito da una testina stereo risulta sbilanciato, ossia con la caratteristica di una maggiore distorsione nel canale destro, eccetera.

E' quindi molto importante, nei confronti di un braccio adatto al funzionamento in stereofonia, che questa forza rivolta verso l'interno venga neutralizzata.

La forza agente verso il centro del disco può essere compensata mediante una semplice modifica del braccio grammo-fonico.

Il dispositivo (brevettato) può essere descritto come segue.

La fig. 3 illustra il braccio B & O. La fig. 4 illustra invece, su scala maggiore, il supporto nel quale il braccio viene sospeso.

Il braccio risulta bilanciato in modo che si trovi in un perfetto equilibrio dinamico, il che significa che la linea che unisce i centri di gravità delle due metà del braccio passa attraverso il centro di rotazione di quest'ultimo per entrambi i movimenti verticale ed orizzontale. Quando il disco ruota, l'attrito tra le superfici li-

mitanti del solco e la puntina del « pick-up » produce la forza K di cui si è detto, la quale può essere scomposta in due componenti q e t. La forza t, come si è detto precedentemente, viene assorbita dal supporto del braccio, mentre q si risolve in una tendenza a spostare il braccio verso l'interno, relativamente alla circonferenza del disco.

Tuttavia, la forza q può essere compensata attraverso una speciale struttura del supporto nel quale il braccio è sospeso.

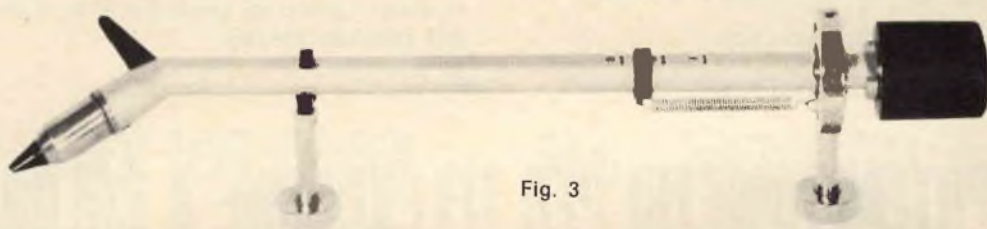


Fig. 3

so: l'asse verticale del giunto cardanico viene semplicemente piegato verso il centro del disco con un angolo Θ . La pressione che viene in tal modo esercitata dalla puntina del « pick-up » sul solco sotto l'influenza della molla che determina la pressione della puntina, e che agisce sul disco nella direzione dell'asse 11 può essere a sua volta scomposta in due componenti, una delle quali è perpendicolare alla superficie del disco, e che viene assorbita, mentre l'altra componente, x, (vedi fig. 2) agisce in una direzione perpendicolare al piano verticale attraverso l'asse del braccio grammofonico, costituendo una pressione sulla parete esterna del solco. Questa componente x, di conseguenza, agisce sul braccio in una direzione che tende a spostarlo facendolo allontanare dal centro del disco, e che di conseguenza si oppone alla forza diretta verso il centro, precedentemente identificata dal simbolo q.

La compensazione completa si verifica quando (vedi fig. 2)

$$s = x \text{ oppure } q \cdot \cos \alpha = x \cdot \cos \nu$$

Col metodo sperimentale, è possibile stabilire che, se il disco è di vinilite, il

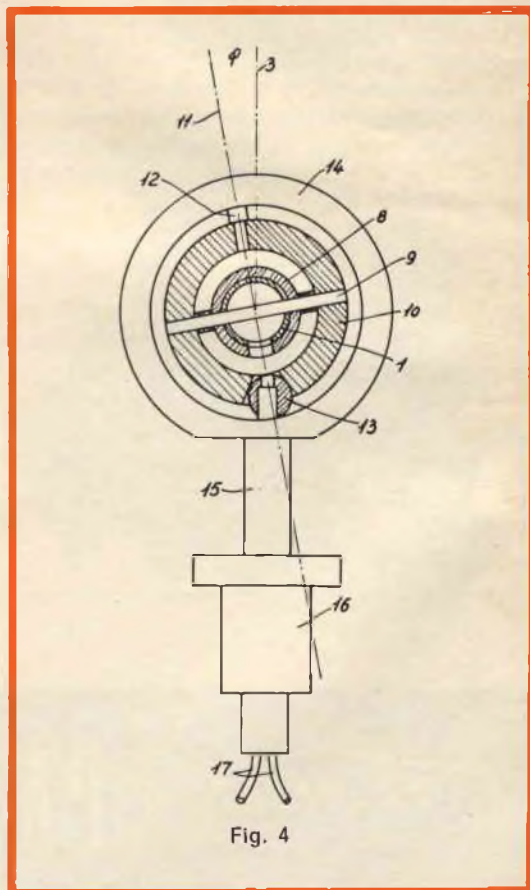


Fig. 4

coefficiente di attrito μ tra il disco e la puntina deve avere un valore pari a 0,3.

L'angolo Θ , ossia l'angolo di inclinazione dell'asse verticale del braccio, può essere calcolato come segue:

$k = 0,3 \cdot p$ (p = pressione della puntina)

$q = k \cdot \text{sen} \alpha = 0,3 p \cdot \text{sen} \alpha$

$s = q \cdot \text{cos} \alpha = 0,3 p \text{sen} \alpha \cdot \text{cos} \alpha$

inoltre,

$z = x \cdot \text{cos} \nu$

E, se s e z devono essere uguali,

$0,3 \cdot p \cdot \text{sen} \alpha \cdot \text{cos} \alpha = x \cdot \text{cos} \nu$

dalla quale otteniamo che:

$$\text{tg} \Theta = \frac{x}{p} = \frac{0,3 \cdot \text{sen} \alpha \cdot \text{cos} \alpha}{\text{cos} \nu}$$

Condizione del corretto funzionamento di questo dispositivo è che il braccio fonografico sia perfettamente bilanciato dal punto di vista dinamico.

Affinché ciò sia possibile in ogni caso (il braccio viene messo a punto in fabbrica agli effetti del bilanciamento dinamico), il contrappeso è munito di un peso supplementare speciale regolabile, mediante il quale è possibile spostare la linea del centro di gravità tra le due metà del braccio stesso.

POTENZIOMETRI PER TELEVISIONE A COLORI

SEMIFISSO A FILO PER CIRCUITO DI CONVERGENZA

Dissipazione a 40°C: RS 29 da 2 W; RS 39 da 3 W.

Gamma di temperatura: da -10°C a +70°C.

Valori: da 2,2 Ω a 10 k Ω .

Presca intermedia.

Lunghezza albero: 43,5 mm - 58,5 mm - 64 mm.



RS 29



RS 39

RS 29 (N 6)

RS 39 (N 6)

LESA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - Via Bergamo, 21 - MILANO (Italia) - Tel. 554.341
 LESA DEUTSCHLAND GMBH - Wiesentalstrasse, 1 - 78 FREIBURG i.Br. (Deutschland) - Tel. (0761) 44 0 10
 LESA ELECTRA S.A. - Viale Portone, 27 - 6500 BELLINZONA (Svizzera) - Tel. (092) 5 53 02
 LESA FRANCE S.A.R.L. - 19, Rue Duhamel - 69 LYON 2 (France) - Tel. (78) 42 45 10
 LESA OF AMERICA CORP. - 521 Fifth Avenue - NEW YORK, N.Y. 10017 (U.S.A.) - Tel. 212 697-5838

PARMA

VIA ALESSANDRIA 7
43100 Tel. 23376

UNITA' DI DEFLESSIONE PER TELEVISORI A COLORI

**NUOVI
COMPONENTI**

AT 1027/03 - MG/2020-00

Si descrivono le caratteristiche tecniche di questa unità di deflessione per televisori a colori. La caratteristica di questa unità è quella di incorporare anche l'unità di convergenza.

Questa unità di deflessione differisce dai tipi AT 1022/03 n. G.B.C. MG/2022-00 in quanto può incorporare anche l'unità di convergenza che in questo caso è scomponibile in tre parti.

È stata progettata per essere impiegata in un cinescopio a maschera forata con angolo di deflessione di 90° (per es. A63-120X, A56-120X). Lavora con il trasformatore di riga AT 2053/01 n. G.B.C. MG/1990-00, con l'unità di convergenza AT 4045/03 n. G.B.C. MG/0614-00 oppure AT 4046/03 n. G.B.C. MG/0616-00, con l'unità per il blu laterale AT 1025/05 n. G.B.C. MG/0616-02 oppure AT 1028/01 n. G.B.C. MG/0616-00, con il regolatore di linearità AT 4042/02 n. G.B.C. MG/0598-04 ed il trasduttore AT 4041/06 n. G.B.C. MG/0600-00.

Per la compensazione della resistenza delle bobine della deflessione verticale contro le variazioni della temperatura, questa unità impiega un termistore NTC da $50\ \Omega$ in parallelo al quale è posto un resistore lineare da $33\ \Omega$.

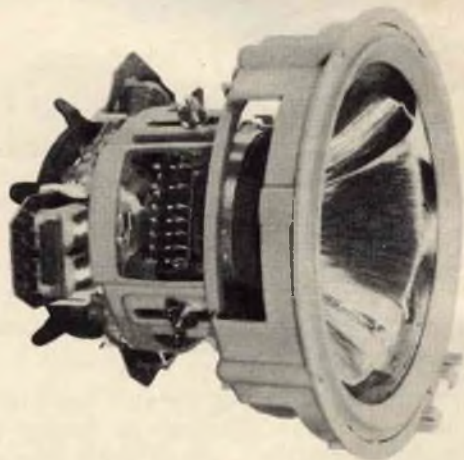


Fig. 1 - Unità di deflessione AT 1027/03 n° G.B.C. MG/2010-00. In questa unità sono incorporate le 3 unità per la convergenza. Per la compensazione della variazione della resistenza elettrica delle bobine di quadro, dovute alle variazioni di temperatura può essere inserita in serie alle medesime un termistore NTC di $50\ \Omega$ in parallelo al quale viene posto un resistore da $33\ \Omega$.

Dati meccanici

Le bobine di deflessione di quadro e quelle di riga a forma di sella sono montate, insieme al nucleo di ferroxcube, su di un anello di polipropilene. Tutto quest'insieme è alloggiato a sua volta coassialmente in una incastellatura munita di feritoie nelle quali l'insieme delle bobine di deflessione e dell'anello di ferroxcube può muoversi in direzione assiale con una corsa di 20 mm (fig. 1). Questo spostamento delle bobine di deflessione lungo l'asse del cinescopio permette l'esatta messa a punto della purezza dei colori. Fatta questa operazione, le bobine possono essere fissate nella posizione corretta mediante dei galletti che le bloccano sull'incastellatura (fig. 1).

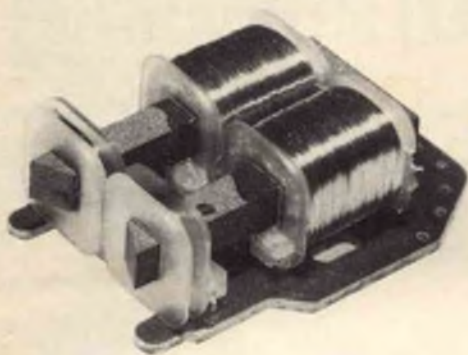


Fig. 2 - Uno dei tre segmenti costituenti l'unità di convergenza AT 4045/03 n° G.B.C. MG/0614-00. Con queste unità la convergenza statica viene effettuata elettricamente.

Le bobine di deflessione di riga sono collegate in parallelo.

L'inserimento di terminali aggiuntivi permette di poter collegare le bobine di deflessione di quadro sia in serie che in parallelo (fig. 6).

Montaggio dell'unità

L'incastellatura deve essere fissata più avanti possibile sul collo del cinescopio in maniera che tocchi il cono del medesimo.

L'incastellatura è munita inoltre di un raccordo nel quale possono essere facilmente inserite le unità di convergenza AT 4045/03 n. G.B.C. MG/0614-00 (fig. 2) oppure AT 4046/03 n. G.B.C. MG/0616-00 (figura 3).

Quest'unità di deflessione ha incorporato un termistore NTC che può essere collegato in serie alle bobine di deflessione di quadro allo scopo di compensare la variazione della resistenza ohmica prodotta dall'aumento della temperatura. In quei circuiti che per la linearizzazione della tensione a dente di sega impiegano una controreazione di tensione, questo semplice accorgimento permette di mantenere una corrente di deflessione costante e di conseguenza un'altezza fissa dell'immagine fino a temperature di 95 °C.

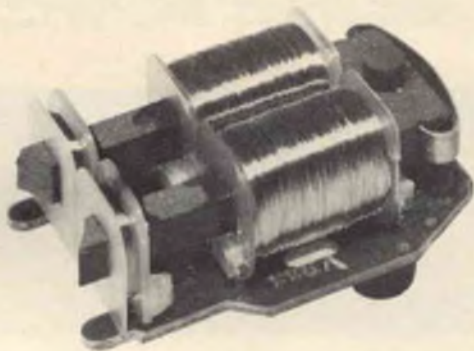
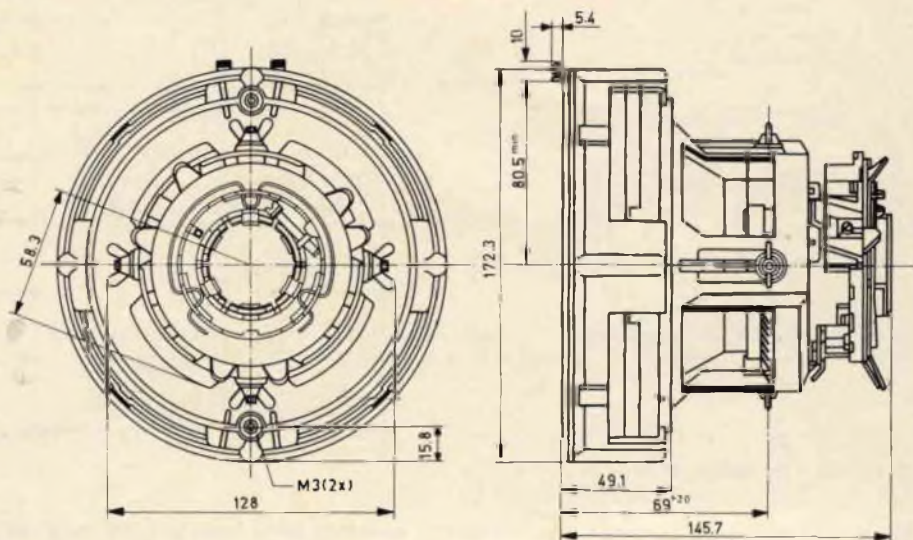


Fig. 3 - Uno dei tre segmenti costituenti l'unità di convergenza AT 4046/03 n° G.B.C. Con questa unità la convergenza statica viene effettuata per via magnetica.

I collegamenti con gli stadi finali di riga e di quadro debbono essere effettuati mediante saldatura sugli appositi reofori, posizionati come indicato in fig. 6.

L'unità di deflessione, dopo essere stata ruotata a mano in maniera da avere un raster diritto viene fissata sul collo del cinescopio mediante un anello serrabile mediante una vite. La presenza di cuscinetti di gomma, permette di fissare dolcemente ma stabilmente l'unità di deflessione nella posizione desiderata.

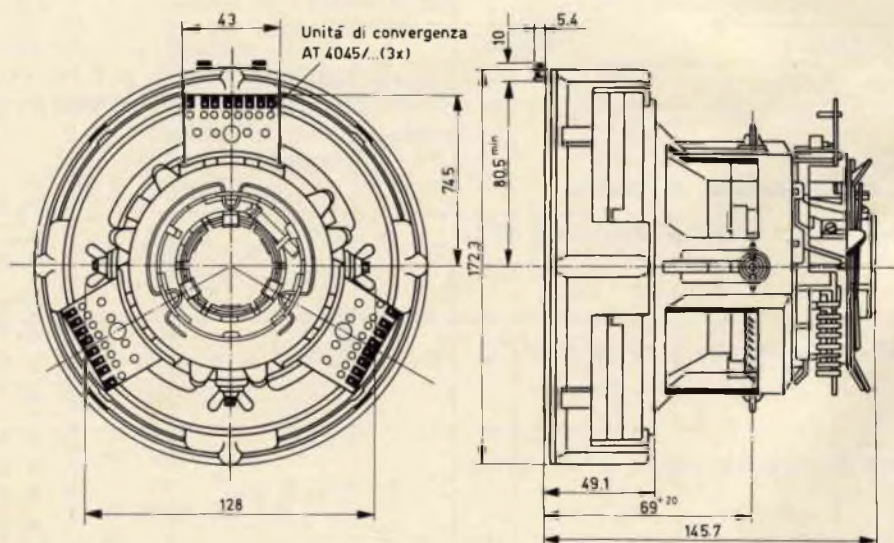


- Dimensioni in mm

Fig. 4 - Dimensioni d'ingombro in mm dell'unità di deflessione AT 1027/03 n° G.B.C. MG/2020-00.

Fissata in questa maniera l'incastellatura, si spostano assialmente le bobine di deflessione in maniera da far coincidere il centro di deflessione dei raggi nei punti in cui all'atto della costruzione del cinescopio erano state poste le sorgenti di

raggi ultravioletti usati per la deposizione dei fosfori. Trovata questa posizione corretta corrispondente alla perfetta purezza dei colori, si fissano le bobine all'incastellatura mediante i due galletti di cui già abbiamo parlato sopra.



- Dimensioni in mm

Fig. 5 - Dimensioni d'ingombro in mm dell'unità di deflessione con inserite le tre unità per la convergenza statica e dinamica.

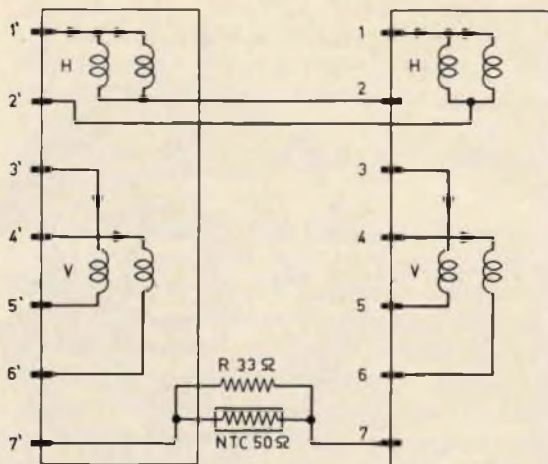
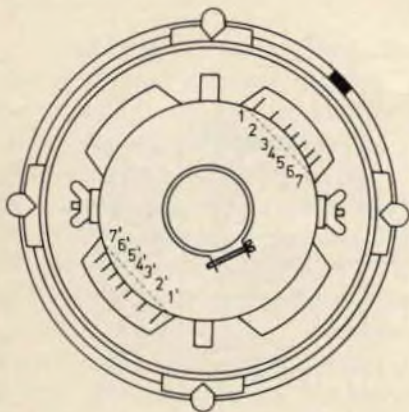


Fig. 6 - Ubicazione dei terminali di collegamento sull'Unità AT 1027/03 n° G.B.C. MG/2020-00.

Collegamenti (vedi fig. 6)

terminali di collegamento		
Bobine di deflessione di riga collegate in parallelo collegate in parallelo con la bobina di bilanciamento (per es. AT 4040/57)	1 oppure 2 e 1' oppure 2'	1' e 2 1' e 2'
	1 oppure 2 e la presa centrale della bobina di bilanciamento	1 e 2 (bobine di bilanciamento tra 1' e 2')
	1' oppure 2' e la presa centrale della bobina di bilanciamento	1' e 2' (bobina di bilanciamento tra 1 e 2)
Bobine di deflessione di quadro collegate in serie, senza resistore NTC	3 e 3'	4 e 5 4' e 5' 6 e 6'
	3 e 3'	4 e 5 6 e 7 4' e 5' 6' e 7'
collegate in parallelo senza il termistore NTC	3 e 3'	3 e 4 5 e 6 3' e 4' 5' e 6' 6 e 6'

* Il valore del termistore NTC è tale da assicurare una perfetta compensazione contro le variazioni della temperatura con le bobine di quadro collegate in serie.

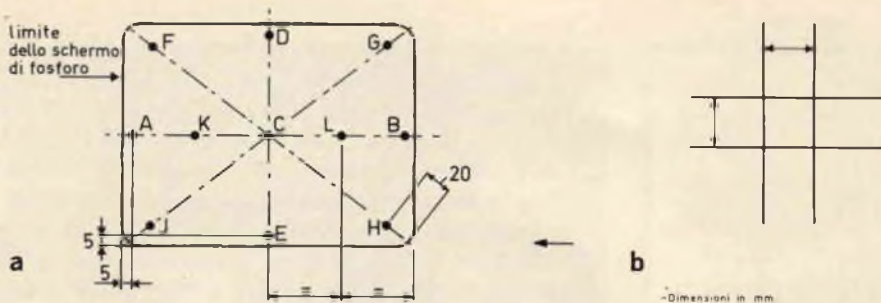


Fig. 7 - a) Punti dello schermo ai quali si riferiscono i valori di misconvergenza riportati sulla tabella 1. b) coordinate rettilinee per la valutazione della misconvergenza.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE
(valori tipici)

Bobine di deflessione di riga, collegate in parallelo

Induttanza 2,95 mH
Resistenza a 25 °C 2,9 Ω
Corrente di deflessione a 25 kV (da bordo a bordo in entrambe le direzioni) 2,6 A_{pp}

Bobine di deflessione di quadro, collegate in serie

Induttanza 114 mH

Resistenza a 25 °C 56 + 20 Ω
Corrente di deflessione (da bordo a bordo in entrambe le direzioni) 0,415 A_{pp}

Bobine di deflessione di quadro, collegate in parallelo

Induttanza 28 mH
Resistenza a 25 °C 14 Ω
Corrente di deflessione a 25 kV (da bordo a bordo in entrambe le direzioni) 0,830 A_{pp}

Massima temperatura di lavoro 95 °C

* Termistore NTC in parallelo ad un resistore da 33 Ω.

Tabella 1 - Valori tipici di misconvergenza riscontrabili sui vari punti dello schermo

Posizione	Colore	Misconvergenza (in mm)			
		tipica		massima	
		orizzontale	verticale	orizzontale	verticale
C	R rispetto a V rispetto a B rispetto a R	0	0	0	0
A, B	R rispetto a V B rispetto a R/V	0 <1	0 <1	0 1	0 1
D, E	R rispetto a V B rispetto a R/V	0 <1	0 0	0 1	0 0
K, L	R rispetto a V rispetto a B rispetto a R	<1	<1	1	1
F, G, H, J	R rispetto a V R rispetto a B e a V	1 — 1.5 1.5	1 — 1.5 1.5	2 2.5	2 2.5

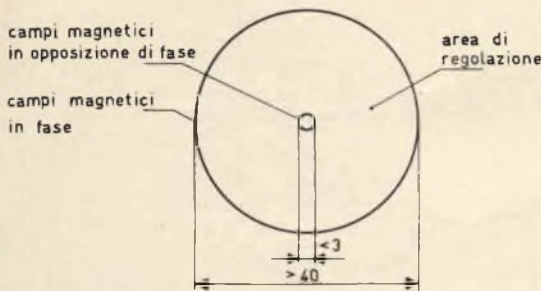


Fig. 8 - Area di messa a punto della purezza ottenibile sullo schermo del cinescopio.

Misconvergenza

(tolleranze della convergenza dinamica)

Per misconvergenza deve intendersi la distanza intercorrente sullo schermo del cinescopio tra i centri dei fascetti del rosso, del blu e del verde rilevata impiegando le coordinate rettangolari di un segnale a reticolo (fig. 7). Per centro s'intende il centro della porzione più illuminata del fascetto.

I valori di misconvergenza elencati nella tabella valgono per un cinescopio da 25", 90° equipaggiato con l'unità di deflessione AT 1027/03 n. G.B.C. MG/2020

-00, l'unità di convergenza AT 4045/03 n. G.B.C. MG/0614-00 o AT 4046/03, n. G.B.C. MG/0616-00, l'unità del blu laterale AT 1025/05 n. G.B.C. MG/0616-02 oppure AT 1028/00 e con un EAT di 25 kV.

I valori di misconvergenza indicati nella tabella valgono solo nel caso in cui tutte le suddette unità siano state messe a punto in modo da avere l'optimum di convergenza lungo le rette AB e DE (fig. 7).

Messa a punto della purezza del colore

La purezza dei colori può essere messa a punto agendo su due anelli magnetici scorrevoli l'uno sopra l'altro. Questi anelli sono stati magnetizzati nel senso del loro diametro. Quando le scanalature praticate sul bordo degli anelli coincidono, i campi magnetici risultano disposti in opposizione di fase. Ruotando i due anelli magnetici l'uno rispetto all'altro viene variata l'intensità del campo magnetico risultante. La direzione del campo magnetico risultante viene invece variata ruotando contemporaneamente i due anelli magnetici. In fig. 8 è indicata la area della regolazione della purezza ottenibile sullo schermo del cinescopio.

Estratto dalla pubblicazione « Halbleiter-Schaltbeispiele 1968 » della Siemens Aktiengesellschaft.

ISTITUTO di TECNICA ELETTRONICA

“G. MARCONI”

SCUOLA MEDIA DI SPECIALIZZAZIONE

COMUNICATO

Con attuazione completa nel periodo di tre mesi viene svolto un CORSO per corrispondenza sulla tecnica della

TELEVISIONE A COLORI

Per poter usufruire del Corso è necessaria l'iscrizione con apposito modulo che viene inviato a semplice richiesta; unire solamente lit. 100 in francobolli per rimborso spese postali. La domanda del modulo non comporta impegno alcuno. Indirizzare la richiesta come segue:

Segreteria dello

ISTITUTO di TECNICA ELETTRONICA “G. MARCONI” - Sez. S - Corso Porta Nuova, 34 - 20121 MILANO

Basi tecniche dei sistemi europei, analisi dettagliata di un ricevitore a colori del tipo più moderno (transistorizzato), il decodificatore, il tubo a maschera, alimentazione, forme d'onda, equipaggiamento e procedure di misura, ricerca dei guasti, circuiti tipici, ecc.

È un corso svolto per i tecnici e gli studiosi che nei prossimi mesi intendono dedicarsi alla manutenzione ed al servizio dei televisori a colori; è valido indipendentemente dal sistema che sarà adottato in Italia.

Assistenza individuale durante il Corso. Domande di controllo per ciascuna lezione. Risposte con correzioni per ciascun allievo. Rilascio di Certificato.

Quota di Iscrizione e tassa per l'intero Corso (comprese le dispense): lit. 16.000. Nessun'altra spesa. Pagamento frazionabile.

La vittoria sul grande flagello dei terremoti sarà una vittoria dell'elettronica. Qui si presentano nuovi progetti sostanzialmente di tipo elettronico ed elettromeccanico. L'invenzione nella sua forma più semplice è rappresentata da un apparecchio che porta in vibrazione delle lamine a contatto di muri o superfici; ebbene, se nelle zone terremotabili e in generale in tutte le costruzioni sarà collocato questo semplice apparecchio si potranno evitare molti disastri.

STUDI E BREVETTI

di Alberto Basso-Ricci

INDUTTORI MAGNETICI E ULTRASUONI AFFRONTANO I TERREMOTI

Il parte

INTRODUZIONE ALLA SECONDA PARTE E RIEPILOGO DELLA PRIMA PARTE

Dei sismi che sconvolgono la superficie terrestre, nonostante le più approfondite indagini, restano ignorate alcune caratteristiche di estremo interesse ai fini delle valutazioni del loro potere distruttivo, come ad es. le accelerazioni istantanee. Molti disastri si sarebbero potuti evitare con semplici norme costruttive prudentiali che già si sono citate nella precedente puntata. Limitatamente all'Italia, sembra opportuno mettere in luce la circostanza che tutti i terremoti di notevole interesse si sono sempre verificati in zone in cui gli abitati non solo non erano stati costruiti con criteri antisismici, ma addirittura, come nella Valle del Belice, erano ben lontani, tranne poche eccezioni, dal possedere quel minimo di requisiti che dovrebbero presentare opere dalla cui stabilità dipende la vita degli uomini.

In generale: i tetti non devono essere sporgenti, la tecnica delle esecuzioni delle

fondazioni richiede particolari accorgimenti che qui non ci fermeremo a spiegare, i collegamenti delle varie parti dei fabbricati devono essere adeguati e rispondenti a certi moduli di elasticità e rigidità a seconda dei punti.

Le tecnologie moderne già offrono notevoli soluzioni, anche se purtroppo non definitive. Per fabbricati in cemento armato di una certa mole ed importanza si possono sostituire ai materiali tradizionali nuovi materiali che oggi offre l'industria (per es. laminati plastici, pressati, pannelli, ecc...).

Così le pareti possono rimanere affatto indipendenti dall'ossatura portante lasciando a questa libertà di deformazione.

In generale bisogna dire che le strutture in cemento armato, pur di notevole altezza, resistono bene al sisma. Se subiscono danni è, in genere, per cattiva esecuzione o per erronea concezione statica, calcoli per altro molto impegnativi.

Sembra che in zone di massima intensità sismica gli edifici a struttura portante

in cemento armato, pur subendo, in taluni casi, gravi lesioni, non siano mai crollati. Gli edifici totalmente a struttura portante sono impegnativi, qui si pensa di realizzare, con mezzi semplici ed economici, case antisismiche qualunque sia la loro struttura, anche semplicissima. Case ed edifici che possano questa volta essere in grado di reagire alle sollecitazioni sismiche, salvaguardando l'incolumità e la vita delle persone.

Si consiglia il lettore, affinché più proficuamente possa seguire l'argomento, di prendere visione sul numero precedente della puntata a cui fa seguito questo articolo; in essa si trattano le varie onde sismiche, si affronta lo studio dei primi apparati antiterremotici costituiti da induttori elettrici che trasmettono vibrazioni alle strutture portanti, se ne studiano i periodi di oscillazione ecc...

In generale, per lo studio del fenomeno, l'analogia elettrica accompagna molto validamente ogni effetto.

IL DIAPASON E L'ONDA SISMICA

Mentre vorremmo per ora lasciare la parte progettistica meccanica, nonché tutte le considerazioni particolari che la riguardano, facilmente alla portata dell'ingegnere delle costruzioni, è assai utile vedere quale sia la fenomenologia intrinseca che governa la realizzazione di una casa anti-terremoto alla cui base ci siano degli induttori che solo nei momenti vo-



Fig. 8 - Un colpo veloce può spezzare l'asse in due pezzi.

luti producano sulla costruzione dell'edificio quelle lievi vibrazioni e oscillazioni meccaniche di cui sopra si è fatto cenno.

Ricordiamo tutti un antico esercizio ben conosciuto dai cinesi il karaté del quale abbiamo visto in sequenze cinematografiche l'effetto vistoso. Una persona vibra un colpo violento e velocissimo su un'asse di legno o di altro materiale, di spessore anche notevole (fig. 8).

Meraviglie! L'asse si taglia netto in due parti.

Abbiamo a confronto due posizioni meccaniche precise, da una parte un corpo fermo, dall'altra una forza d'urto che si trova aumentata, dovuta a una massa in caduta che aumenta la sua velocità.

Nell'atto dell'urto le molecole della massa statica non reggono, per così dire, il transient di passaggio ad un'azione dinamica anche modesta. Si ha quindi la rottura dell'asse. Tutta l'energia si trova concentrata in un solo punto.

Se l'asse è invece sotto vibrazione, ossia è fatta vibrare con mezzi noti qualsiasi in senso ortogonale alla direzione della forza d'urto, l'energia d'urto si distribuisce allora più facilmente sull'intera asse. Questa energia si disperderà poi in calore e l'atleta non riuscirà più con un solo colpo a rompere l'asse in due in quanto tutta l'energia del colpo vibrato non risulta per così dire tutta concentrata in un solo punto, ma bensì distribuita e dispersa lungo l'intera asse.

Altri fenomeni in cui si magnificano gli effetti della risonanza meccanica possono essere quelli ormai ben noti di soldati che marciano con un passo cadenzato su un ponte. Allorché la frequenza del ritmo di marcia entra in risonanza con la frequenza delle strutture del ponte, il ponte stesso può spezzarsi.

Nelle apparecchiature che salveranno le case anti-terremoto del domani succederà per così dire l'effetto contrario. Si vuol dire che se quell'asse di cui sopra si è parlato si trovasse posta su un piano vibrante non potrebbe essere spezzata tanto facilmente sotto la forza d'urto.

Le molecole trovandosi in stato di oscillazione, già abituate per così dire ad una

mobilità, « non prese quindi di sorpresa », non permetterebbero più lo spezzarsi totale dell'asse, così dicasi del ponte se reso vibrante.

All'inizio si è parlato del diapason. Una lamina di diapason si rompe più facilmente sotto una forza d'urto allorché si trova allo stato inerte anziché sotto l'effetto di una vibrazione meccanica che la sollecita.

Non essendo meno efficace l'analogia elettronica di quella meccanica, di cui sopra si sono date le forme, appare altrettanto evidente quanto sia piuttosto difficile fare attraversare un circuito oscillante da un'altra corrente che non sia quella di regime.

Con linguaggio semplice possiamo dire che in un circuito oscillante non c'è posto per altre correnti. Lo studio della meccanica, della fisica e dell'elettronica è piena di molti altri esempi, qui se ne è citato solo qualcuno.

Ma in fondo ci si chiede: « Ma qual'è l'effetto dominante di tutto ciò? ».

L'effetto che si illustra non vuole certamente implicare tutto il rigore scientifico che lo può riguardare, la matematica superiore è dotata oggi di strumenti profondi e precisissimi che possono risolvere con tutta la necessaria vastità ed esattezza il problema. La matematica tensoriale, specializzatissima in questi problemi, infatti ha avuto il suo sviluppo solo in questo secolo.

Ma lasciamo a parte per il momento tutto ciò, l'effetto di cui si è parlato, visto nella forma più semplice, è quello di ottenere una struttura rigida, come quella del cemento armato, come se fosse invece realizzata in gomma.

Questo « magico potere » di trasformazione di strutture rigide in gomma, lo abbiamo sopra detto, è dovuto a quei principi di cui si è fatto cenno.

Riacciamoci a quanto si diceva all'origine.

Visto che non si possono costruire le case in gomma, le renderemo di gomma nei momenti voluti. Ogni conclusione dovrebbe apparire ovvia. La futura scienza

DERIVAZIONI VIBRATORIE INTENSIVE PER ABITAZIONI REALIZZATE SU ZONE TELLURICHE O VULCANICHE

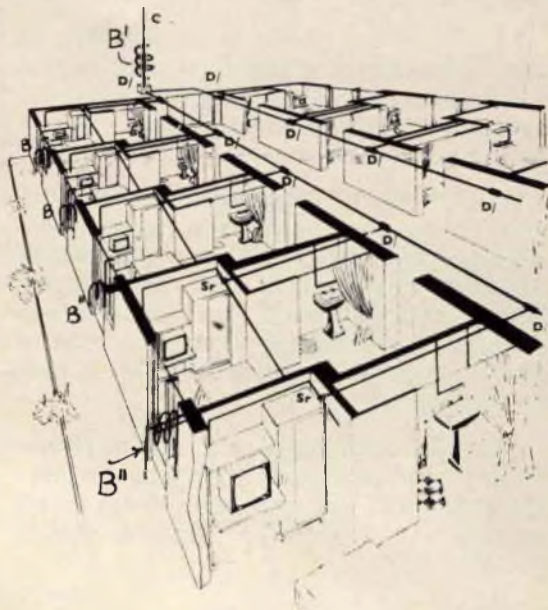


Fig. 9 - C = Colonna montante
D/ = Scatole per derivazione sulla colonna montante
Sr = Organi eccitati elettromagneticamente per la vibrazione dell'aria ambiente, mobili ecc.

della costruzione edile dovrà tenere conto di queste cose. Un esempio di questo edificio è mostrato dalla fig. 9. Alla base o in prossimità dei plinti di base di costruzione saranno disposti dei magneti. Il grande vantaggio di queste strutture è quello che esse non si troveranno eccitate continuamente, in questo caso si arriverebbe a sciupii inutili di energia elettrica.

La tecnica sismografica preavvisa sempre il cataclisma, l'onda d'urto principale segue anche di poche frazioni di millesimo di secondo l'avviso ammonitore di altre onde.

Saranno proprio questi primi avvisi che metteranno in allarme la città. Si diceva che la vittoria dell'uomo sulla poderosa forza dei terremoti sarà una vittoria dell'elettronica, infatti saranno solo le moderne apparecchiature, rappresentate in fig. 10, le quali immediatamente, senza sciupii di tempo, (ormai siamo abituati a lavorare su frazioni di tempo di micro-

secondi e di nano-secondi), faranno entrare istantaneamente in funzione le bobine generatrici di cui si è detto.

L'onda di terremoto rappresenterà la mano poderosa dell'atleta lanciata contro dei blocchi, ma essa questa volta sarà incapace di frantumare il blocco, trovandolo in istato vibratorio.

Verrà forse il tempo nel quale i terremoti scorreranno sotto casa nostra, mentre noi staremo tranquillamente seduti in poltrona; tutt'al più ci sentiremo leggermente trastullati dalle mure di sostegno della casa e si potrà allora dire mentre si sta leggendo il giornale: « Ah, è passato un terremoto! ».

Questa oscillazione sarà dovuta al terremoto, quella invece impressa artificialmente dagli induttori non l'avvertiremo perché i suoi livelli non saranno affatto elevati.

Ciò è facilmente comprensibile per lo esperto dei campi vibratorii che conosce i regimi e le fasi.

Di tutto ciò qui non si accenna, essendosi voluto soltanto citare il principio base di questa nuova invenzione. Applicazione nella quale l'elettronica è chiamata a svolgere un grande ruolo, senza di essa queste applicazioni non sarebbero state possibili.

APPARECCHIATURE ELETTRONICHE E VIBRATORI ACUSTICI ANTITERREMOTICI

L'uomo ha imparato a rendersi padrone di tempuscoli infinitesimali e questi finalmente gli potranno servire per cogliere di sorpresa effetti catastrofici e prevenirli.

Il tecnico del duemila potrà quindi parlare di transient di tempo nei quali la oscillazione di base, vogliamo dire del

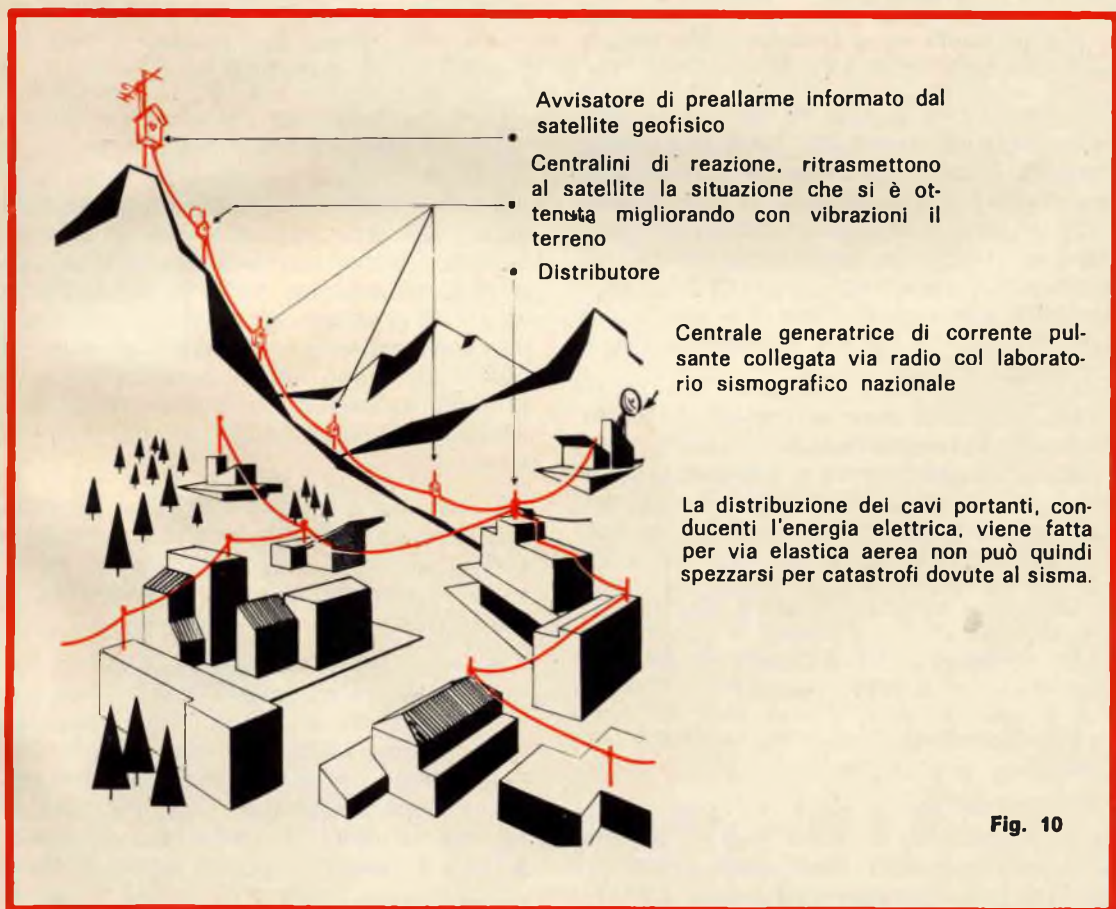
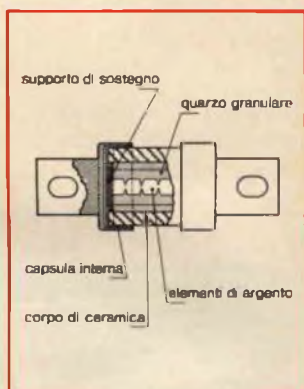


Fig. 10

**7 DIFFERENTI GAMME ADATTE PER LA PROTEZIONE
 DI TUTTI I TIPI DI DIODI, SCR E TRIAC DI POTENZA**

- Interrompono anche le più pericolose sovracorrenti in un tempo estremamente breve.
- Limitano l'energia termica a cui diversamente i semiconduttori sarebbero sottoposti.
- Limitano la tensione d'arco che potrebbe essere dannosa per i semiconduttori disposti in altre parti del circuito.
- Impediscono al valore di picco della corrente di attraversare il semiconduttore.



Fusibili indicatori a scatto - Tipi I 700 e I 1000

MAX. TENSIONE RMS	250 V	700 V
MAX. TENSIONE DI ARCO	410 V	1150 V
CORRENTE RMS	da 7 a 600 A	da 8 a 500 A
I ² t TOTALE ALLA MAX. TENSIONE DI ESERCIZIO	da 26 a 550000 A ² sec	da 28 a 980000 A ² sec
TEMPERATURA DELLA CAPSULA	100° C	125° C
MAX. SOLLECITAZIONE DI GRAVITÀ	da 1500 a 3000 g.	



INTERNATIONAL RECTIFIER
 CORPORATION ITALIANA S.p.A.

10071 BORGARO TORINESE
 via Liguria 19 - Tel. 49 84 84 (5 linee)

UFFICIO DI MILANO
 via Medardo Rosso 16 - Tel. 60 08 36

plinto, tanto per intenderci, raggiungerà la sommità dell'edificio.

Si creerà un felicissimo connubio fra i progetti dell'ingegnere meccanico e dell'ingegnere elettronico. Problemi, che prima d'ora, nessuno mai ha suscitato, e che verranno affrontati; finora non si è mai usato parlare, e tanto meno studiare, le composizioni ferrose o di cemento armato che permettano una rapida trasduzione di un segnale vibratorio.

Anche queste nuove applicazioni entreranno nella pratica del meccanico e dell'elettronico. Sarebbe auspicabile che ciò fosse prima del 2000.

In fondo questa nuova invenzione intende solo presentare una tecnica preventiva: l'uomo saggio predisponde.

Con questi nuovi progetti ingegneristici e con queste nuove apparecchiature elettroniche, l'uomo antecede la calamità.

Il sistema offre inoltre il pregio di una non eccessiva incidenza dei costi, altro vantaggio è che esso entrerebbe in funzione soltanto nei casi eccezionali con un suo costo di manutenzione praticamente a zero. Non è dotato di parti meccaniche in rotazione, quindi non richiede lubrificazione. Esso necessita soltanto per ogni fabbricato di pochi KW/h di energia che ben volentieri ognuno di noi impiegherà. Insomma vale la pena di realizzarlo!

Bisognerà stare attenti che l'interruttore generale, pronto a far scattare il nostro induttore, sia sempre inserito. Sarebbe veramente spiacevole che il se-



Altoparlante con un cono « gigante » ad es. di 2 m di diametro o più.

Fig. 11 - Un grosso altoparlante aereo è sostenuto in volo da organi propulsori e da alettoni. Esso può emigrare da una città già salvata dal terremoto ad un'altra alla quale sono già arrivati i segnali premonitori.

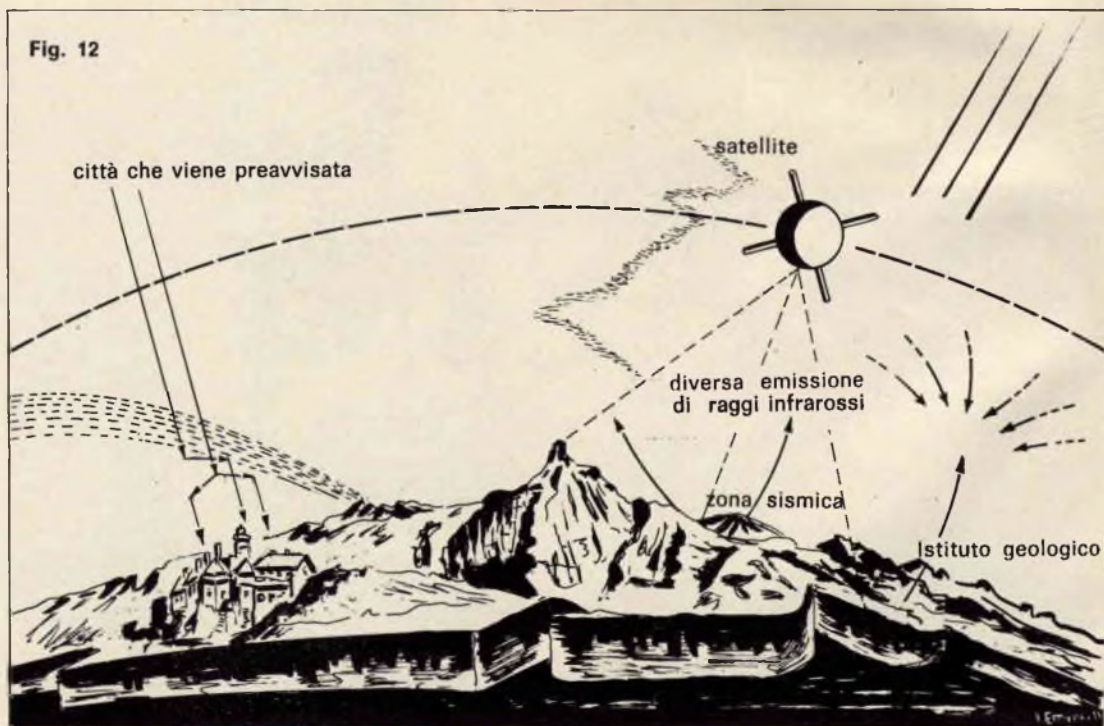
gnale arrivato dalla centrale sismografica ci trovasse con l'interruttore aperto.

Si accenna ad un'altra possibilità per vincere il cataclisma del terremoto. Essa è rappresentata dalla figura 11, nella quale è indicato una grossa sirena o un grosso fischio o un grosso altoparlante. Tutti conoscono le proprietà delle vibrazioni acustiche che possono avere effetti micidiali allorché si entra nel dominio degli infrasuoni o degli ultrasuoni. È noto come questi possono spezzare a distanza blocchi di cemento di parecchie centinaia di chilogrammi. Si possono fare dei calcoli per conoscere quanto grande debba farsi il generatore acustico. Risulta ad esempio che con un cono d'altoparlante del diametro di 2 metri è possibile portare in vibrazione tutti gli edifici compresi nell'area di 1,5 chilometri quadrati. Se si disponessero 20 altoparlanti giganteschi di 4 metri di diametro cadauno si potrebbero lanciare colpi mortali ad una distanza di oltre 60 chilometri. Tutto crollerebbe entro il raggio di propagazione di questi raggi acustici. La cosa più interessante è che nessun assorbente acustico può vedersi capace di resistere a tale azione.

ALTOPARLANTI VOLANTI CONTRO I TERREMOTI - PRE-ALLARMI CON SATELLITI

Naturalmente, nel nostro caso, il tutto verrà utilizzato a scopo benefico. Allorché i satelliti (fig. 12) prevederanno i terremoti, che saranno in grado di annunciare con un anticipo, secondo le più attendibili previsioni anche di un'ora, opportune correnti di eccitazione comanderanno gli altoparlanti; le onde sonore porteranno in lieve oscillazione tutte le strutture delle costruzioni e degli edifici. Quando arriverà l'onda sismica minacciosa le strutture stesse non saranno prese di sorpresa trovandosi già in uno stato armonico di oscillazione e nessuna vibrazione con l'effetto di un colpo di taglio netto potrà farle crollare. È interessante conoscere l'annuncio dell'istituto geologico degli Stati Uniti in merito alla installazione di speciali strumenti sensori nelle zone sismiche più minacciate. Questi sensori trasmettono ai satelliti in orbita i dati registrati con un sistema telemetrico.

Dai satelliti un impianto di controllo all'infrarosso sarà in grado di effettuare, entro breve tempo, fotografie della zona



terrestre documentando mutamenti termici e mutamenti di deformazione terrestre. Dai satelliti l'allarme giungerà immediatamente agli osservatori terrestri, che invieranno i segnali con prestabilite frequenze agli altoparlanti o ai grossi fischietti citati.

Infrasuoni ed ultrasuoni od eccitazioni procurate elettromagneticamente a barre ferrose e inglobate nelle costruzioni possono permetterci di raddrizzare edifici inclinati. La Figura 13 mostra la torre pendente di Pisa; una enorme fune e vistosissimi mezzi di traino potranno raddrizzarla prevedendo alla sua base ad esempio un sistema di eccitazione secondo i principi già citati all'inizio. Ogni strappo improvviso della fune non spezzerà « di netto » la costruzione. Ogni molecola della costruzione stessa è soggetta ai noti moti vibrazionali. Questo sistema non è stato presentato alla commis-

sione che si incarica dei nuovi progetti capaci di raddrizzare la torre di Pisa, appello che come si sa è stato lanciato a tutti gli scienziati nel 1964.

Per la cronaca giova ricordare che, fra i progetti che sono stati presentati, quello del russo Malkov sembra tutt'oggi il più interessante, non per raddrizzarla, ma per tenere la torre stabilmente pendente. Malkov ha pensato di fissarla al suolo con tre giganteschi ganci d'acciaio, a forma di boomerang, che risalirebbero nella torre, invisibili dall'esterno, fino all'altezza del centro di gravità.

Se si volesse disporre degli altri sistemi vibratorici citati, opportunamente resi solidali alla base della torre, si potrebbe prevedere, al limite di ogni previsione, che nel malaugurato caso in cui la torre dovesse rovesciarsi essa cadrebbe al suolo «tutta intera», senza frantumarsi. Po-

Fig. 13 - Torre di Pisa.



tremmo dire che anche questo è un modo per tramandarla ai posteri nelle migliori condizioni possibili.

Volendo, una serie di progetti di induttori magnetici e di apparecchiature ad ultrasuoni è già pronta da realizzarsi, e potrebbe essere subito inserita nelle nuove costruzioni per edifici normali, il costo sarebbe di $2 \div 3$ milioni per costruzioni di 3 piani o ville.

Con l'arrivo della prima lieve vibrazione sismica, si chiude automaticamente l'interruttore che alimenta il sistema vibrante, cosicché quando sopraggiunge l'onda devastatrice, la casa si troverà già in uno stato di protezione.

AVVISATORI ELETTRONICI E SATELLITI COMANDERANNO ESPLOSIONI ATOMICHE

Imparato il sistema per difendersi dai terremoti, sorge spontaneo chiedersi perché non pensare a bloccarli alla loro origine o comunque governare ordinatamente la loro patogenesi. Ecco come. A tutti è noto il progetto Mohole od operazione Mohole, condotta con una serie di sondaggi preliminari che riuscirono a scavare un foro nelle profondità del Paci-

fico. Il progetto attuale si interessa a quella parte della Terra che si indica come « mantello ». Come è noto il mantello si propaga fino ad una profondità di tremila chilometri. Va aggiunto che le informazioni sul mantello vengono ottenute grazie allo studio di onde sismiche generate da « terremoti artificiali », allo scopo servono grosse esplosioni procurate nel fondo del mare. Questi sistemi hanno dato importanti risultati estendendo le esplosioni sotterranee nucleari. Queste ultime sviluppano poderose energie esattamente uguali a quelle procurate dai terremoti naturali. Dai dati ricavati si sa che un'esplosione atomica sottomarina a cinquecento metri di profondità fa pervenire al suolo un'energia ben quattrocento volte superiore rispetto a una esplosione in superficie. Ebbene è proprio anche di queste esplosioni che voglio parlare. Naturalmente saranno, questa volta, energie di esplosioni regolate nel tempo, non quindi una esplosione totale ed istantanea. Ad esse sarà dato un carattere di ritmicità e controllo fino ad ottenere prestabilite « ampiezze » e volute frequenze ritmiche di esplosioni, esse, favoriscono il propagarsi su tutto il globo di onde vibratorie. Queste onde vibratorie, funzionando da incollante tengono costantemente sotto il

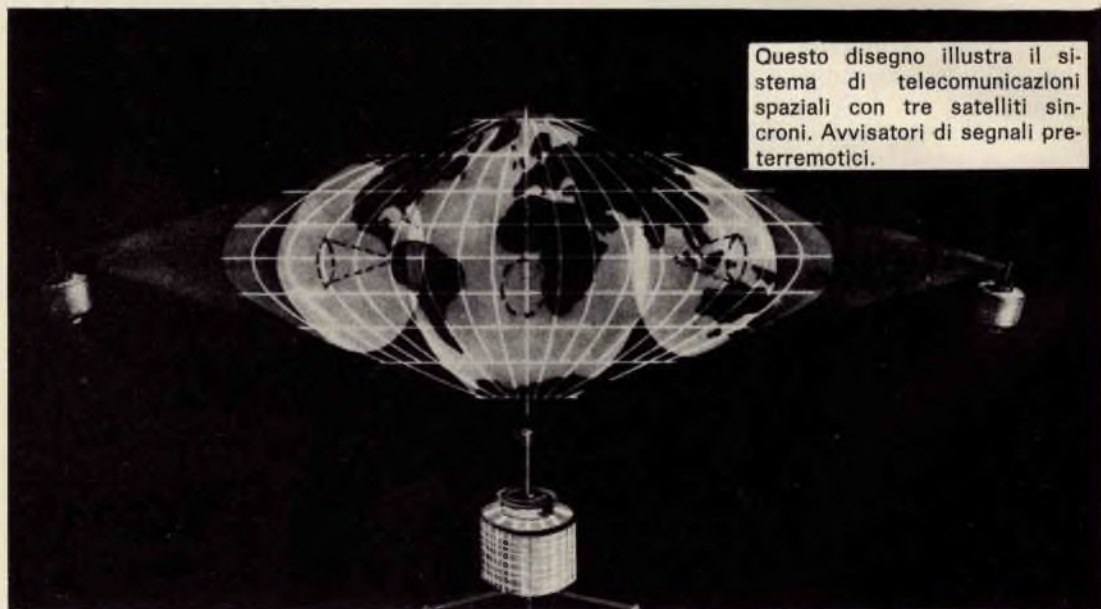


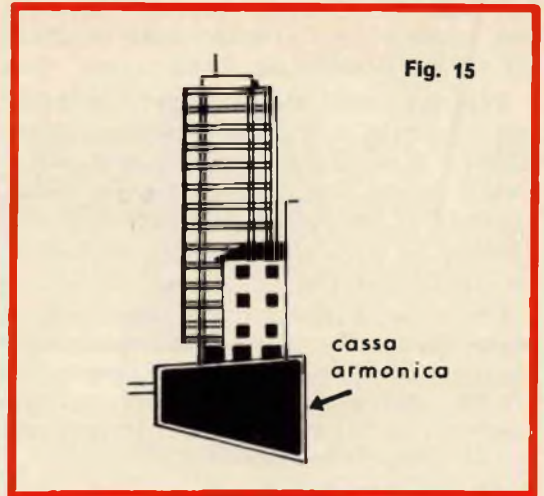
Fig. 14 - I coni rappresentano le vibrazioni principali prodotte dai relativi pozzi atomici. Le vibrazioni opportunamente coordinate possono tenere unite tutte le molecole del Globo-Caso di un « impasto totale ».

loro controllo l'intero globo terrestre. E i benefici quali sarebbero!

1) Sismi «interni» al globo non dovrebbero più verificarsi in quanto ogni scorrimento dei massi sotterranei verrebbe bloccato al suo nascere, la comune vibrazione molecolare artificialmente impressa li tiene per così dire uniti.

2) Eventuali terremoti che potessero sfuggire a tale controllo dovrebbero poi, fare il conto con le vibrazioni artificiali di superficie ad effetto antiterremotico come già si è detto.

La fig. 14 mostra il globo terrestre con tre pozzi principali a stella entro i quali avranno luogo le citate esplosioni atomiche antiterremotiche a potenza controllata. Volendo il numero dei pozzi atomici può essere di un numero qualsiasi. Non è da escludere che, sempre basandosi su sistemi vibrazionali prodotti artificialmente sulla crosta terrestre, l'uomo possa a suo piacimento trasportare le montagne o raddrizzare pendii o aprirsi varchi transmissibili fra mari ed oceani, riuscendo, dopo aver vibrazionalmente separato le acque, a trattenerle, sempre con vibrazioni, fino a formare degli autentici muri. Le acque si troverebbero così trattenute come Dio invece seppe per intervento miracoloso separarle e poi trattenerle nel mar Rosso, perché Mosé col suo popolo potesse transitarvi. Si vuole accennare ad un'ulteriore possibilità circa l'eliminazione dell'onda sismica. L'ispirazione è nata rifacendosi alle casse acustiche smorzate nelle quali il suono emerge ancora con ritardo rispetto alle cessazioni del suono primario, fenomeno conosciuto come «isteresi acustica». In questi procedimenti si crea il problema del come assorbire l'onda posteriore generata dal cono. Si creano dei labirinti allo scopo di «imbrigliare» ed immagazzinare dell'energia acustica. Si conoscono anche i risuonatori di Helmholtz a colonna d'aria avente una risonanza proprio uguale alla frequenza più bassa da riprodurre. Si hanno delle sovraoscillazioni quando si riproducono transitori a bassa frequenza, tutti argomenti che senz'altro vengono rimandati, perché fanno parte del bagaglio del tecnico acustico. Si accennerà soltanto a due ultime possibilità circa la capacità di sopprimere le onde posteriori, consistenti nel



trasmetterle lungo una linea di trasmissioni infinita. Ciò può sembrare difficile ma, in pratica ci si avvicina bene ai risultati se la linea di trasmissioni per l'onda sonora viene riempita con un mezzo sonoro debolmente resistivo, l'onda sonora viene allora rapidamente assorbita.

L'altra possibilità consiste nel procurare funzioni acustiche di comando a gradini a mezzo di fili esplosivi. È questa una tecnica recentissima. Essa si basa essenzialmente sulla scarica di un condensatore anti-induttivo di capacità elevata attraverso un tratto di filo di rame stagnato. Per effetto della corrente di scarica, il filo evapora quasi istantaneamente e produce un impulso acustico con un tempo di salita nel campo delle frequenze ultra-soniche. Ora ci chiediamo come possano questi mezzi servire per bloccare le onde terremotiche. La fig. 15 rappresenta una casa alla cui base è sistemata una grossa cassa acustica di smorzamento delle vibrazioni terremotiche medesime. Non è detto che in prossimità della cassa non possano essere messi oscillatori e quei fili esplosivi di cui sopra si è parlato. È tutto un gioco di mezzi interni di smorzamento di vibrazioni acustiche nella cassa e di esplosioni o di vibrazioni artificiali capaci di opporsi alle onde sismiche con prestabilite e volute frequenze e fasi.

Le idee e le applicazioni descritte nella prima parte e in questa puntata fanno parte delle invenzioni dell'Autore depositate presso la «PRESIDENZA CONSIGLIO DEI MINISTRI ROMA, PROGETTI D'INGEGNERIA».

TEMPORIZZATORE AD INDICAZIONE NUMERICA

I parte

**LABORATORIO
FOTOGRAFICO**

L'interesse dimostrato da numerosi nostri lettori nei confronti di articoli da noi pubblicati con cui sono stati descritti vari sistemi di regolazione automatica del tempo di esposizione nei laboratori fotografici ci spinge a pubblicare quest'altra nota, assai interessante per la sua originalità, recentemente apparsa su «Wireless World». Prima di procedere, è però doveroso precisare che la nota è interessante dal punto di vista dell'aggiornamento, in quanto si tratta di idee nuove, ma non da quello realizzativo, poiché non fornisce tutti i dati costruttivi. Inoltre, non si tratta di un esposimetro con cellula fotoelettrica, bensì di un calcolatore che permette di prestabilire con grande precisione la durata di più esposizioni successive, cosa assai interessante nei laboratori in cui occorre stampare più copie di una stessa negativa.

L' esposimetro elettronico di cui descriviamo la parte più complessa e delicata è in grado di determinare aumenti del tempo di esposizione con intervalli di un ottavo; può regolare i tempi di esposizione successivi con valore costante entro 10 ms; inoltre, presenta una precisione migliore dell'uno per cento.

I componenti principali, vale a dire i transistor, i diodi e le resistenze, sono facilmente reperibili sul mercato, e — grosso modo — si può dire che la realizzazione dell'intera apparecchiatura comporta un costo che non supera poche decine di migliaia di lire.

Sebbene questo dispositivo sia stato studiato per l'impiego con un ingranditore fotografico, vengono tuttavia forniti sufficienti dettagli per mettere in grado l'eventuale realizzatore di modificarlo a seconda delle sue personali esigenze.

Il circuito è relativamente complesso, e — nell'eventualità che si faccia uso di materiale usato — è bene controllarlo con molta cura in quanto la ricerca di difetti che ne compromettano il funzionamento è piuttosto laboriosa.

DETERMINAZIONE DELL'EQUIVALENTE BINARIO PER OGNI SINGOLO STATO

Per gli impieghi nel campo della fotografia, è necessario disporre di un buon temporizzatore quando il rapporto tra

ciascun incremento del tempo di esposizione ed il tempo successivo è costituito da una costante. In altre parole, se è necessario disporre di tempi di esposizione successivi pari a

$$T, a_1T, a_2T, \text{ ecc.}$$

è necessario che i rapporti

$$a_1 : T = a_2T : a_1T = a_3T : a_2T \dots \text{ ecc.}$$

siano costanti.

Di conseguenza si ha che:

$$a_1 = a_2 : a_1 = a_3 : a_2 \dots \text{ ecc.} =$$

e che:

$$a_2 = a_1^2 \quad a_3 = a_1^3 \text{ ecc.} \quad \dots (1)$$

Nell'eventualità che occorra disporre di « n » divisioni tra gli stati binari, si ha che:

$$a_n T = 2T \quad \text{oppure} \quad a_n = 2$$

Dalla formula (1) si ricava che:

$$a_n = a_1^n = 2$$

da cui

$$a_1 = \sqrt[n]{2}$$

e

$$a_2 = 2^{2/n} \quad a_3 = 2^{3/n} \dots \text{ ecc.}$$

Alla fine della nota avremo occasione di constatare che le divisioni del tempo per ciascuno stato possono essere trovate sul calcolatore elaborando l'equivalente binario della radice appropriata di due. Questi numeri binari sono indipendenti dall'intervallo principale di tempo identificato dal simbolo T.

L'intervallo di tempo che intercorre tra uno stadio del calcolatore e lo stadio successivo può quindi essere suddiviso in qualsiasi numero di parti, a seconda della legge fondamentale della radice « ennesima » di due.

In appendice viene illustrato inoltre il modo per calcolare l'equivalente binario di $2^{x/n}$, in modo tale che il lettore risulti in grado di costruire un dispositivo decodificatore che possa considerare un numero maggiore o minore di divisioni tra gli stadi. Nei confronti del temporizzatore descritto — tuttavia — gli equivalenti binari di $2^{x/8}$, quando $a = 0, 1, 2, \dots, 7$ vengono forniti dalla tabella che segue.

ESPONENTE DI 2	EQUIVALENTE BINARIO
0	1000000
1/8	1000110
1/4	1001100
3/8	1010011
1/2	1011011
5/8	1100011
3/4	1101100
7/8	1110101

IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il dispositivo temporizzatore consiste sostanzialmente in due calcolatori binari, collegati in serie, in grado di contare impulsi della durata di 10 ms, derivati dalla tensione di rete avente la frequenza di 50 Hz. I due calcolatori funzionano fino ad un numero che viene selezionato in base ad una legge della radice ottava di due, fornendo quindi intervalli di « ottavi ». Uno dei due calcolatori determina i valori fondamentali, mentre il secondo aggiunge le frazioni degli intervalli presenti tra due valori fondamentali.

Consideriamo ora un calcolatore binario a quattro stadi. La figura 1 illustra le forme d'onda delle tensioni di uscita di ciascuno stadio.

Il temporizzatore è in grado di chiudere il circuito di accensione della lampada all'istante T_0 , e di interromperlo tra gli istanti T_1 e T_2 . L'intervallo di tempo T_2 è pari al doppio di T_1 , vale a dire che è di una unità maggiore di T_1 , in quanto gli stadi binari in cascata dividono per due.

Durante l'intervallo di tempo che intercorre tra l'istante T_1 e l'istante T_2 , il temporizzatore attraversa otto stati differenti. Le uscite dei multivibratori bistabili sono 1 oppure 0 (che rappresentano rispettivamente i livelli di — 9 V e di 0V), ed è inoltre possibile trascrivere un numero binario compreso tra 1000 e 1111,

per qualsiasi stato particolare. Ad esempio, lo stato 1100 corrisponde ad $1,5 T_1$.

Nell'eventualità che fosse necessario disporre soltanto di un valore intermedio tra T_1 e T_2 , esso corrisponderebbe a

$$2^{1/2} \times T_1 = 1,414 T_1$$

Esistono dunque otto stati possibili, che rappresentano rispettivamente $1,000 T_1$; $1,125 T_1$; $1,250 T_1$, ecc. Dal momento che $1,375$ è il più vicino al valore $1,414$, occorrerà scegliere quest'ultimo.

Come è possibile osservare alla citata figura 1, l'equivalente binario di $1,375$ è $1,011$, e quindi lo stato intermedio desiderato sussiste quando i segnali di uscita forniti dagli stadi 1, 3 e 4 corrispondono ad 1, e quando l'uscita dello stadio 2 corrisponde a 0.

I segnali di uscita forniti dai dispositivi binari vengono applicati ad un circuito « NAND GATE » nel quale i diodi costituiscono una specie di « albero », così come si osserva nella rappresentazione schematica di figura 1. Non è necessario usare l'uscita complementare dello stadio binario (corrispondente a 0), in quanto — in questo circuito — non esiste alcun pericolo di ambiguità.

Purtroppo, si presenta una certa imprecisione nel seguire la legge della radice

« ennesima » di due, in quanto il valore di $1,375$ è stato scelto nello stato più prossimo al valore corrispondente ad $1,414$. La precisione assoluta per ciascun valore di « n » è differente ma tuttavia calcolabile.

Tale imprecisione può tuttavia essere ridotta tanto quanto lo si desidera, usando un numero maggiore di stadi. Il prototipo del temporizzatore era caratterizzato da un calcolatore a sette stadi, il che ha permesso di aumentare la precisione della radice « ennesima » di due fino allo $0,85\%$ o ancora meno.

Disponendo di sette stadi, è possibile ottenere $64 (= 2^6)$ stati, di cui otto vengono scelti per fornire la posizione più prossima alla legge di temporizzazione, ottenendo in tal modo ottavi del valore di tempo. In pratica, sarebbe facile ottenere un maggior numero di divisioni, in quanto la ulteriore complessità dovuta — ad esempio — al desiderio di disporre di dodici divisioni sarebbe assai ridotta (potrebbe essere ottenuta semplicemente aggiungendo dodici diodi al decodificatore).

Un maggior numero di stadi aumenta il periodo minimo di temporizzazione (T_1 alla figura 1) per una determinata frequenza di ingresso, in quanto questa viene

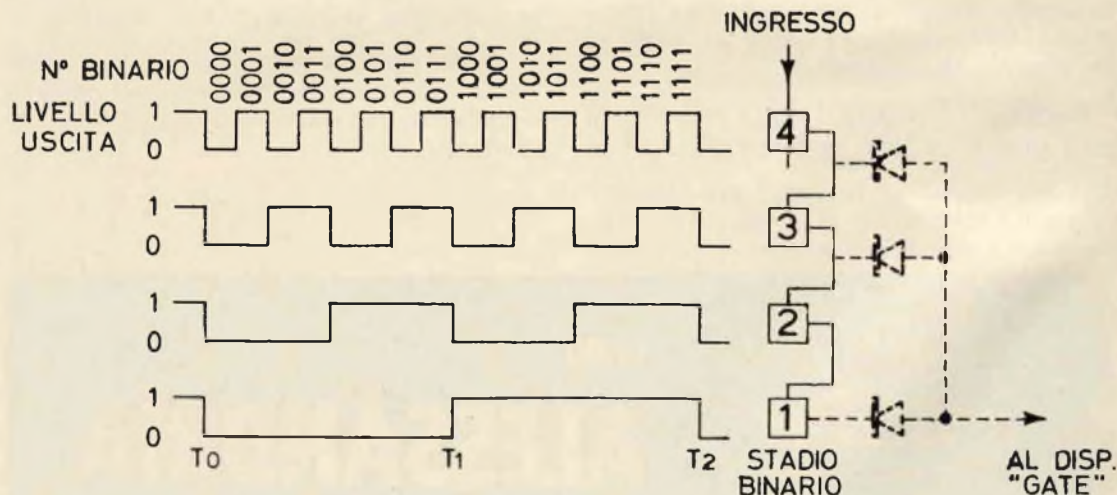


Fig. 1 - Rappresentazione grafica della forma d'onda dei segnali in gioco nel calcolatore, tracciata in modo tale da mettere in evidenza le diverse relazioni di fase, e gli equivalenti binari che corrispondono ad ogni istante della loro sequenza.

divisa per due ad opera di ciascuno stadio. Nel progetto, il numero di stadi « k » è riferito al periodo di temporizzazione minimo, identificato dal simbolo T_{\min} , ed alla frequenza di ingresso « f » tramite l'espressione:

$$T_{\min} = 2^{k-1} : f$$

La precisione di adattamento a qualsiasi legge è naturalmente in funzione del numero di stadi, ed ammonta a

$$100 \times 2^{-k} \% \text{ o migliore}$$

Il calcolatore a sette stadi al quale ci riferiamo è in grado di stabilire con buona esattezza la durata di intervalli di tempo compresi soltanto tra T_1 e T_2 . Gli intervalli aventi una durata superiore a T_2 possono essere ottenuti riducendo la frequenza del segnale di ingresso. Un divisore binario a nove stadi alimenta il calcolatore, il che rende possibile la selezione di nove portate, ciascuna delle quali presenta l'estensione di un intervallo, aggiungendo il numero desiderato di stadi divisori prima del calcolatore.

I segnali di uscita degli stadi binari vengono riportati al valore « 1 » all'inizio. Il primo impulso predispone tutti gli stadi sulla condizione 0, chiude il circuito di uscita che accende la lampada dell'ingranditore, ed ha così inizio il conteggio. Il circuito funziona in modo tale in quanto diversamente il segnale di uscita non risulterebbe presente all'inizio di un impulso di ingresso.

Sebbene la frequenza della tensione di rete possa variare in misura maggiore

dell'uno per cento, le variazioni di questo ordine si verificano soltanto durante i periodi invernali, nei quali il consumo di corrente elettrica è maggiore: normalmente, le variazioni di frequenza sono inferiori all'uno per cento.

Per quanto riguarda le esigenze del laboratorio fotografico, l'errore che ne deriva risulta pertanto trascurabile. Ovviamente, è sempre possibile aumentare la precisione fino al limite massimo consentito dall'errore ammissibile da parte del decodificatore, derivando il segnale di ingresso per il calcolatore da un oscillatore con controllo a cristallo.

Concludiamo così questa prima parte introduttiva, in cui è stato descritto il principio sul quale si basa il funzionamento del temporizzatore. A questo punto, il Lettore avrà certamente compreso che — a differenza dei normali esposimetri a cellula fotoelettrica, con cui si valutano l'apertura del diaframma e la durata dell'esposizione in funzione delle caratteristiche della negativa, questo strumento ha uno scopo assai diverso.

Stabiliti i valori del diaframma e della durata di esposizione, l'apparecchio serve per ottenere tante esposizioni successive quante sono necessarie, con la certezza che tutte le copie stampate, siano esse in bianco e nero o a colori, siano assolutamente identiche tra loro, a patto che lo sviluppo sia uniforme.

Nella seconda ed ultima parte vedremo in una prossima occasione i dettagli relativi ai circuiti ed ai rispettivi componenti.

(continua)



15100

ALESSANDRIA

VIA DONIZETTI 41 - TEL. 2543



ALIMENTATORE

UK 615

da 24 V c.c.

Gli alimentatori, grazie alla scoperta di nuovi componenti ed alla perfezione raggiunta da quelli tradizionali, hanno assunto ultimamente livelli altamente qualitativi ed il loro campo di impiego è sempre più ampio. L'origine principale di questo notevole sviluppo è rappresentata senza dubbio da alcuni nuovi diodi e trasformatori. L'UK 615, che è oggetto di questa descrizione, è un tipico esempio di ciò che è possibile ottenere con l'impiego di pochi ma ben scelti componenti.

Questo alimentatore è stato progettato e realizzato col preciso scopo di integrare e potenziare le qualità dell'alimentatore UK 610 a lui simile come principio di funzionamento, come semplicità realizzativa, come elevata efficienza. L'unica variante fra i due è costituita dal tipo di trasformatore di alimentazione per il quale, in questa realizzazione, a differenza dell'UK 610, è stato impiegato un modello capace di sopportare una potenza maggiore. Ciò si rende necessario nel caso in cui si intenda realizzare un gruppo HI-FI stereo impiegante, quale nucleo base, due amplificatori del tipo HIGH-KIT UK 120 la cui potenza totale sarebbe insopportabile per il trasformatore di alimentazione usato nella scatola di montaggio UK 610. Logicamente anche questo alimentatore trova utile impiego quale sostituzione delle pile a secco in

tutti quei casi in cui è preferibile evitare gli inconvenienti dovuti ad un loro parziale esaurimento.

La sua stabilità di funzionamento e praticità lo rendono adatto anche per impieghi di laboratorio quando necessiti una tensione di alimentazione costante di 24 Vc.c.

SCHEMA ELETTRICO E FUNZIONAMENTO

Come si è detto nella parte introduttiva questa scatola di montaggio rappre-

senta una chiara prova di ciò che è possibile ottenere con pochi e scelti componenti; lo schema elettrico relativo, visibile in figura 1, dimostra appunto la semplicità di questo montaggio nonché l'esiguo numero di componenti in esso impiegati.

Analizzando la citata figura è possibile notare che il trasformatore di alimentazione TA che costituisce, se così si può dire, il « numero 1 » di questa realizzazione, conferisce una estrema praticità a tutto il montaggio in quanto la sua se-

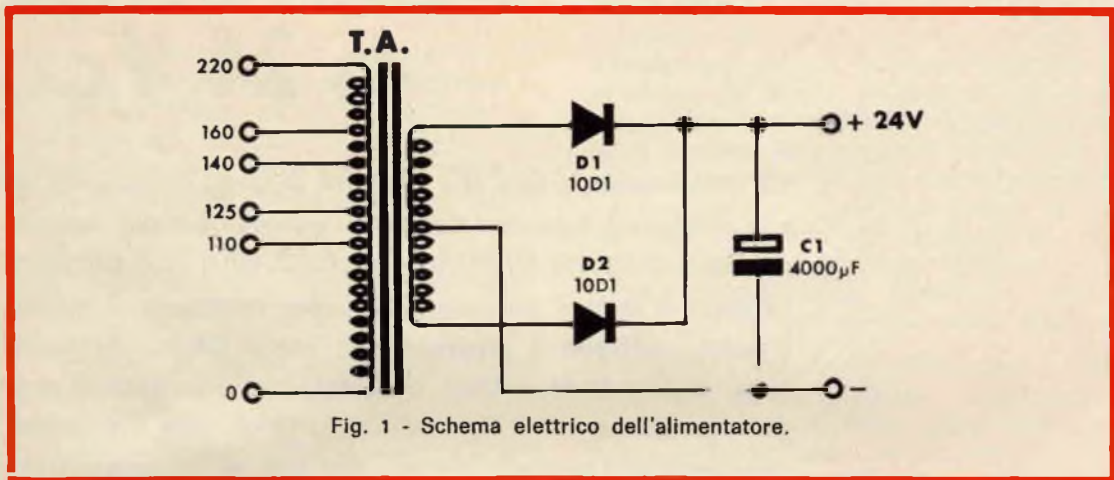


Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore.

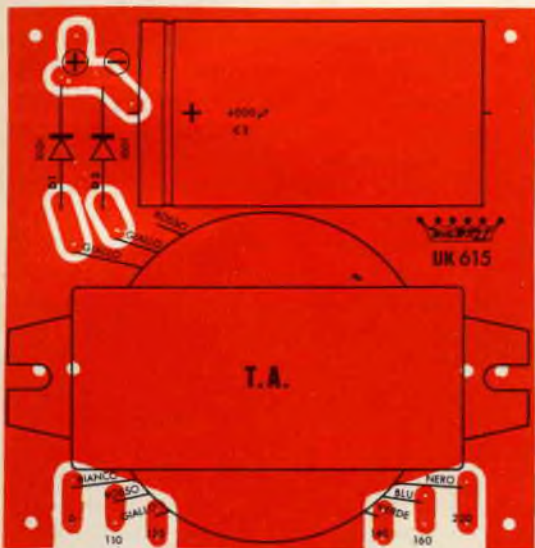


Fig. 2 - Vista serigrafica del circuito stampato.

zione primaria può essere adattata a qualsiasi tensione di rete disponendo di tutte le prese di tensioni comprese fra i 110 ed i 220 V.

Ai due capi del suo secondario sono connessi due diodi del tipo 10D1 alle cui particolari caratteristiche si deve l'elevata affidabilità di tutto il montaggio.

La presa centrale del secondario del trasformatore è invece collegata a massa ed i due diodi sono fra loro connessi in un circuito a doppia semionda e sono in grado di sopportare correnti dell'ordine di 1 A.

Il circuito elettrico ha termine con un condensatore ad elevata capacità la cui funzione è di livellatore per una tensione continua in uscita di 24 Vc.c.

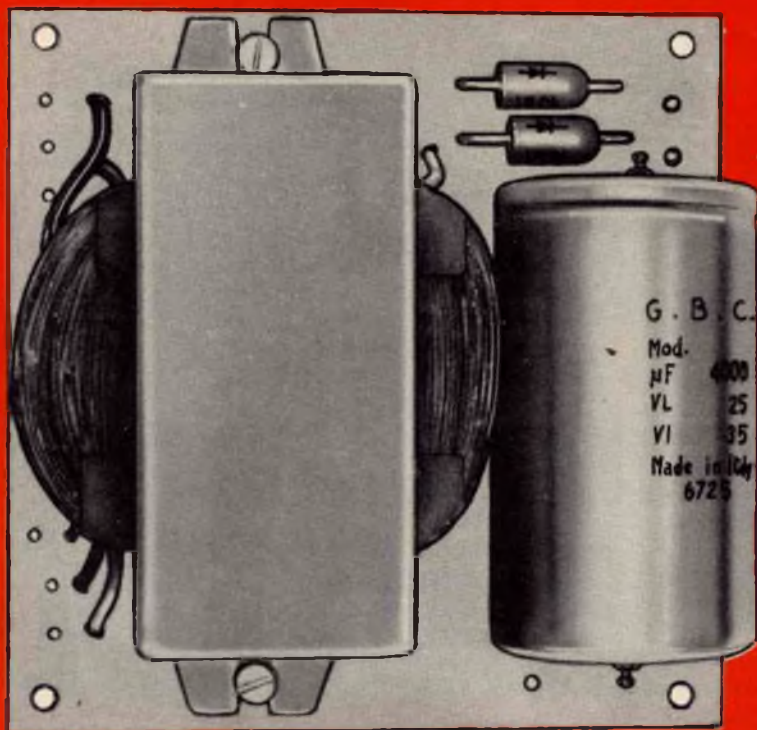


Fig. 3 - Aspetto dell'alimentatore a montaggio ultimato.

Per alimentare due amplificatori del tipo **UK 120** questo alimentatore deve essere provvisto di un fusibile di protezione, e ciò per evitare che una qualsiasi alterazione di qualche componente l'amplificatore possa compromettere il funzionamento di tutto il circuito. I tipi di fusibile da usare vanno scelti in relazione alla specifica tensione di rete e, a tale scopo, nella tabella che segue vengono fornite le necessarie indicazioni:

FUSIBILE DI TIPO RITARDATO			
220 V	160 V	140 V	125 V - 110 V
0,1 A	0,125 A	0,16 A	0,2 A

MONTAGGIO DEI COMPONENTI

Anche per questo montaggio, come è nella norma HIGH-KIT, l'inserzione dei componenti si effettua su una piastra a circuito stampato la cui serigrafia è visibile in figura 2.

Tenuto conto del limitato numero di componenti che costituiscono questa scatola di montaggio, la figura stessa chiarisce in modo più che soddisfacente come deve essere sistemato ogni singolo componente.

La facilità realizzativa però non deve portare a trascurare quelle piccole attenzioni che ogni montaggio, dal più semplice al più complesso, richiede. In particolare è bene controllare attentamente la giusta polarità dei diodi e del condensatore elettrolitico, così come una buo-

na cura deve essere dedicata alle saldature.

I terminali del trasformatore, inoltre, devono essere inseriti nei rispettivi fori corrispondenti ai colori dei terminali stessi.

In figura 3 è visibile l'aspetto dell'UK 615 e si nota la razionale disposizione di tutti i componenti. I quattro fori visibili agli angoli della basetta servono al fissaggio di tutto l'alimentatore.

APPLICAZIONI

L'UK 615 consente di alimentare tutti i circuiti transistorizzati che per il loro funzionamento necessitano di una alimentazione di 24 Vc.c.

Particolarmente però è indicato, come si è già detto, per alimentare due amplificatori di tipo UK 120 che con l'aggiunta del gruppo comandi stereo UK 125 costituiscono un ottimo insieme HI-FI, capace di erogare una potenza di ben 12 + 12 W di picco.

ELENCO DEI COMPONENTI

N.		Descrizione
1	TA	trasformatore d'aliment.
2	D1-D2	diodi 10D1
1	C1	condensatore elettrolitico da 4000 μ F
1	—	circuito stampato
2	—	ancoraggi per c.s.
4	—	distanziatori per c.s.
2	—	viti da 3MA x 6
4	—	viti da 3MA x 10
6	—	dadi da 3MA

Kit completo UK 615 SM/1615-00 - in confezione « Self-Service », prezzo di listino L. 6.300.

SCATOLE DI MONTAGGIO HIGH-KIT SERIE

UK

Alimentatore 6 V c.c.	UK 55
Alimentatore 18 V c.c.	UK 605
Alimentatore 24 V c.c.	UK 610
Alimentatore 24 V c.c.	UK 615
Alimentatore stab. 14,5 V c.c.	UK 600
Alimentatore stab. 0 ÷ 20 V c.c.	UK 435
Allarme antifurto	UK 15
Amplificatore di B.F.	UK 30
Amplificatore da 3 W	UK 31
Amplificatore da 3 W	UK 32
Amplificatore HI-FI 8 W	UK 115
Amplificatore HI-FI 12 W	UK 120
Amplificatore stereo 5 + 5W	UK 110
Amplificatore telefonico	UK 90
Avvisatore d'incendio	UK 20
Bongo elettronico	UK 95
Box di condensatori	UK 425
Box di resistori	UK 415
Capacimetro a ponte	UK 440
Calibratore per oscilloscopio	UK 80
Carica batteria	UK 70
Convertitore Standard fr.	UK 200
Crossover - 3 vie - 6 dB per ottava	UK 805
Crossover - 3 vie - 12 dB per ottava	UK 800
Fotocellula	UK 50
Fringuello elettronico	UK 700
Generatore AM	UK 455
Generatore B.F.	UK 420
Generatore FM	UK 460
Generatore sweep-TV	UK 450
Gruppo canali GCX2	UK 315
Gruppo comandi mono	UK 130
Gruppo comandi stereo	UK 125
Lampeggiatore	UK 45
Interfonico	UK 25
Metronomo elettronico	UK 35
Microricevitore AM	UK 102
Microtrasmettitore FM	UK 105
Millivoltmetro	UK 430
Miscelatore a 4 canali	UK 710

CHI "UK"
CHI MENO

Oscillatore di nota	UK 60
Piastra per circuiti Sperimentali - S-DeC -	UK 5000
Piastra per circuiti Sperimentali - S-DeC -	UK 5010
Prova transistor	UK 65
Radiorecettore AM-FM	UK 510
Radiorecettore OM	UK 515
Radioric. Supereterodina	UK 505
Ricevitore per radiocomando	UK 310
Rivelatore di ghiaccio	UK 75
Signal-Tracer	UK 405
Sirena elettronica	UK 10
Temporizzatore per tergilcristallo	UK 705
Termometro elettronico	UK 410
Trasmettitore FM - HI-FI	UK 305
Trasmettitore per radiocomando	UK 300
Tremolo	UK 40
TV 11'	UK 1000
TV 24''	UK 1050
Wattmetro	UK 445

GRUPPO COMANDI STEREO

UK 125



Il gruppo comandi stereo **UK 125**, descritto qui di seguito, è un derivato, se così si può dire, del gruppo comandi mono **UK 130**. La differenza fra i due è intuitiva in quanto, come dice il nome stesso, il secondo è un piccolo apparato elettronico che unito ad un amplificatore a bassa frequenza ne permette la regolazione della potenza e dei toni nella gamma musicale, mentre il primo trova il suo impiego in unione a due amplificatori a bassa frequenza e, oltre alle funzioni del precedente, consente il bilanciamento fra i livelli dei due amplificatori.

Se la funzione di un buon gruppo comandi in un impianto monofonico appare molto importante, in un impianto stereofonico essa lo diventa ancora maggiormente, soprattutto in considerazione del fatto che per ottenere buone prestazioni musicali, un perfetto bilanciamento fra i due canali appare indispensabile. A tale proposito l'**UK 125** assolve pienamente ai suoi compiti ed esalta ancora di più le già ottime caratteristiche degli amplificatori **UK 115** e **UK 120** per i quali è stato espressamente progettato. Questo gruppo comandi è veramente eccellente sotto tutti i punti di vista in quanto risulta facile da regolare, altamente funzionale, semplice circuitalmente e di basso costo.

SCHEMA ELETTRICO E FUNZIONAMENTO

Lo schema elettrico di questo vero e proprio gioiello, che fa apprezzare in modo completo tutti i pregi della stereofonia, è rappresentato in figura 1. Rispetto ai 3 condensatori, 3 resistori e 3 potenziometri che costituiscono l'UK 130 dal quale deriva, si nota che esso ha assunto uno sviluppo abbastanza evidente, non tanto però da farlo rientrare nella categoria dei circuiti complessi. Infatti il circuito è ancora abbastanza semplice anche se quasi triplicato rispetto al progenitore.

Come si vede, tracciando una linea ideale orizzontale a metà dello schema,

la parte superiore e quella inferiore risultano perfettamente identiche ed in effetti, come è naturale, svolgono le medesime funzioni. Il solo componente che sembra stonare in tanta simmetria è certamente il potenziometro P3 da 470 k Ω , ma la sua ragione d'essere consiste nel bilanciamento fra le due sezioni identiche o, meglio, fra i due canali.

Questo controllo, come si è detto prima, ha una notevole importanza ed è indispensabile in un impianto stereo in quanto attraverso la sua regolazione si possono uniformare i livelli dei due canali favorendo il miglior ascolto. Chiarito il perché dell'intruso è d'obbligo pas-

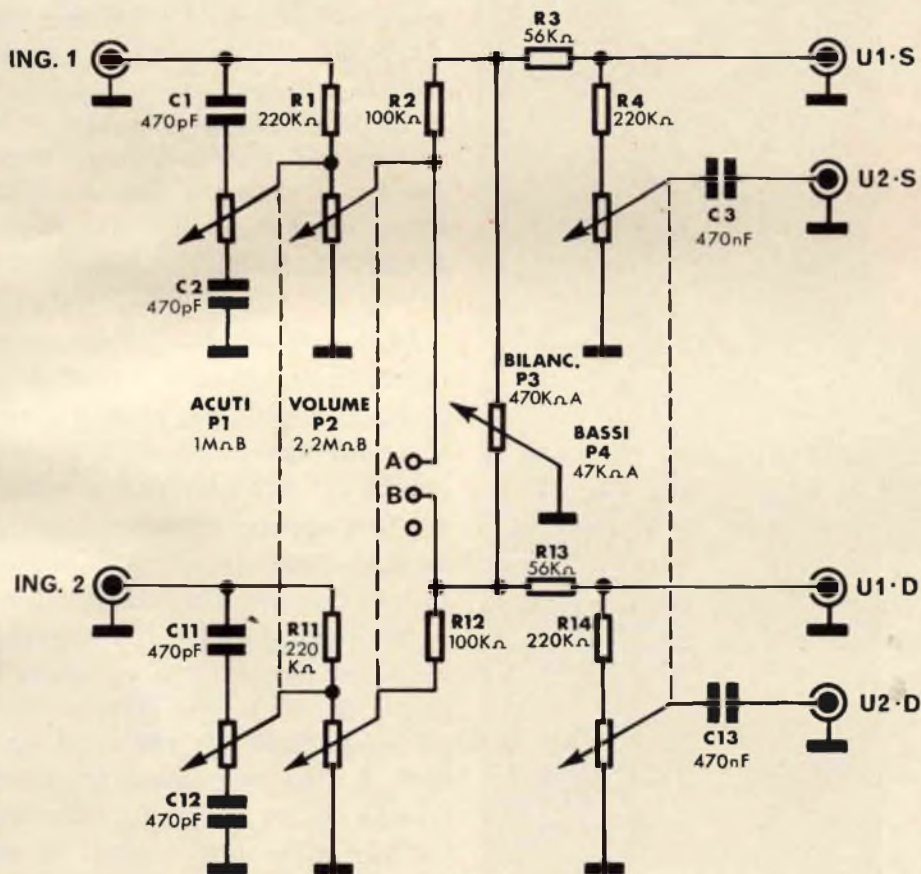


Fig. 1 - Schema elettrico del gruppo comandi stereo.

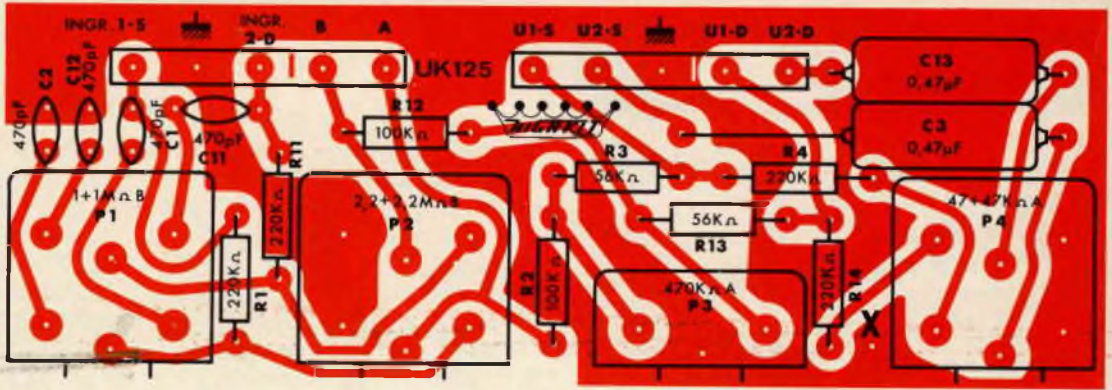


Fig. 2 - Vista serigrafica del circuito stampato.

sare al funzionamento di una delle due sezioni; l'altra logicamente funziona nello stesso identico modo.

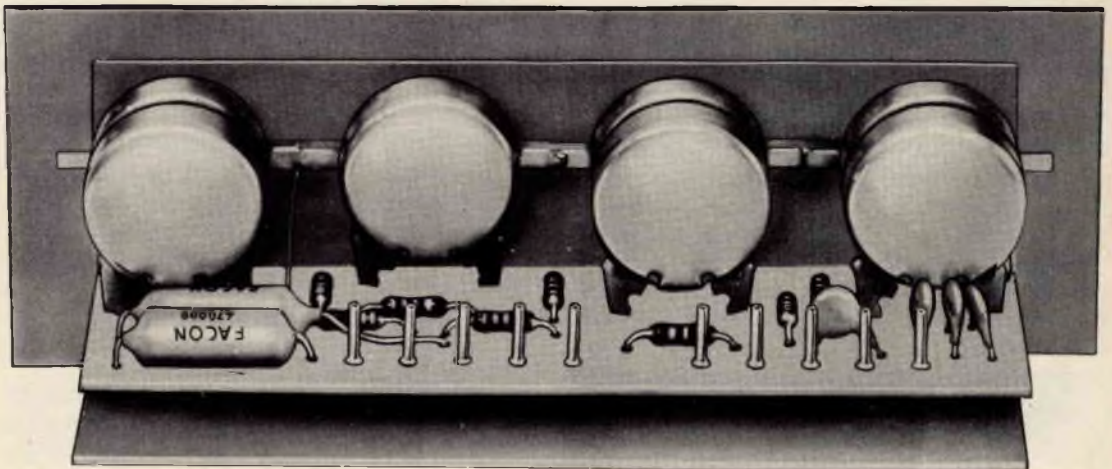
Il segnale ricavato dalla testina piezo-elettrica di un giradischi viene applicato al punto R1-C1 indicato con ING 1 sullo schema elettrico.

Al condensatore C1 è collegata una sezione del potenziometro doppio P1 (l'altra sezione così come per P2 e P4 appartiene alla seconda parte dello schema) che costituisce il regolatore dei toni acuti ed è in grado di attenuare o esaltare le frequenze superiori ai 3.000 Hz. Collegato al

resistore R1 vi è una sezione del potenziometro doppio P2 che rappresenta il controllo del volume.

Del potenziometro P3 si è già detto mentre P4, che è un potenziometro del quale un lato è collegato al resistore R4, costituisce il regolatore dei toni bassi ed esalta o attenua le frequenze inferiori agli 800 Hz. Sul suo cursore è collegato il condensatore di accoppiamento C3 che forma il punto U2-S da collegare al riferimento ING2 presente su uno degli amplificatori UK 115 e UK 120. Il punto d'uscita U1-S è formato dai resistori R3-R4 e, a sua volta, andrà collegato al

Fig. 3 - Aspetto del gruppo comandi stereo a montaggio ultimato.



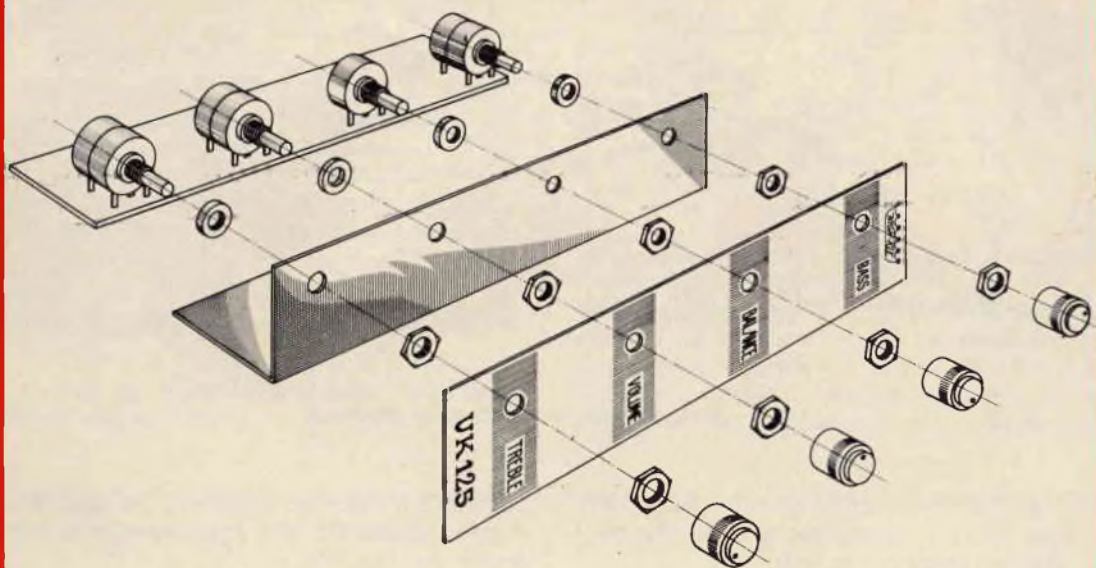


Fig. 4 - Montaggio dello schermo, della mascherina frontale e delle manopole.

riferimento ING 1 presente sugli amplificatori citati.

La connessione fra i vari punti deve essere eseguita con cavetto schermato (unipolare o bipolare) o trecciola secondo le esigenze circuitali.

Infine è interessante notare, a ulteriore conferma delle qualità di questo gruppo comandi, che la regolazione dei toni, in unione agli amplificatori, presenta le caratteristiche di ± 20 dB a 100 e 10.000 Hz.

MONTAGGIO DEI COMPONENTI

In figura 2 è visibile la serigrafia del circuito stampato e la disposizione dei vari componenti su di esso. Seguendo scrupolosamente questa figura è possibile effettuare un perfetto cablaggio. Le difficoltà che questa operazione comporta, grazie al fatto che il circuito in esame non presenta componenti critici come transistor o condensatori elettrolitici, sono minime.

Volendo procedere secondo una giusta logica sarà necessario iniziare col siste-

mare i resistori ed i condensatori per poi passare ai contatti per il connettore. Per questi ultimi sarà buona cosa iniziare con l'introdurre i contatti nei rispettivi fori del connettore, quindi il tutto si inserirà sulla basetta a c.s. osservando la finestrella di riferimento per il connettore stesso, e infine si salderanno i contatti con la certezza di aver realizzato un buon accoppiamento fra contatti e connettore. Sarà quindi la volta dei potenziometri i quali andranno fissati alla basetta, dopo di che le linguette dello schermo protettivo saranno collegate fra loro a mezzo di saldature ed infine collegate a massa, con filo rigido, al punto X di figura 2.

A questo punto non rimane che fissare lo schermo della mascherina frontale e le manopole; a tale riguardo, più di tante parole valgono le indicazioni riportate in figura 3 che chiariscono dettagliatamente tutte le varie fasi.

Terminate tutte queste operazioni il montaggio sarà completato e il suo aspetto dovrà essere esattamente corrispondente a quello riportato in figura 3 per

la parte posteriore e nella figura del titolo per la parte frontale.

APPLICAZIONI

Anche questo gruppo comandi stereo, come il suo famoso predecessore mono, è stato studiato esclusivamente per funzionare in unione agli amplificatori di tipo UK115 e UK 120. Infatti, solamente la particolare disposizione circuitale del controllo dei toni bassi, presente in questi gruppi, consente di ottenere le migliori prestazioni dai citati amplificatori.

L'unione meccanica fra questo gruppo comandi ed i relativi amplificatori, viene realizzata per mezzo di cavetti la cui lunghezza non deve superare i 50 cm; ciò consente di ottenere insieme abbastanza compatti, adatti ai più svariati impieghi e di facile installazione.

ELENCO DEI COMPONENTI

N.	Descrizione
4	R1-R4 resistori da 220 k Ω -1/3 W R11-R14
2	R2-R12 resistori da 100 k Ω -1/3 W
2	R3-R13 resistori da 56 k Ω -1/3 W
4	C1-C2 condensatori da 470 pF C11-C12
2	C3-C13 condensatori da 470 nF
1	P1 potenziometro doppio da 1 + 1 M Ω
1	P2 potenziometro doppio da 2 + 2 M Ω
1	P3 potenziometro da 470 k Ω
1	P4 potenziometro doppio da 47 + 47 k Ω
2	— connettori per c.s.
10	— contatti per c.s.
1	— circuito stampato
4	— distanziatori per potenziometri
8	— dadi per potenziometri
4	— manopole
1	— schermo per c.s.
1	— mascherina frontale
4	— grani per manopole

Kit completo UK 125 SM/1125-00 in confezione « Self-Service », prezzo di listino L. 7.200.

PILE
MALLORY
DURACELL®

la gamma più completa di pile per foto-ottica, protesi acustiche, radio, orologeria elettrica ed elettronica ed elettronica professionale.



Le pile Mallory Duracell garantiscono servizio costante, efficiente, di lunga vita. Nove depositi regionali permettono di servire ogni zona con rapidità ed efficienza.

20158 MILANO
Via Catone 3 - Tel. 3761888
00195 ROMA
Circonvallazione Clodia 19
Tel. 374057
10143 TORINO
P.za G. Perotti 1 - Tel. 740120/745913
35100 PADOVA
Via Malaspina 9 - Tel. 55268
42100 REGGIO EMILIA
Via Cambiatori 2/1 - Tel. 44358
50122 FIRENZE
Via Tripoli 45 - Tel. 263583
80133 NAPOLI
P.za Borsa 22 - Tel. 310726/643075
06081 ASSISI
P.za del Comune 19 - Tel. 812381
73100 LECCE
Via S. Trinchese 45 - Tel. 41052

Se desiderate maggiori dettagli sulle pile Mallory o la visita di un nostro incaricato, scrivete - senza alcun impegno - direttamente a:

MALLORY BATTERIES s.r.l.
20158 Milano, Via Catone 3

NOVITA'

FET minor

AUTONOMO - STABILE - PRECISO

CARATTERISTICHE

Voltmetro elettronico a transistor
 Elevata impedenza d'ingresso fino a 80 MΩ V
 Elevata sensibilità 250 mV
 Lettura Volt corrente alternata picco-picco ed efficace
 Impedenza d'ingresso 1,2 MΩ in V c.a.
 Linearità da 20 Hz a 100 kHz - letture fino a 20 MHz e oltre
 Protetto contro i sovraccarichi e le inversioni di polarità



prezzo netto ai tecnici: L. 29.500

TRANSHECKER

Il provatransistor universale che segnala l'efficienza di qualsiasi tipo di transistor in modo estremamente rapido, pratico e sicuro.

prezzo netto ai tecnici L. 14.800



ONDAMETRO DINAMICO GRID DIP - METER

Bobine piatte brevettate (50 μA) a zero centrale disinsensibile per altre misure.

mod. AF 102
 pr. netto ai tecnici L. 29.500



CAPACIMETRO

Il primo capacimetro a lettura diretta per la misura delle basse capacità alla portata di tutti da 1 pF a 10.000 pF in due scale.

mod. AF 101
 prezzo netto ai tecnici L. 29.500



GRATIS

A RICHIESTA MANUALE ILLUSTRATO DI TUTTI GLI STRUMENTI KRUNDAAL - DATI DI IMPIEGO - NOTE PRATICHE DI LABORATORIO

Anche se molto macchinosi, nuovi schermi televisivi elettroluminescenti spessi solo qualche centimetro sono stati presentati funzionanti alle ultime Mostre Radio-TV suscitando immenso interesse.

**REALIZZAZIONI
SPERIMENTALI**

SCHERMI PIATTI PER TV

Da molti sintomi sembra che i cinescopi per ricevitori TV ed applicazioni similari abbiano fatto il loro tempo.

Da più parti, infatti, giungono a getto continuo notizie sulla realizzazione di schermi TV extrapiatti, basati su nuovi principi di funzionamento.

Già alle pagg. 275 e 676 dei nn. 3 e 7/1969 di « Elettronica Oggi » abbiamo avuto occasione di segnalare schermi « senza spessore » realizzati da varie fabbriche, quali la « RCA », la « 20th Century Electronics », ecc. ed utilizzanti vari mezzi tendenti a conseguire lo scopo di far mutare dal bianco al nero, passando per tutta la gamma dei grigi, determinati punti di un reticolo geometrico o di altra natura.

Ecco ora una abbondante letteratura sull'interessante argomento che ci aggiorna sugli ultimi risultati ottenuti dal « Matsushita Wireless Research Laboratory », di Tokio. Il direttore di quest'ultimo laboratorio, M. Yoshiyama, ha rilasciato inoltre un'ampia intervista ad « Electronics » in occasione dell'ultima Esposizione IEEE di New York, che ci può servire di traccia per valutare lo stato attuale delle ricerche.

Schermi piatti elettroluminescenti

I nuovi schermi piatti elettroluminescenti realizzati nei laboratori « Matsushita » funzionano con lo standard di 525 linee ed hanno una misura diagonale di 13".

Benché il nuovo sistema di schermo piatto, compresa tutta la parte ricevente, impieghi 8600 componenti discreti, il suo consumo di potenza è di soli 100 W. Un

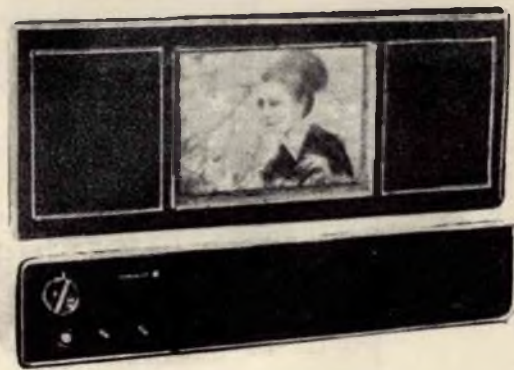


Fig. 1 - I televisori a schermo piatto è già una realtà. I ricercatori della giapponese « Matsushita » hanno già presentato i primi esemplari funzionanti che, fra l'altro, non richiedono più giochi di deflessione ed alte tensioni.

punto importante è dato dal fatto che non essendovi raggi elettronici da deflettere, non sono presenti né gioghi né alte tensioni.

I pannelli sono fatti su un substrato di vetro e possiedono una pellicola di fosforo al solfuro di zinco, collocata a sandwich fra gli elettrodi verticali ed orizzontali che formano gli elementi d'immagine nei loro punti d'incrocio.

Fra il fosforo e gli elettrodi posteriori vi è uno strato di titanato di bario che ha lo scopo di dare un'impedenza non lineare al dispositivo in modo da migliorarne la risposta.

Lo schermo sperimentale ha 230 elettrodi verticali e 230 elettrodi orizzontali, per un totale di 52.900 elementi d'immagine ciascuno misurante 0,75 mm. L'immagine che viene riprodotta non è della

stessa buona qualità di quelle che comunemente si vedono con i cinescopi, in quanto ha una risoluzione leggermente minore ed una più bassa luminosità.

Tuttavia, vi sono fondati motivi di poter assai rapidamente ovviare a tali inconvenienti iniziali, portando i nuovi schermi elettroluminescenti a competere completamente sul piano commerciale con i comuni cinescopi.

Benché vi siano uno stesso numero di elementi verticali ed orizzontali, il rapporto di aspetto è stato uniformato a quello standard di 4 : 3.

Il numero di elementi riproducibili dipende grandemente dal numero di elettrodi orizzontali e verticali del pannello. Nei modelli sino ad ora realizzati gli elementi verticali furono collocati anteriormente e resi trasparenti affinché non

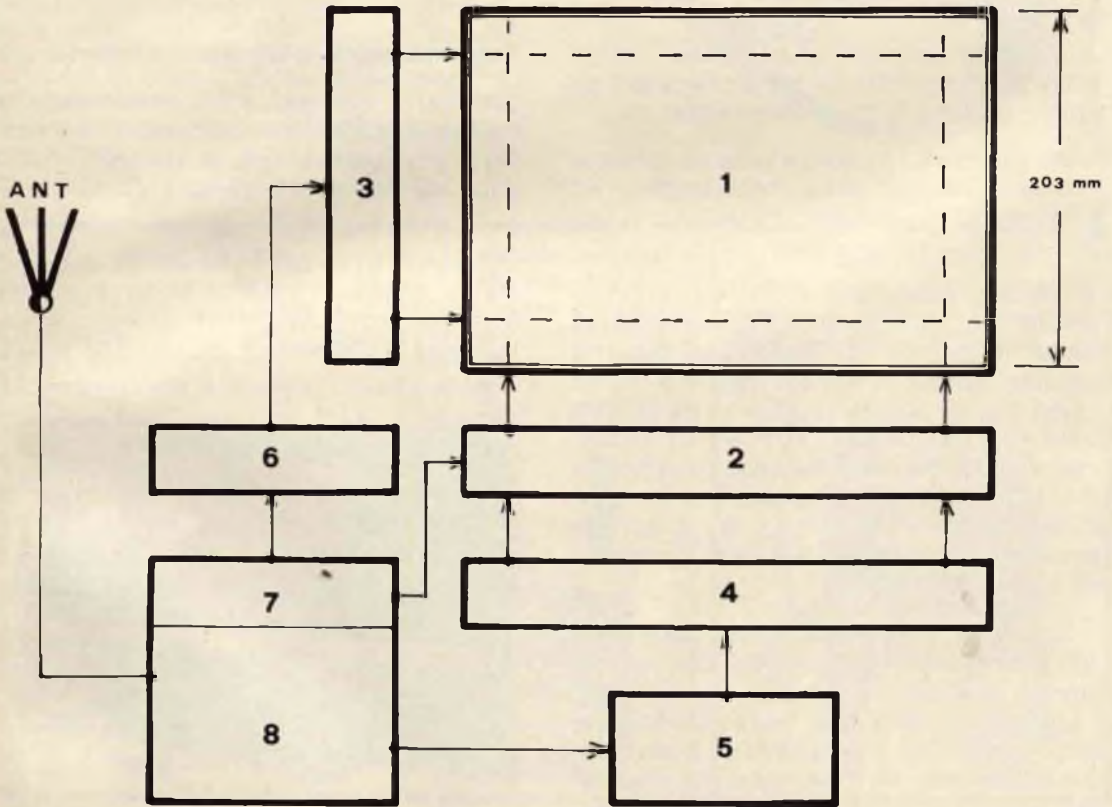


Fig. 2 - Schema a blocchi dei nuovi televisori a schermo piatto: (1) = matrice elettroluminescente; (-3) = comando scansione verticale ed orizzontale; (4) = linea di ritardo; (5) = amplificatore video; (6) = contatore; (7) = separatore dei sincronismi; (8) = circuiti per la ricezione TV.

riducessero la luminosità dei punti elettroluminiscenti.

Il sistema di scansione con linee intralacciate nello schermo piatto Matsushita è stato sostituito con la visualizzazione successiva di entrambi i semiquadri sulle stesse linee orizzontali.

Ciò aumenta la luminosità ma peggiora la risoluzione.

Funzionamento

Il problema basilare, che per molto tempo ha tenuto in scacco i ricercatori, è stato quello di riuscire a far illuminare la sostanza fosforescente solo in determinati punti d'incrocio senza influire sui molti altri punti d'intersezione che per forza di cose vengono ad interpersi. La soluzione trovata è la seguente.

Tutti gli elettrodi orizzontali ricevono un impulso negativo di selezione, mentre impulsi annullatori spengono le linee non interessate alla scansione.

Contemporaneamente, un videosegnale è applicato a tutte le linee verticali; ciò avviene mediante una linea che introduce un ritardo di 50,6 μ s, che trattiene i segnali video per la linea di scansione fintanto che possono essere visualizzati simultaneamente quando viene applicato l'impulso orizzontale.

La luminosità di ciascun elemento è funzione dell'ampiezza dell'impulso video sulle linee verticali e varia in modo esponenziale rispetto alla larghezza dell'impulso.

I transistor di entrata di ciascuna linea o striscia verticale si comportano come un resistore variabile in cui la resistenza di collettore è modulata dal segnale video della linea di ritardo.

La luminosità è controllata da un segnale video campione, che modula la resistenza di collettore di tutti i transistor che si trovano in corrispondenza delle strisce verticali. Questo sistema assicura un'adeguata suddivisione degli impulsi di tensione negativi di selezione fra gli elementi d'immagine ed i corrispondenti punti d'incrocio della matrice.

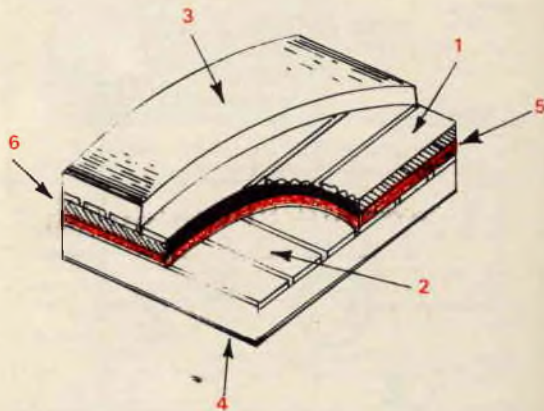


Fig. 3 - Particolare, visto in sezione, di uno schermo televisivo piatto. (1) = elettrodo orizzontale; (2) = elettrodo verticale (frontale e trasparente); (3) = protezione epossidica; (4) = substrato del vetro frontale; (5) = strato di sostanze elettroluminiscenti; (6) = strato d'impedenza.

In corrispondenza della minima resistenza di collettore, l'intero impulso di tensione è applicato agli elementi d'immagine ed è quindi ottenuta la massima luminosità. Alla resistenza massima, la tensione ai capi del transistor aumenta e la tensione in corrispondenza dei punti d'incrocio diminuisce di conseguenza.

Accanto agli impulsi di selezione, per scandire linea dopo linea tutta l'immagine, vi sono degli impulsi di oscuramento che mantengono un'uscita di questi elementi che non devono essere esplorati ad un basso livello. Ciascuna striscia verticale dal lato luminoso dello schermo è messa a massa mediante un circuito che controlla la luminosità, mentre i medesimi elementi dal lato posteriore o buio dello schermo si trovano in condizione di circuito aperto.

Quando la frequenza di scansione è molto alta, la luminosità che risulta non è una funzione lineare. Il sistema completo di visualizzazione comprende, oltre che allo schermo piatto, degli oscillatori verticali ed orizzontali, amplificatori audio e video, ecc.

Il video amplificatore comprende alcuni circuiti di correzione che compensano le caratteristiche non lineari del pannello.

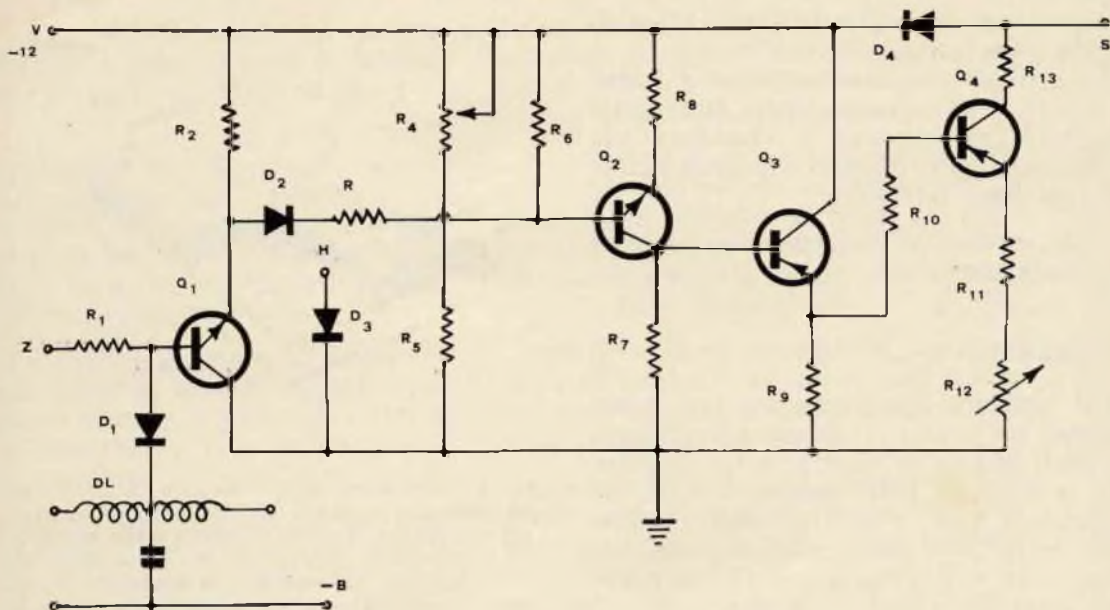


Fig. 4 - Questo è il circuito che determina il grado di luminosità; comprende dei sistemi a transistor in corrispondenza di ogni linea verticale che ricevono un segnale proporzionale alla tensione della linea di ritardo quando è presente un impulso nel punto Z della base di Q1. Il terminale S è collegato ad una linea verticale mentre gl'impulsi di azzeramento provengono da H.

La linea orizzontale per l'entrata del segnale video è selezionata mediante un contatore che avanza di un gradino per ciascun impulso del segnale di sincronismo orizzontale e che è azzerato dal segnale di sincronismo verticale.

Per ciascun gradino di avanzamento, l'impulso del primo distributore lineare di comando provoca l'avanzamento di una linea; per una linea determinata, l'uscita da questo distributore d'impulsi al generatore d'impulsi orizzontali fa in modo che venga applicata una tensione di circa 300 V (impulsivi) per la selezione.

Contemporaneamente, un secondo generatore d'impulsi orizzontali invia dei segnali di oscuramento a tutte le altre linee.

Come già accennato, l'uscita dell'amplificatore video è applicata ad una linea di ritardo che ha un tempo di dilazione di 50,6 μ s, che equivale al periodo orizzontale di 63,5 μ s diminuito del periodo di oscuramento orizzontale.

Il segnale vivo per ciascuna linea orizzontale è quindi sufficientemente ri-

tardato in modo che una riga intera è visualizzata come un tutto unico.

L'impedenza caratteristica della linea è di 252 Ω e la frequenza di taglio di una sezione è di 5.9 MHz. Il responso si può considerare sufficientemente piatto sino ad 1 MHz. L'attenuazione del segnale da un capo all'altro di una linea è di circa 3 dB ad 1 MHz e di 6 dB a 2 MHz.

Conclusione

Benché il sistema sia stato sviluppato per trovare impiego in ricevitori TV standard, esso si presta ancor meglio per realizzare visualizzatori alfanumerici o grafici.

La « Matsushita » ha già realizzato dei convertitori ed intensificatori di immagini che basano il proprio funzionamento sui nuovi schermi elettroluminescenti a minimo spessore.

Attualmente, in un sistema convenzionale a 525 linee (sistema USA), circa il 10 % delle linee intervengono quando il raggio sta ritornando da un'estremità al-

l'altra dell'immagine e quindi non può visualizzare alcuna informazione. Inoltre, altre linee vanno perse in corrispondenza dei bordi del cinescopio, molto spesso per cattiva regolazione o copertura da parte dei bordi o delle mascherine.

Il massimo numero di linee che può considerarsi visibile in un'immagine televisiva standard è di circa 470. Questo, almeno, è il parere di M. Yoshiyama che è il direttore delle ricerche sullo schermo elettroluminescente.

Nella pratica attuale le limitazioni della larghezza di banda del ricevitore, unite a difficoltà che si aggiungono ad una perfetta deflessione, limitano la risoluzione verticale dei ricevitori convenzionali a circa 340 linee.

Queste considerazioni hanno indotto la « Matsushita » a fondare le più rosee speranze sul nuovo ritrovato che si propone di migliorare in breve tempo facendo ricorso a fosfori più luminosi ed a trame più fini.

Per dovere di cronaca, finiremo accennando alle interessanti esperienze che sono in corso contemporaneamente negli Stati Uniti e che mirano a giungere alla fabbricazione in grande serie di schermi televisivi extra piatti, impiegando invece che fosfori luminescenti dei transistor in vetro basati sui cosiddetti « Ovonic ».

BIBLIOGRAFIA

1. M. Yoshiyama: « Lighting the way to flat-screen TV », Electronics, 114, marzo 1969.
2. « Flat-screen TV has 52.900 picture elements », Radio-El., 4, giugno 1969.
3. « Flat-screen Color-TV: Not Again! », Elctr. World, febbraio 1969.
4. L. Steckeler: « Step towrd tomorrow with quick-change modules », Radio-El., gennaio 1969.
5. « Flat display has inherent memory », Electronics, 133, 31 marzo 1969.



**UNA SOLUZIONE
NUOVA, ATTESA,
INSPERATA PER
L'USO DELL'AU-
TORADIO:
ENDANTENNA**

È un'antenna brevettata nei principali paesi del mondo, che funziona su principi diversi da quelli delle antenne a stilo: è piccola, poco visibile, INTERNA riparata dalle intemperie e da manomissioni di estranei; di durata illimitata, rende di più di qualunque stilo, anche di 1, 2 m e costa meno. Sempre pronta all'uso senza noiose operazioni di estrazione e ritiro.

Si monta all'interno del parabrezza; solo per vetture con motore posteriore. Contrassegno L. 2.900 + spese postali; anticipate L. 3.100 nette.

Sugli stessi principi, sono inoltre disponibili le seguenti versioni:

ENDANTENNA D: selettività a permeabilità variabile; montaggio sul parabrezza; vetture con motore post. L. 2.500 + s. p.

ENDANTENNA-PORTABOLLO: serve anche da portabollo; sul parabrezza; motore posteriore L. 3.300 + s. p.
ENDANTENNA P2: per auto con motore anteriore; montaggio sul lunotto posteriore, L. 3.900 + s. p.

ENDYNAUTO CON CESTELLO portaradio: trasforma qualunque portatile in autoradio, senz'alcuna manomissione; sul parabrezza, per motore post. L. 2.900 + s. p.

ENDYNAUTO senza cestello: L. 2.200 + s. p.

ENDYNAUTO 1m: per grossi portatili a transistori; L. 2.200 + s. p.

ENDYNAUTO 3m: come Endynauto, ma da montare sul lunotto post. per auto con motore anteriore.

ALIMENTATORI dalla c.a. per portatili a 4,5 - 6 oppure 9 V (precisare). Ingresso 220 V; L. 2.200 + s. p.

A richiesta, ampia documentazione gratuita per ogni dispositivo.

**Cercansi concessionari per tutte le province
MICRON - C.so Matteotti 147/S - 14100 ASTI - Tel. 2757**

ATTENZIONE

Sul n. 9 di

Sperimentare

sono state pubblicate le scatole di montaggio.

HIGH-KIT

UK 425 - Box di condensatori

UK 435 - Alimentatore stabilizzato
0 ÷ 20 V.c.c.

OSCURATORE GRADUALE DI LUCE

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

Riportiamo in questo articolo un semplice dispositivo che permette di poter effettuare un controllo regolare e graduale su una sorgente di potenza in corrente alternata particolarmente adatto per essere impiegato come regolatore di luce. Il circuito è equipaggiato di un thyristor e di altri pochi componenti; di conseguenza esso sarà di facile realizzazione e di costo limitato.

Il circuito oscuratore di luce può essere molto utile a tutti coloro che avendo l'hobby del cinema a passo ridotto o della fotografia, sono soliti mostrare i loro film o le loro diapositive agli amici.

L'azione dell'oscuramento graduale della luce ambiente dà un aspetto professionale al vostro lavoro rendendo allo stesso tempo più piacevole il passaggio dal chiaro allo scuro della sala.

Questo semplice circuito oscuratore è molto utile anche a tutti coloro che allevano canarini o altri uccelli nelle gabbie oppure pesci d'acquario; infatti questi piccoli animaletti gradiscono moltissimo il succedersi della luce del giorno seguita da un graduale oscuramento la sera.

Oltre a queste applicazioni, il circuito può essere usato anche per regolare il livello di illuminazione dell'ambiente dove sia in funzionamento un televisore e per altri moltissimi scopi.

Ora prima di passare alla descrizione del circuito vero e proprio, diciamo qual-

che parola sul thyristor. Questo semiconduttore di tipo particolare, può condurre corrente oppure bloccarla completamente, di conseguenza esso funziona come un commutatore, esso può avere una resistenza bassissima o nulla oppure una resistenza infinitamente alta. Anche se il thyristor è di dimensioni molto piccole può controllare delle potenze elevate; esso ha tre elettrodi: un anodo e un catodo (questi rappresentano i due contatti di un commutatore e come questi dovreb-

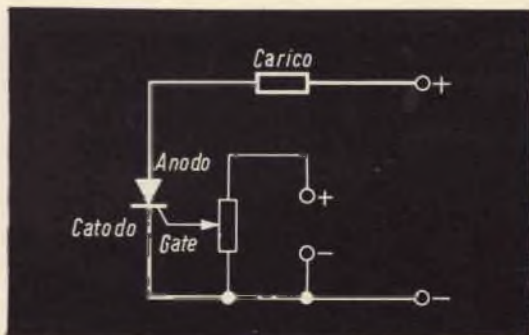


Fig. 1 - Esempio di circuito semplificato.

bero essere collegati al circuito di potenza) e un «gate» o elettrodo di controllo, che viene alimentato da un circuito ausiliare. In fig. 1, il circuito di potenza è disegnato con una linea più marcata.

Ricordiamo a questo punto che i circuiti equipaggiati a thyristor generano dei

segnali spuri e questi raggiungono la rete attraverso il circuito di potenza oppure vengono anche propagati attraverso l'aria per una certa distanza.

E' necessario quindi effettuare anche un sistema per ridurre al minimo le interferenze causate dal circuito in modo da non infastidire i vicini.

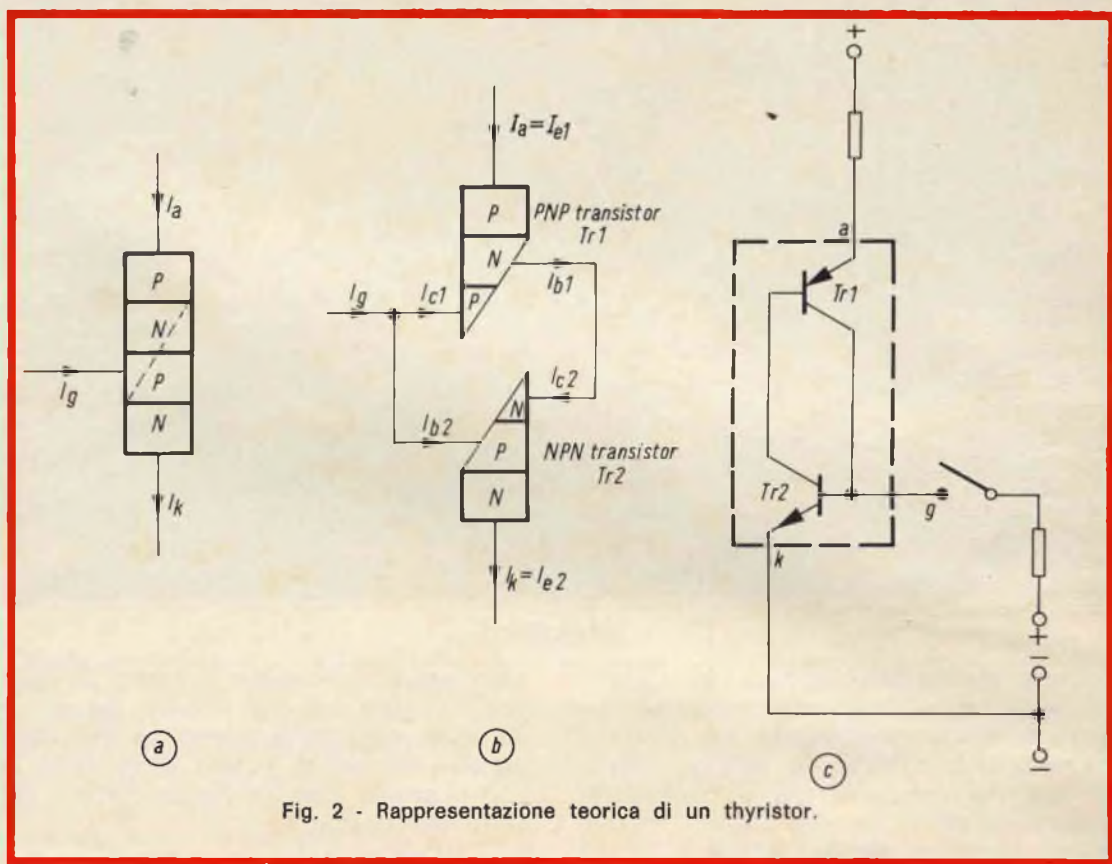


Fig. 2 - Rappresentazione teorica di un thyristor.

Il thyristor

A questo punto riportiamo alcune notizie su questo semiconduttore. Quelli che già conoscono vita e miracoli del thyristor possono tralasciare la lettura di queste note e passare direttamente alla descrizione del circuito, mentre quelli che non conoscono il funzionamento del thyristor potranno essere agevolati dalla lettura di questa breve descrizione.

Il thyristor che verrà impiegato nel nostro circuito è del tipo BT 101; esso è

costituito di quattro strati di materiale semiconduttore come si può vedere dalla fig. 2a. Le correnti che si devono prendere in considerazione sono la corrente anodica I_a , la corrente catodica I_k , la corrente di gate I_g e la corrente di fuga I_f .

Il thyristor scatta (cioè inizia a far passare corrente dall'anodo al catodo) quando, in presenza di una tensione anodo-catodo sufficientemente alta, la tensione sul gate supera una certa soglia di scatto. Il dispositivo resta conduttore, qualunque sia la tensione di gate, fino a

quando la tensione anodo-catodo cade a zero.

Il funzionamento può essere spiegato per mezzo di due transistor analoghi, come si può vedere in fig. 2b. Vediamo che il thyristor può essere considerato come un amplificatore di corrente a due stadi (con un guadagno che è la somma

dei valori h_{FB} dei due transistor). Anche con l'anodo a una tensione positiva e il catodo a una tensione negativa; entrambi i transistor non saranno conduttori se non esiste una tensione di « gate ». Quando una piccola tensione positiva viene applicata al gate, TR_1 diventa conduttore e la corrente di collettore risultante

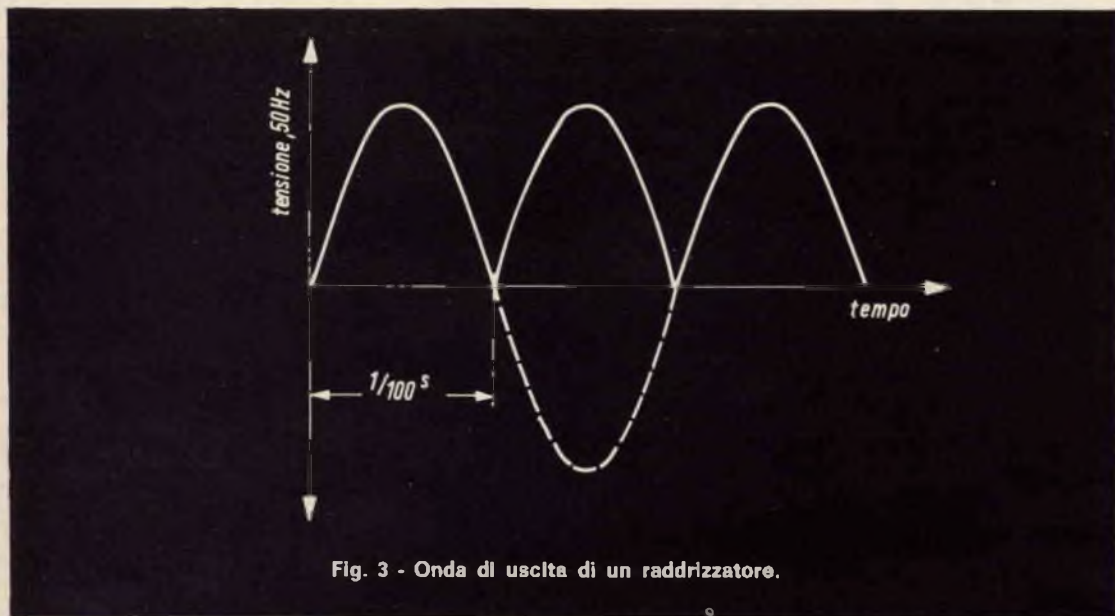


Fig. 3 - Onda di uscita di un raddrizzatore.

porterà a condurre anche TR_2 . Questo accade così velocemente che possiamo parlare di un cortocircuito fra anodo e catodo. Con l'anello in funzionamento, il gate non funziona, ma la conduzione naturalmente si arresta quando la tensione anodo-catodo è zero.

Ora quando la sorgente di alimentazione è la tensione di rete a 50 Hz, la tensione V_{a-k} è zero durante un periodo molto breve ricorrente a intervalli di circa un millesimo di secondo (vedere la fig. 3 che mostra l'uscita di un raddrizzatore ad onda completa).

Questo significa che la fine dell'intervallo conduttore è fissata e che dobbiamo cambiare l'inizio di questo intervallo se vogliamo variare l'ammontare della potenza che passa. Questa diventa possibile quando adottiamo il metodo chiamato a controllo di fase; è il circuito ausiliare

che fornisce gli impulsi di scatto variabili per il « gate » e per questa ragione è chiamato circuito di scatto. La descrizione del circuito di scatto verrà fatta in combinazione con quella dell'intero circuito dell'oscuratore.

Descrizione del circuito oscuratore

In fig. 4 è riportato lo schema elettrico del circuito oscuratore. La parte di potenza è stata disegnata con linee più marcate rispetto alla parte di pilotaggio. I diodi $D_1 - D_4$ formano un ponte raddrizzatore ad onda completa; $L_1 - L_2 - C_1 - C_2$ formano un filtro per l'eliminazione dei segnali spuri, prodotti dal thyristor durante il funzionamento; R_0 serve per limitare i transistori durante la commutazione.

Per poter realizzare questo, TR_1 dovrebbe essere conduttore prima e pilotare TR_2 in conduzione, noi possiamo dire che è

una condizione molto importante: M deve essere più positivo di N prima che l'impulso di scatto sia passato sull'elettrodo gate del thyristor.

In fig. 5 è riportata la rappresentazione grafica di quanto abbiamo detto. La tensione nel punto N (curva piena di fig. 5) è derivata da quella fra A e B attraverso

il partitore di tensione $R_3 - R_2$ e quindi la forma d'onda è la stessa di quella di fig. 3.

La tensione nel punto M, anch'essa derivata da quella fra A e B attraverso $R_5 - R_8 - C_3 - R_7$ può essere regolata per mezzo di R_8 . La forma d'onda in questo caso è un dente di sega dovuto alla presenza di

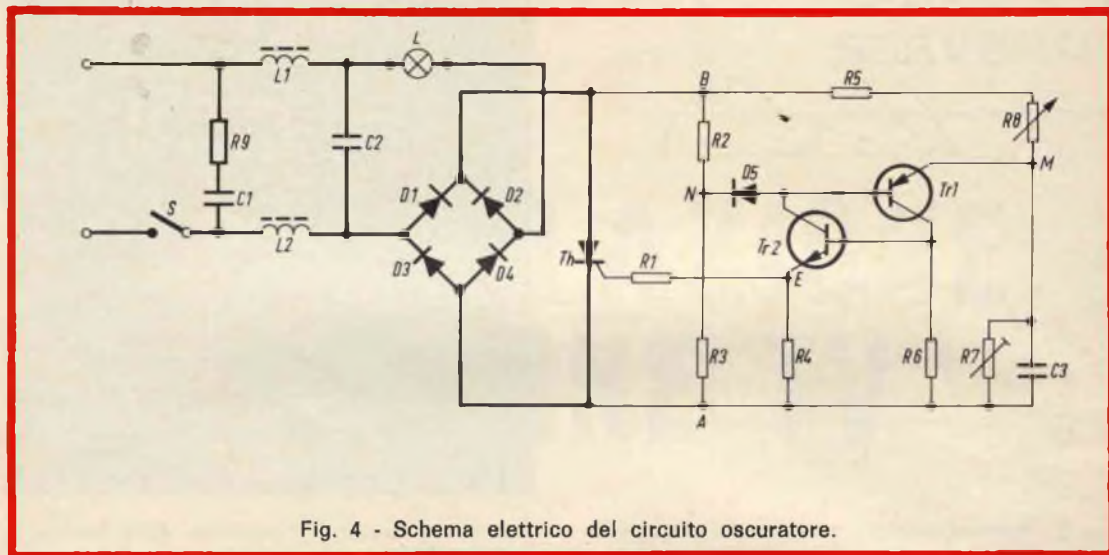


Fig. 4 - Schema elettrico del circuito oscuratore.

COMPONENTI

Resistori

- $R_1 = 330 \Omega$, 1/4 W a carbone
- $R_2 = 150 \text{ k}\Omega$, 1/2 W a carbone
- $R_3 = 12 \text{ k}\Omega$, 1/4 W a carbone
- $R_4 = 560 \Omega$, 1/4 W a carbone
- $R_5 = 100 \text{ k}\Omega$, 1/4 W a carbone
- $R_6 = 2,2 \text{ k}\Omega$, 1/4 W a carbone
- $R_7 = 0,1 \text{ M}\Omega$, 1/10 W trimmer a carbone
- $R_{8,9} = 1 \text{ M}\Omega$, potenziometro lineare a carbone
- $R_9 = 10 \Omega$, 1/4 W a carbone

Condensatori

- $C_1 = 220 \text{ nF}$, 630 V poliestere
- $C_2 = 220 \text{ nF}$, 630 V poliestere
- $C_3 = 100 \text{ nF}$, 250 V poliestere

Bobine

- $L_1 =$ circa 1,5 mH (vedere fig. 6)
- $L_2 =$ circa 1,5 mH (vedere fig. 6)

Semiconduttori

- $D_1 = D_2 = D_3 = D_4 =$ BY126 diodi al silicio
- $D_5 =$ BA145 (diodo al silicio)
- $TR_1 =$ BC107 (transistor al silicio n-p-n)
- $TR_2 =$ BC177 (transistor al silicio p-n-p)
- $TH =$ BT101/500R (thyristor a « gate » p)

Caratteristiche principali del thyristor BT101 - 500R

- Tensione inversa massima di lavoro $V_{RWM} = 400 \text{ V}$
- Tensione massima di lavoro off $V_{DWM} = 400 \text{ V}$
- Tensione massima di lavoro on (con $T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $I_T = 20 \text{ A}$) $V_T = 2,3 \text{ V}$
- Corrente diretta media $I_{TAV} = \text{max } 6,4 \text{ A}$
- Corrente di picco non ripetitiva ($t = 10 \text{ ms}$) $I_{TSM} = 55 \text{ A}$
- Corrente di gate con $V_0 = 6 \text{ V}$ e $T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $I_{GT} = 10 \text{ mA}$
- Temperatura alla giunzione $T_j = \text{max } 125 \text{ }^\circ\text{C}$

C₃. La parte di carico di questo condensatore dipende dal valore di R_b (vedere la curva tratteggiata e quella a tratto e punto).

Nei punti Q₁ e Q₂ la tensione nel punto M supererà leggermente quella nel punto N e il thyristor diventerà conduttore, in quanto il condensatore si scaricherà

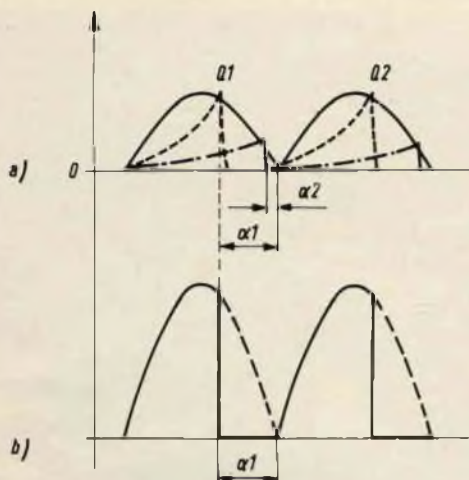


Fig. 5 - Rappresentazione grafica del funzionamento del circuito. Tensione nel punto N (tratto continuo); tensione nel punto M, valore piccolo di R_b (tratto discontinuo); tensione nel punto M, valore grande di R_b (tratto e punto).

plificata alla lampada L da circa 10 W (angolo minimo di conduzione circa 15°) a circa 400 W (angolo massimo di conduzione circa 165°). La resistenza R₇ serve per la regolazione fine dell'angolo minimo di conduzione.

Segnali spuri

I segnali spuri prodotti quando il thyristor è in scatto hanno delle frequenze molto alte; sull'ingresso della rete la loro ampiezza non dovrebbe essere maggiore di 2 mV da 0,15 a 0,5 MHz o 1 mV da 0,5

rapidamente. In fig. 5b sono riportate le variazioni sulla tensione anodo-catodo del thyristor: quando questo inizia a condurre la tensione V_{a-k} cade istantaneamente a zero e resta a zero durante l'intervallo conduttore rappresentato dall'angolo α . In questo modo un semplice potenziometro mette in grado di variare la potenza ap-

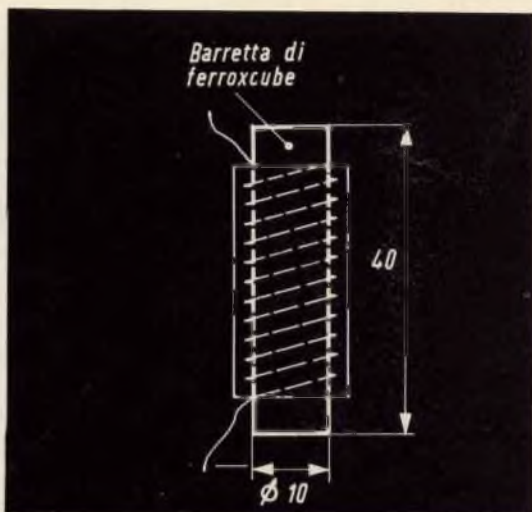


Fig. 6 - Dimensioni d'ingombro delle bobine L₁ e L₂. Le bobine sono formate da 3 avvolgimenti di 140 spire di filo di rame smaltato da 0,7 mm.

a 3 MHz e anche l'irradiazione dovrebbe essere ristretta. Il filtro (L₁ - L₂ - C₁ - C₂) protegge la rete; la radiazione spuria può essere resa minima mettendo una massa metallica sulle bobine L₁ e L₂.

Costruzione pratica

La costruzione è molto semplice, tutto il circuito può essere alloggiato in un contenitore molto piccolo, per esempio da 8 x 8 x 4 cm. Il thyristor va posto su una piastra di raffreddamento di circa 4 x 4 centimetri.



CAGLIARI

09100

VIA MANZONI 21/23

TEL. 42828

Nonostante che numerose siano state le note pubblicate sulle condizioni da osservare nell'installazione di antenne per la ricezione ottima di stazioni TV, ulteriori consigli pratici, suggeriti dall'esperienza, non possono che giovare e far risparmiare agli installatori tempo e denaro.

**NOTE DI
SERVIZIO**

INSTALLAZIONE ANTENNE TV

Premessa

Le condizioni di ricezione in una determinata località, da una casa ad un'altra e persino da un piano all'altro di uno stesso edificio, possono essere così diverse da scoraggiare chiunque, che con un minimo di serietà, volesse riepilogare in un breve quadro sinottico le regole da seguire per effettuare ovunque delle irreprensibili installazioni di antenne per VHF ed UHF.

Chi scrive, ricorda di aver pontificato a lungo su adattamenti d'impedenza, discese « tweested » ed orientamenti azimutali, suscitando l'ammirazione del volgo, salvo in più di un caso (e sempre di nascosto) aver dovuto invece collegare un galeotto filo « linea-rubinetto dell'acqua » per ricevere decentemente qualcosa con recalitranti televisori con antenna interna.

Questo fatto, ad esempio, di collegare un capo di una perfetta antenna « Yagi » alla più prossima canna dell'acqua, ossia ad una gagliarda presa di terra, non solo

non è previsto nè consigliato da nessun trattato universitario, ma con « facili » formule matematiche qualsiasi professore può dimostrare che tale procedura, non solo è errata ma è una fesseria.

Pur tuttavia, tali formule non sono rispettate da alcuni televisori del commercio, specie di tipo portatile i quali, nonostante le antenne incorporate a « corna » ed a « quadro » che possiedono per il 1° ed il 2° canale, spesso e volentieri ricevono senza interferenze, sdoppiamenti e con forte segnale, solo certi punti delle antenne a massa.

E ciò senza tanto rispetto per la superstitazione dei 300 Ω d'impedenza, ecc. Tuttavia, tali ripieghi non possono ovviamente sostituire una buona antenna esterna impiantata a regola d'arte.

A tale proposito, riteniamo utile avvalerci dell'esperienza che una industria di chiara fama come la « Fracarro » possiede in materia d'impianti d'antenna singoli e multipli, riferendone fedelmente le os-

servazioni ed i consigli che essa fornisce ai suoi utenti.

Aspetti della propagazione

Le condizioni di ricezione dei segnali TV ad una data distanza dal trasmettitore, possono essere sostanzialmente diversi a seconda che l'antenna ricevente si trovi in portata ottica oppure no.

La portata dell'onda diretta elettromagnetica rispetto a quella della luce risulta maggiore per una parziale rifrazione. In queste condizioni, la ricezione è sempre possibile.

Si hanno i seguenti casi principali:

- **riflessione:** da ostacoli fissi o da particolari strati, molto fluttuanti, dell'alta atmosfera;
- **rifrazione:** si manifesta con una deviazione che subisce la propagazione nell'attraversare strati atmosferici di diversa densità. Questo fenomeno si sviluppa in molte frazioni successive e ne risulta una propagazione ricurva;
- **diffrazione:** fenomeno tipico di reirradiazione da ostacolo colpito e che consente spesso ricezioni stabili e talvolta abbastanza buone.

In questi tre casi la ricerca della possibilità o meno di ricezione, va fatta esclusi-

sivamente in modo sperimentale ed estesa nel tempo, perché questi fenomeni sono fortemente dipendenti dalle stagioni, dalle ore e dalle condizioni atmosferiche generali.

Per una buona ricezione TV è necessario disporre di un buon televisore e di un buon segnale.

Il segnale per essere buono deve essere di sufficiente intensità, tale comunque da coprire largamente eventuali disturbi e non deve venir distorto dagli organi di captazione, né lungo la linea di discesa; è necessario disporre quindi di una ottima antenna, giustamente collocata, nonché di traslatori e di linee di discesa adeguati.

Poiché l'intensità del campo elettromagnetico generato da un trasmettitore diminuisce a mano a mano che ci si allontana da esso e, d'altro canto, in un dato luogo aumenta con l'aumentare dell'altezza dal suolo, l'antenna dovrà essere tanto più efficiente e dovrà essere collocata tanto più in alto quanto più si è distanti dal trasmettitore.

In ogni caso è buona norma essere in ottica col trasmettitore.

Efficienza di un'antenna

Un'antenna « Yagi » è costituita da un sistema di conduttori capace di captare

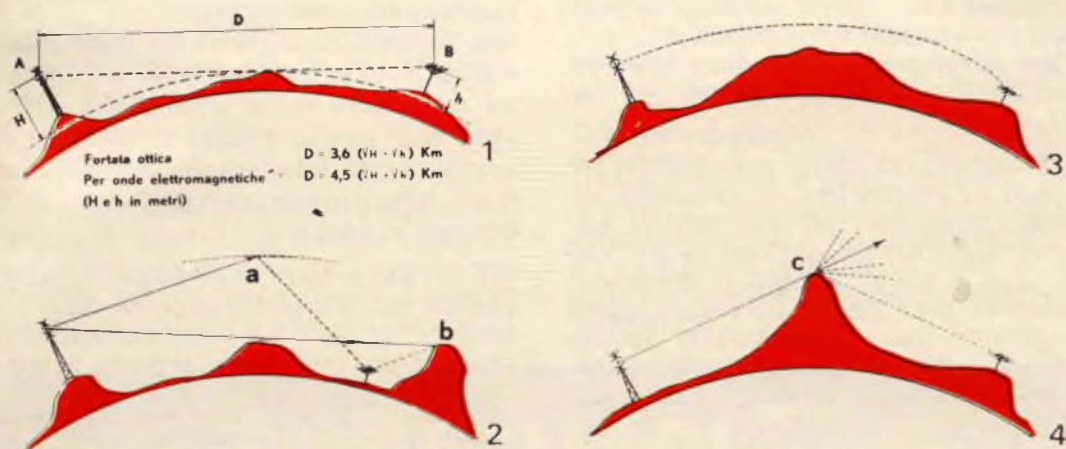


Fig. 1 - Vari aspetti della propagazione: 1. confronto fra portata ottica ed elettromagnetica; 2. riflessione su strati dell'alta atmosfera (a) e contro ostacoli (b); 3. rifrazione; 4. diffrazione dovuta ad ostacolo intermedio (c).

sotto forma di corrente a RF dal campo elettromagnetico generato dalla stazione emittente; questa antenna è direzionale e perciò deve essere rivolta verso il trasmettitore.

Secondo la complessità della sua costruzione un'antenna può, a parità di campo elettromagnetico, fornire ai morsetti di uscita una potenza più o meno grande.

Per le frequenze in uso nella TV l'antenna più semplice è costituita dal « dipolo », da un conduttore cioè lungo mezza onda e che presenta una resistenza d'irradiazione (od impedenza d'uscita) di 72 Ω se semplice e di 300 Ω se ripiegato.

Per misurare l'efficienza di un'antenna fu stabilito di fare un confronto con la resa di un dipolo impiegato in un identico campo elettromagnetico. Questo confronto si fa energetico, cioè si confronta l'energia resa dalle due antenne.

Fu stabilito inoltre di esprimere questo confronto con un coefficiente logaritmico in armonia col fatto che sia il nostro udito che la nostra vista sono regolate fisiologicamente da una specie di controllo automatico di sensibilità, per cui il semplice rapporto tra le energie non risponde al rapporto d'effetto che noi avvertiamo.

Si definisce « guadagno » di un'antenna in decibell il decuplo del logaritmo (base 10) del rapporto tra la potenza resa dall'antenna in esame e quella resa dal dipolo (s'intende chiuse su resistenze di utilizzazione uguali alle rispettive impedenze di uscita).

Per sfruttare pienamente e senza inconvenienti (eco d'immagine, ecc.) l'energia captata, bisogna allacciare l'antenna ad un circuito di utilizzazione di pari resistenza.

Importanza dell'altezza utile

L'efficienza di un'antenna è funzione dell'altezza utile in quanto il valore del campo elettromagnetico generato dal trasmettitore TV è, sia pure in linea approssimata e salvo speciali situazioni particola-

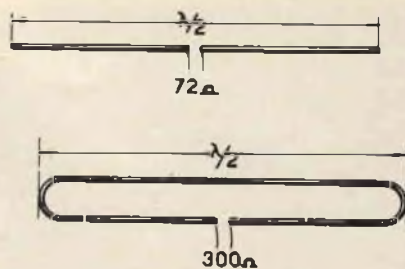


Fig. 2 - Dipolo 72 Ω (semplice) e 300 Ω (ripiegato).

ri, linearmente proporzionale all'altezza utile.

Ne consegue che la tensione disponibile ai morsetti d'antenna è linearmente proporzionale all'altezza utile e quindi la potenza resa è funzione del quadrato di tale altezza. La maggior resa di un'antenna per effetto della variazione della sua altezza utile da H ad H' risulta in decibell:

$$10 \log_{10} (H'/H)^2 = 20 \log_{10} H'/H$$

E pertanto si ha:

Rapporto H'/H						
1,25	1,4	2	2,5	3,2	4	5
dB						
2	3	6	8	10	12	14

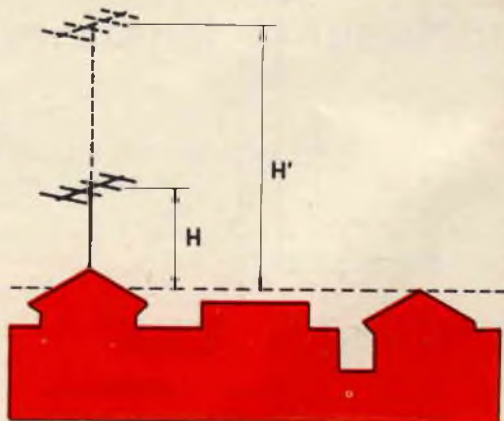


Fig. 3 - Altezza utile: il rapporto H'/H fornisce un guadagno di 10 dB quando è uguale a 3,2 (vedasi testo).

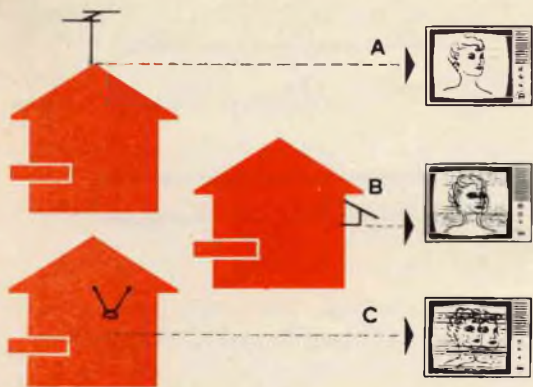


Fig. 4 - Immagini ricevute: A - con antenna alta alcuni metri sopra i tetti: ricezione ottima. B - antenna sotto il livello dei tetti: ricezione con qualche eco ed alcuni disturbi. C - antenna interna: ricezione con forte eco (due o più immagini): molti disturbi e sincronismo precario.

Aggiungendo questo valore in decibelli al guadagno proprio dell'antenna si ottiene il guadagno totale dell'antenna posta all'altezza H' rispetto al dipolo posto all'altezza H .

Disturbi ed ostacoli

Poiché i disturbi, specie per le frequenze più basse (bande I° e II°), provengono dalle strade è evidente che è più utile sopraelevare un'antenna anziché aumentarne il guadagno.

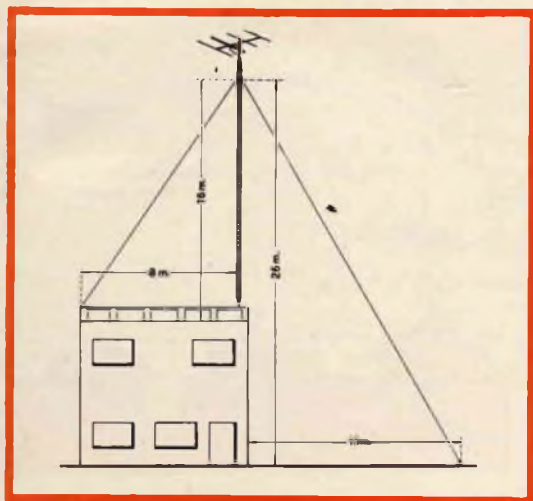


Fig. 5 - Torre in traliccio superleggero per sopraelevazioni fino a 25 m.

Per la ricezione delle frequenze più alte sono molto dannosi eventuali ostacoli (alberi, costruzioni in cemento armato, campanili, linee elettriche, ecc.); in questi casi sarà necessario sopraelevare di molto le antenne.

Per ricevere stazioni molto lontane sarà infine necessario disporre di un'antenna ad alto guadagno (aumentano se è il caso da un amplificatore a transistor) collocata su un sostegno molto alto.

Sostegni alti e molto alti

Da quanto detto risulta che molto spesso si deve ricorrere a sostegni alti per una buona ricezione.

A questo scopo sono stati studiati i vari sostegni prodotti dalla « Fracarro » e fra questi citiamo le torri in traliccio superleggero che consentono sopraelevazioni fino a circa 25 m.

La sollecitazione fondamentale cui devono resistere detti sostegni è la spinta del vento che, alla massima velocità normalmente prevista di 130 km/h, esercita una spinta di 120 kg/m² sulle superfici piane e circa 70 kg/m² di sezione sulle superfici cilindriche.

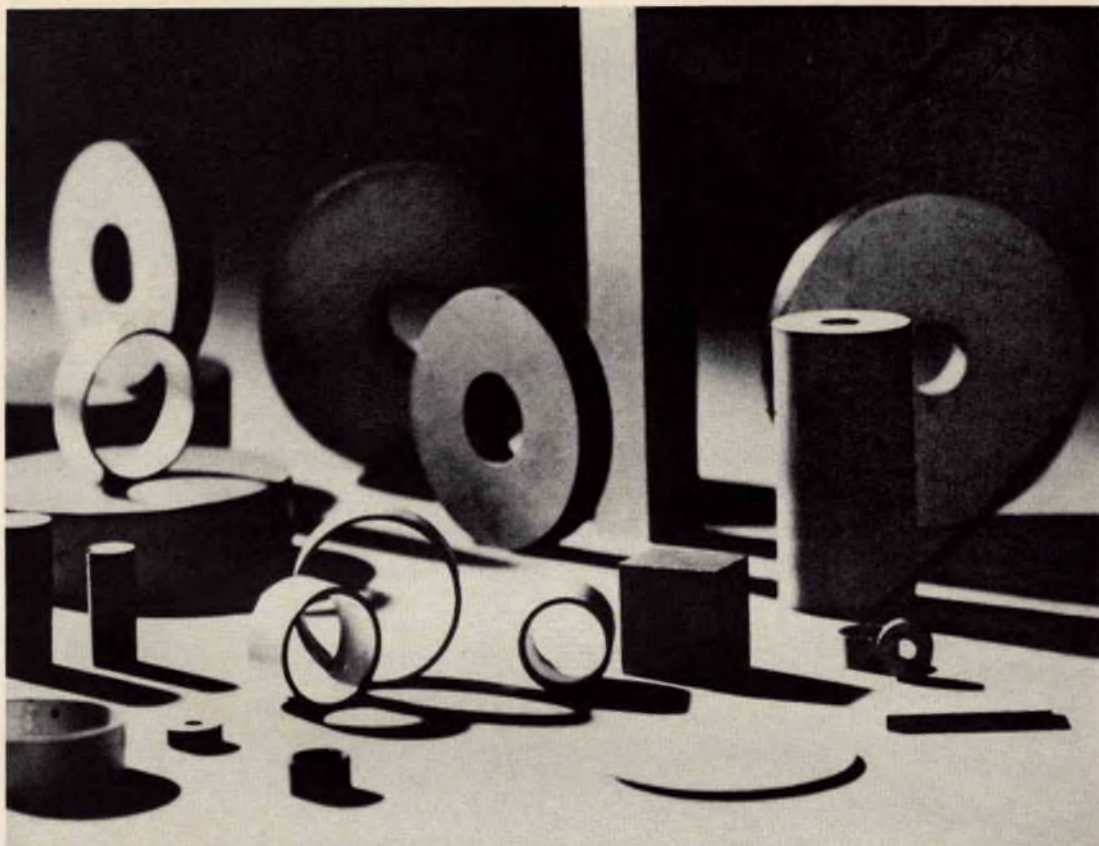
Doppie immagini

Accade sovente, specie nelle zone collinose, di montagna od anche in città dove vi sono edifici molto alti, che un'antenna riceva oltre al segnale diretto anche un segnale riflesso dai suddetti ostacoli.

Tale segnale riflesso, a causa del diverso percorso risulta sempre fuori fase rispetto al segnale diretto e provoca sullo schermo del televisore una seconda immagine tanto più spostata rispetto alla principale quanto più lontano è l'ostacolo riflettente e tanto più marcata quanto più intenso è il segnale riflesso.

La difesa contro questo grave inconveniente è l'impiego di speciali antenne in cui sia curato, fino al massimo limite che la moderna tecnica consente, il rapporto « avanti-indietro ».

I migliori risultati sono stati ottenuti in pratica con antenne a 6 o più elementi



PIEZOXIDE (PXE)

ceramiche piezoelettriche
l'elemento base dei moderni trasduttori

Il PXE è un materiale ceramico capace di generare elettricità se sottoposto a sollecitazioni meccaniche e di deformarsi se sottoposto a sollecitazioni elettriche.

Applicazioni:

Generazione e rivelazione di ultrasuoni
a bassa e ad alta intensità
in aria o in liquidi
Motorini a vibrazione per orologi
Accensione piezoelettrica di miscele gassose
Rivelazione di livello
Filtri passa-banda
Trasduttori a linea di ritardo
Pick-up per giradischi

SEZ. ELCOMA
PHILIPS

Reparto Comp. Passivi
Piazza IV Novembre 3 - 20124 MILANO - Tel. 6994

con cui è stato raggiunto un rapporto avanti-indietro dell'ordine di $25 \div 30$ dB, pur mantenendo un elevatissimo guadagno avanti dell'ordine di $10 \div 13$ dB.

Lo stesso fenomeno, sia pure in modo meno evidente, si ha quando non vi sia perfetto adattamento d'impedenza fra antenna e discesa e poi fra discesa e televisore, perché si vengono a formare delle onde stazionarie lungo le linee.

Linee di discesa

Il collegamento elettrico fra l'antenna ed il televisore va effettuato con uno speciale conduttore bifilare che oltre ad essere atto all'impiego alle radiofrequenze in gioco deve avere una « impedenza caratteristica » di valore uguale all'impedenza d'uscita dell'antenna e di entrata del televisore.

Nella maggioranza dei casi i televisori e le antenne sono previsti per 300Ω .

Accade spesso in pratica che si debbano impiegare linee d'impedenza caratteristica diversa; in tal caso occorre inserire speciali trasformatori d'impedenza.

Quando poi la linea da impiegare è costituita da cavo coassiale (asimmetrico) è necessario che i trasformatori provvedano anche al corretto cambiamento da linea simmetrica ad asimmetrica o viceversa.

L'esperienza ha dimostrato che le comuni linee di discesa in « piattina » sono troppo rapidamente deteriorabili alle intemperie (specialmente nelle zone costiere) tanto da richiedere frequenti

interventi per manutenzione o sostituzione, o quel che è peggio, da provocare un progressivo peggioramento della ricezione televisiva senza che si riesca ad individuarne la causa.

Anche le linee in cavo bifilare schermato (simmetrico) non hanno dato i risultati che si speravano. La soluzione più conveniente, pertanto, per un impianto definitivo di un'antenna ricevente, risulta quella che impiega cavetto coassiale di 75Ω .

Antenne monocanale ed a larga banda

Quando si debba ricevere un solo canale TV è senz'altro da adottare un'antenna monocanale per la sua maggior prestazione a parità di dimensioni, se confrontata con una antenna a larga banda.

Quest'ultima è da adottare solo nei casi in cui si debbano ricevere più stazioni sulla stessa banda ma richiede lo impiego di un rotatore.

Per ricevere più stazioni su bande diverse occorrono più antenne che possono venir collegate con dei miscelatori per avere una sola discesa.

Lunghe linee di trasporto del segnale TV

Quando è necessario installare le antenne lontano dal posto di ricezione (specie in montagna dove accade sovente di dover cercare il punto di maggiore intensità di campo in posizioni particolari) occorre realizzare una linea di collegamento che si potrà eseguire fino ad una lunghezza di 2-3.000 m.

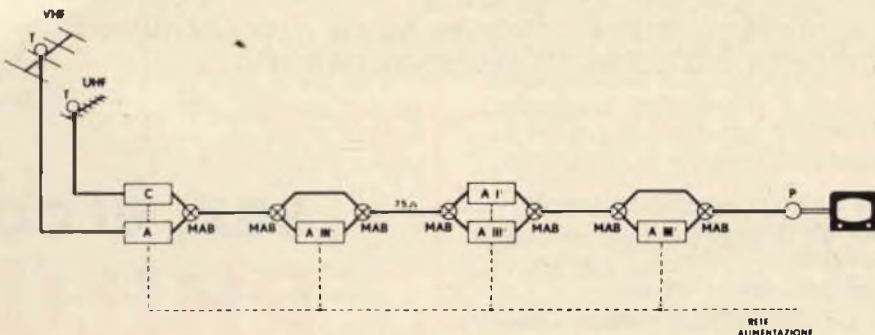


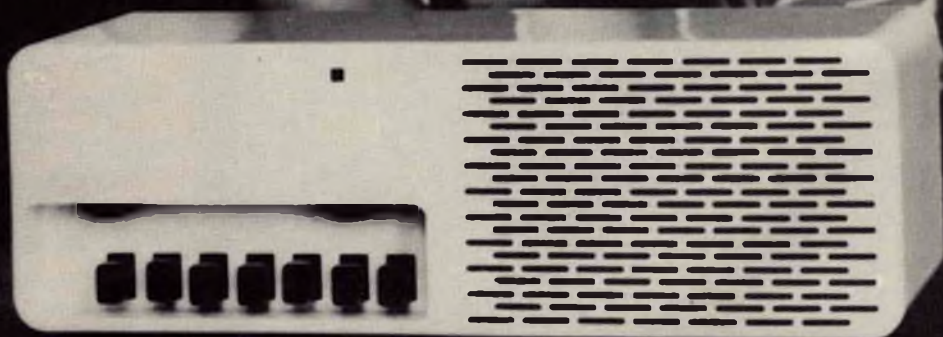
Fig. 6 - Esempio di lunga linea di trasporto del segnale TV. C = convertitore; A = amplificatori; MAB = miscelatori; P = prese di uscita.



SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS s.p.a.

Difony

RICEVITORE PER FILODIFFUSIONE
ELA 43-16



È da consigliare l'impiego di un cavo coassiale di 75 Ω a basse perdite, che pur avendo un'attenuazione maggiore di quella della piattina da 300 Ω, rispetto a questa non cambia le sue caratteristiche in presenza d'umidità o di pioggia; per di più le intemperie non lo deteriorano come invece avviene rapidamente per la piattina.

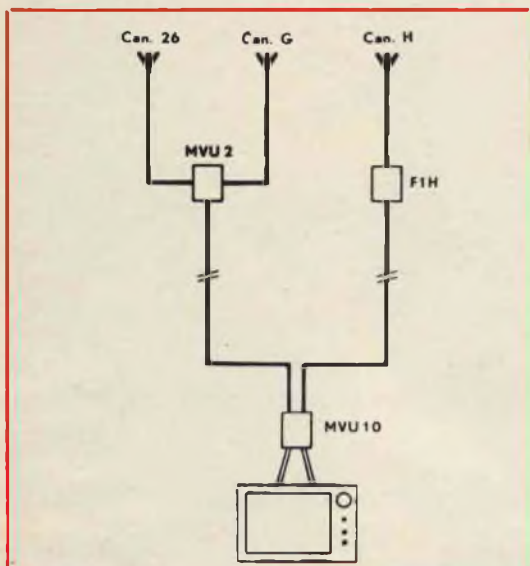


Fig. 7 - Schema d'impianto «FR» per ricezione dei canali italiani e programma della TV svizzera. MVU2 = miscelatore per banda 1^a, stagno per esterno; F1H = filtro che lascia passare il debole canale svizzero (equiv. H) bloccando i forti canali adiacenti italiani; MVU10 = miscelatore per banda 1^a (per cavo e piattina) con commutatore.

Fino a qualche centinaio di metri di linea si possono trasportare i due segnali UHF e VHF; quando si supera il mezzo chilometro è economicamente più conveniente ricorrere ad un convertitore quarzato onde avere tutti e due i segnali in VHF (uno in banda 1^a ed uno in banda 3^a) e diminuire così le perdite e conseguentemente il costo dell'impianto.

Infine, occorre provvedere, all'inizio della linea e lungo questa ad intervalli, ad amplificare il segnale miscelato con appositi amplificatori. L'alimentazione potrà essere fornita attraverso lo stesso cavo coassiale in c.c. se si tratta di brevi tragitti e se s'impiegano amplificatori a basso consumo; sarà invece fornita mediante una linea separata in c.a. se si impiegano amplificatori di potenza.

Va notato che l'attenuazione lungo i cavi in banda prima è metà di quella in banda terza; gli amplificatori dovranno essere disposti a distanze minori per la banda terza e doppie per la banda prima.

CONFRONTO TRA DECIBELL E RAPPORTI NUMERICI

dB	W'/W	V'/V
0	1	1
1	1,25	1,12
2	1,6	1,25
3	2	1,4
4	2,5	1,6
5	3,2	1,8
6	4	2
7	5	2,2
8	6,3	2,5
9	8	2,8
10	10	3,2
11	12,6	3,5
12	16	4
13	20	4,5
14	25	5
15	32	5,6
16	40	6,3
17	50	7
18	63	8
19	79	9
20	100	10
22	158	12,6
24	251	15,8
26	398	19,9
28	631	25,1
30	10 ³	31,6
32	1580	39,8
34	2510	50,1
36	3980	63,1
38	6310	79,4
40	10 ⁴	100
45	31600	177,8
50	10 ⁵	316
55	316000	562
60	10 ⁶	1000

W'/W = rapporto delle potenze

V'/V = rapporto delle tensioni (su R uguali).

La distanza base dovrà essere calcolata tenuto conto delle perdite del cavo usato e del guadagno degli amplificatori prescelti. Usando ad es. un cavo con per-

dite di 5 dB/100 m in banda 1^a ed amplificatori con guadagno di 60 dB, si potranno coprire 1000 ÷ 1200 m con un solo amplificatore in banda 1^a e 500 ÷ 600 m con un amplificatore in banda 3^a.

Si ricordi che in UHF nella banda quarta le perdite raddoppiano rispetto alla banda terza.

Al termine della linea di trasporto dei segnali TV può essere collegato sia un televisore singolo, sia un gruppo di televisori, con gli stessi criteri di un impianto multiplo.

Impianti singoli per 3 programmi TV (2 italiani ed 1 estero)

Adatti per ricevere, ad esempio, il programma Svizzero in Lombardia, cioè per la ricezione di 3 canali di cui:

1° programma italiano : canale G-Milano

2° programma italiano : canale 26 o 23

3° programma svizzero : canale E10 = H

Essendo il canale H adiacente al canale G non si può miscelarlo che resistivamente introducendo notevoli perdite. Per evitare di attenuare il segnale svizzero, che è già molto debole, è consigliabile l'uso di due discese separate.

Poiché il canale G ha (nella zona della Lombardia in cui si riceve la Svizzera) un segnale molto forte tale che né l'antenna H né il televisore riescono a separarlo con sufficienza dal segnale svizzero, è molto utile l'introduzione di un filtro soppressore di questo segnale disturbante.

Il demiscelatore con commutatore dà il vantaggio di evitare il noioso cambiamento di presa: è sufficiente allora spostare la levetta del commutatore e girare il selettore di canali del televisore da G ad H, affinché si abbiano perfette ricezioni.

di G. Astolfi

PERSONAL TV

Apparecchio che consente l'ascolto della televisione o della radio personalmente.

Possibilità di regolare a piacimento il volume senza disturbare o essere disturbati.

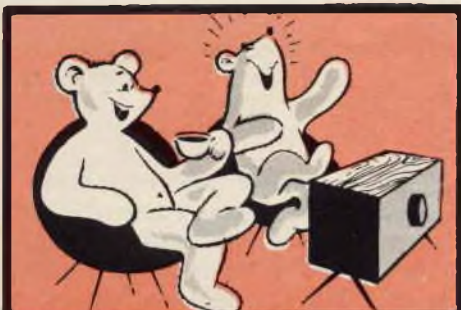
Completo di auricolare e cavo per il collegamento alla radio od alla televisione.

Il PERSONAL TV ha finalmente risolto il problema per i deboli d'udito.

Cod. G.B.C. PP/0500-00

Reperibile presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia.





VIDEO RISATE



« Hai sentito che nota, papà?... ».



« Se mi deve fare un paio di domande "Confidenziali", sarà meglio far chiudere la porta, no, giovanotto?... ».



« Non sappiamo se riuscirete a farvi un'idea del freddo di 'ste parti, cari ascoltatori... ».



« Signori, eccovi le ultime della notte lei è licenziato... OOH!... ».

di P. Soati



LE COMUNICAZIONI



STORIA DELLE COMUNICAZIONI A DISTANZA

XI parte

LA RADIOFONIA CIRCOLARE

Nel 1920 le stazioni di radiodiffusione non esistevano ancora, eppure sparso per il mondo vi era già qualche migliaio di appassionati alla radioricezione che, basandosi sui dati pubblicati da quattro riviste che uscivano in quell'epoca negli Stati Uniti ed in Europa, dedicavano ore ed ore del loro tempo libero, e talvolta intere nottate, alla ricezione di notizie di stampa, bollettini vari e segnali orari, che le stazioni radiotelegrafiche di quel tempo trasmettevano in determinate ore del giorno. Ci si accaniva a ricevere le sta-

zioni tedesche di Zeesen, quelle italiane di Coltano e di Roma, l'inglese di Poldhu, la torre Eiffel, Annapolis negli Stati Uniti, Bandoeng nell'isola di Giava, fin tanto che nel novembre 1920 l'inaugurazione della prima stazione destinata al servizio della radiodiffusione fu la causa di un diver-sivo per gli esploratori dell'etere. Questa prima stazione fu installata a Pittsburg, negli Stati Uniti, dalla compagnia Westinghouse e aveva il nominativo di KDKA. Essa trasmetteva sulla lunghezza d'onda di 360 metri con una potenza di 100 W che, successivamente, nell'anno 1921, fu portata a 1,5 kW.

In quello stesso anno entrò in funzione la stazione di Newark, WJZ. In Europa dopo diversi tentativi, ai quali abbiamo già fatto riferimento, la radiodiffusione iniziava nel gennaio 1921 le sue prime emissioni, non ufficiali, ad opera della stazione tedesca di Koenigswusterhausen, che fu anche la stazione che mandò in onda, con la Madama Butterfly, la prima opera. Essa irradiava sulla lunghezza d'onda di 3500 metri.

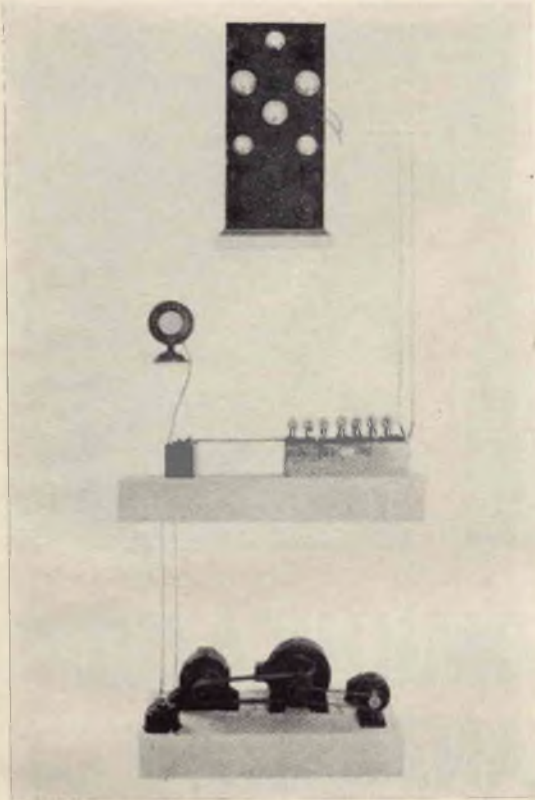


Fig. 1 - Trasmettitore Radiofonico di Milano da 500 W usato nel 1923.

Sempre nello stesso anno una stazione impiantata all'Aja, con la potenza di 250 W, ed una lunghezza d'onda di 350 metri, trasmise concerti organizzati dalla Nederlandsche Radio Industrie.

Una rivista estera nell'aprile 1921 segnalava come tali concerti fossero ricevuti a Londra da alcuni radioamatori i quali facevano uso di un ricevitore ad una sola valvola. Gli stessi radioamatori sembra avessero effettuato una sottoscri-

zione allo scopo di sovvenzionare i programmi trasmessi da tale stazione! Nel mese di dicembre, fra le ore 15 e le 17, la stazione di Tour Eiffel iniziava una serie di prove sulla lunghezza d'onda di 2600 metri e con 400 W di potenza. Le sue trasmissioni furono ricevute in Italia ed in molti altri paesi europei ed extra-europei. Nel febbraio 1922 iniziava le sue emissioni, fra le ore 19,35 e le 19,55, la stazione inglese di Chelmsford sulla lunghezza d'onda di 700 metri, che successivamente venne portata a 400 metri, con una potenza di 250 W.

Nel 1922 le stazioni radiofoniche, comprese quelle ad onde corte, si moltiplicarono e di pari passo crebbero i radioascoltatori nel mondo.

Nello stesso anno una nota rivista inglese, segnalava la presenza del fading (cioè l'evanescenza) sulle emissioni ad onda corta, con un articolo del quale riportiamo il seguente brano:

« ... le stazioni inglesi ad onda corta sono soggette a fenomeni molti sgradevoli. Dopo che avete regolato perfettamente il vostro apparecchio ed ascoltate ottimamente il programma, a poco a poco la voce si allontana e diventa appena percettibile. Vi precipitate sul comando del condensatore, su quello di reazione, senza migliorarne la situazione. Controllate le valvole: esse sono perfettamente accese, ma contemporaneamente la voce, oppure la musica, si rinforza e l'intensità ritorna normale. Si tratta del misterioso Fading Effect... ».

Nel 1930 l'Europa disponeva di 207 trasmettitori radiofonici per 840 kW, l'America 810 trasmettitori per 1600 kW, l'Asia 40 trasmettitori per 40 kW, l'Australia pure essa 40 trasmettitori per 17 kW: un totale di 1200 trasmettitori per una potenza complessiva di 2700 kW. Nel 1969 questa potenza può essere erogata da un unico trasmettitore!

ITALIA - La prima trasmissione radiofonica italiana ebbe luogo la sera del 6 ottobre 1924. L'apertura fu effettuata alle ore 21 con il primo annuncio di « UNIONE RADIOFONICA ITALIANA, stazione di Roma 1RO » e con il seguente programma:

Ore 21 concerto: Haydn, Opera 7 (1° e 2° tempo) radio quartetto romano. Thomas, Amleto, non partire, soprano Emma Tarsetti. Ariosti, Lezione 3^a, adagio allemand, violoncellista sig.ra Solieri. La Pepinetta, canzone lombarda, La Casteddamarisa, canzone siciliana (coro della sala operai, maestro Antonio Rossi). Cilea, Arlesiana, Cesti, aria del 600, tenore Dionis Gorio. Verdi, Otello, credo, baritono Amleto Neri. Veracini, largo per violino, prof.

Alberto Magalotti. Quindi bollettino meteorologico, notizie di borsa e d'intervallo.

Ore 21,30 conversazione: le radioaudizioni circolari, che cosa sono, come funzionano, modalità e facilitazioni di pagamento.

Ore 21,40 concerto, 2^a parte: Mozart, quartetto, minuetto finale, radioquartetto romano. Mozart, Le nozze di figaro, deh



Fig. 2 - Cartolina QSL commemorativa del 40° anniversario di Radio Praga (18 maggio 1923 - 1963).

vieni!, soprano Emma Tarsetti. Lalo, canti russi, violoncello prof. Anna Solieri. Donaudy, Madonna Renzuola, tenore Dionis Gorio. Denza, Occhi di fata, baritono Amedeo Nori. Jenő Hubay, serenata per violino, prof. Magalotti.

Quindi alle ore 22,23 ultime notizie ed alle 22,30 fine della trasmissione ed inni.

Le prove che avevano preceduto l'inaugurazione ufficiale erano durate pochi giorni. La potenza della stazione di Roma era

di circa 1,5 kW. La stazione di Milano iniziò le trasmissioni regolari nell'ottobre 1925 con una potenza di 1,5 kW che nel dicembre 1927 fu portata a 7,5 kW. Nel marzo 1926 la stazione di Roma fu trasferita a Napoli, dove entrava in servizio nel mese di novembre dello stesso anno, mentre la potenza della stazione di Roma fu elevata a 3 kW.

Successivamente iniziarono le emissioni le stazioni di Torino, Genova, nell'ottobre 1928, Palermo, Trieste ed altre an-

cora. Nel 1930 veniva inaugurata la nuova sede del trasmettitore di Roma S. Palomba, la cui potenza fu portata a 75 kW e nello stesso anno entrava in funzione il primo trasmettitore ad onda corta di Prato Smeraldo (Roma), funzionante con la potenza di 12 kW sulle onde di 25 ed 80 metri.

La situazione radiofonica della rete italiana nel 1931 era la seguente: Milano, 599 kHz, 8,5 kW; Bolzano, 662 kHz, 0,22

kW; Roma, 680 kHz, 75 kW; Napoli, 905 kHz, 1,7 kW; Genova, 959 kHz, 1,5 kW; Torino, 1013 kHz, 8,5 kW; più i trasmettitori di Trieste e Prato Smeraldo.

AUSTRIA - La prima trasmissione radiofonica fu inaugurata il 1° ottobre 1924, con la stazione di Wien, avente la potenza di 0,35 kW. Molto popolare in Italia fu la stazione austriaca di Wien-Rosenhugel, potenza 5 kW, elevati successivamente a 7 kW, che trasmetteva ottimi concerti e



Fig. 3 - Un centro di controllo di stazioni radiofoniche nel 1935.

che nel nostro paese era ricevuta in ottime condizioni.

BELGIO - La stazione di Bruxelles, inaugurata il 23 novembre 1923, fu una delle prime ad irradiare nella gamma delle onde medie.

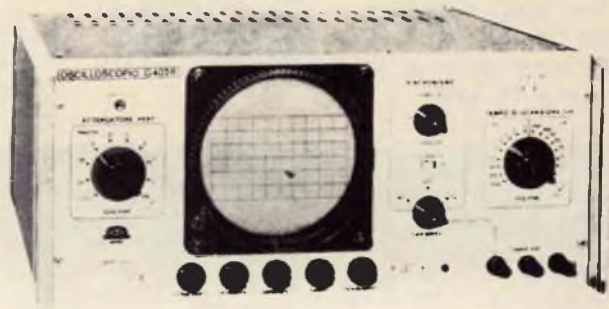
CECOSLOVACCHIA - Le trasmissioni radiofoniche ufficialmente ebbero inizio

nel 1923. Mentre alla fine di tale anno gli abbonati alle radioaudizioni erano 47, nel 1930 raggiungevano i 300.000, cifra veramente notevole per quei tempi.

DANIMARCA - Le prime emissioni radiofoniche musicali furono eseguite nel 1923 da due emittenti militari vicine a Copenaghen, che nel 1925 furono inaugu-

GLI STRUMENTI NUOVI... PER LA NUOVA TV A COLORI

OSCILLOSCOPIO 5" "TRIGGERED" G 402 R



AMPLIFICATORE VERTICALE

Sensibilità: 50 mVpp/cm.
Risposta di frequenza: della cc a 10 MHz (3 dB a 7 MHz).
Attenuatore: tarato in mVpp/cm regolazione continua ed a scatti (9 posizioni).
Calibratore: consente di tarare l'amplificatore verticale direttamente in Vpp/cm tramite un generatore interno ad onda rettangolare con un'ampiezza di $1 \text{ Vpp} \pm 2\%$.

ASSE TEMPI

Tipo di funzionamento: ricorrente e comandato.
Portata: da 200 ms/cm a $0,5 \mu \text{ sec/cm}$ in 18 portate.
Sincronizzazione: interna, esterna ed alla frequenza di rete con polarità negativa e positiva e con possibilità di regolazione continua.
Tube a RC: da 5" a schermo piatto, traccia color verde e media persistenza. Reticolo con possibilità di illuminazione.

GENERATORE DI BARRE A COLORI EP 684 R



SEZIONE VIDEO

Segnali di colore: 6 barre verticali (giallo - ciano - verde - porpora - rosso - blu).
Reticolo: 12 linee orizzontali, 15 verticali.
Scala dei grigi: inseribile.
Frequenza sottoportante di crominanza: 4,43362 MHz (ottenuta da un oscillatore a quarzo) $\pm 10^{-4}$.

SEZIONE SUONO

Frequenza della portante audio: 5,5 MHz $\pm 0,2\%$.
Modulazione di frequenza: 50 KHz a 1 KHz.
Sezione RF modulata in ampiezza dal segnale video e suono.
Portanti a RF:

1	gamma	50	÷	70	MHz
2	"	70	÷	105	MHz
3	"	160	÷	230	MHz
4	"	460	÷	610	MHz
5	"	600	÷	900	MHz

U N A O H M



della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

□ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli (Milano) - □ Telef.: 9150424/425/426 □

rate ufficialmente e trasmisero programmi continuati.

ESTONIA - La stazione di Tallin iniziò le emissioni regolari nel mese di dicembre dell'anno 1926.

FINLANDIA - La stazione di Helsinfors (Helsinki) dette inizio alle trasmissioni, con una potenza di 1 kW, nell'anno 1922. Successivamente la sua potenza fu elevata a 15 kW.

FRANCIA - Fra le nazioni europee la Francia fu la prima che mandò in onda dei programmi radiofonici, tramite una stazione che fu celebre anche in Italia dove era ricevuta in ottime condizioni. Si trattava di una stazione radiotelegrafica a valvola della potenza di 1 kW, installata sulla **Tour Eiffel**, che per la circostanza fu modificata, e che iniziò le emissioni sperimentali nel novembre 1922, annunciando: « **ICI POSTE MILITAIRE DE LA TOUR EIFFEL!** ».



Fig. 4 - Ricevitori professionali per onde corte nel 1935, Allocchio Bacchini A7 e Marelli.

A questa stazione, nel 1922 si affiancò quella di Radiola e Levallois, con una potenza di 1,5 kW.

GERMANIA - Oltre alla stazione sperimentale di Zeesen, alla quale abbiamo già accennato, la prima stazione tedesca ufficiale fu quella di Koenigswunsterhausen, funzionante su onda lunga ed inaugurata il 29 ottobre 1923.

INGHILTERRA - Le prime stazioni ufficiali della BBC, oltre quelle alle quali abbiamo fatto cenno precedentemente, furono inaugurate il 15 novembre 1922 a Londra, Manchester e Birmingham, seguite alla distanza di un mese da quelle di New Castle, Cardiff, Aberdeen e Glasgow.

E' importante far notare come le sta-

*Elegante impianto stereo
ideale per la sistemazione
in scaffali o librerie*

Amplificatore-sintonizzatore stereo - Beomaster 1000 dalla linea ultrapiatta ed elegantissima - Potenza d'uscita 15+15 W.
Adatto per altoparlanti B & O di vari tipi e potenze - Giradischi stereo Beogram 1000 con caratteristiche semiprofessionali.
Provvisto della famosa testina originale B & O SP7.



Beomaster 1000



Beovox 1000



Beogram 1000



GARANZIA



QUALITÀ



PREZZO

zioni inglesi già nell'anno 1923 fossero in condizioni di trasmettere gli stessi programmi in relé fra di loro.

LUSSEMBURGO - Le prove radiofoniche ebbero inizio nel 1930, quelle ufficiali nell'anno 1931.

NORVEGIA - Nell'anno 1925 fu iniziata la costruzione di numerose stazioni di piccola potenza, compresa fra i 100 W ed 1 kW.

OLANDA - Dopo la stazione dell'Aja, costruita nel 1921, una vera organizzazione radiofonica fu creata soltanto il 26 gennaio 1929.

POLONIA - Dopo che furono costruite alcune stazioni sperimentali, la prima emissione ufficiale ebbe luogo il 5 maggio 1926 con la stazione di Warszawa, avente la potenza di 1,5 kW.

PORTOGALLO - La prima emissione ebbe luogo soltanto nell'anno 1930 ad opera dell'emittente privata CT1AA che trasmetteva quattro giorni alla settimana.

ROMANIA - Nel 1925 l'Istituto Elettrotecnico Universitario, installò una stazione da 100 W, dopo di che l'organizzazione delle PP.TT. gestì una stazione da 2 kW.

URSS - Molte stazioni sperimentali iniziarono le emissioni negli anni 1922 e 1923, mentre le emissioni ufficiali ebbero inizio nell'anno 1925 ed il loro sviluppo fu molto rapido, tanto che nell'anno 1928 su tutto il territorio sovietico esistevano una settantina di stazioni.

I sovietici furono i primi ad organizzare i **meeting radio** fra città e città, e ad installare numerosissimi posti di ascolto centralizzati in villaggi molto piccoli anche lontani dai grandi centri abitati.

SPAGNA - Le prime emissioni sperimentali spagnole ebbero inizio dalla stazione di MADRID EAJ7 il 17 giugno 1925. Lo sviluppo della rete radiofonica spagnola è stato molto stentato, tanto è vero che ancor oggi la Spagna possiede dei trasmettitori aventi debole potenza e noti per la

loro proverbiale instabilità di frequenza che è causa di notevoli disturbi alle stazioni di altre nazioni europee.

SVEZIA - Nel 1930, oltre alla stazione di Stoccolma, avente la potenza di 75 kW trasmettevano la stazione di Motala, su onda lunga, ed altre tre stazioni della potenza di 15 kW ciascuna. I centri più piccoli erano inoltre serviti da 30 trasmettitori aventi la potenza di circa 100 W ciascuno.

SVIZZERA - Le prime emittenti svizzere furono quelle di Losanna e Ginevra, inaugurate nel 1923 alle quali, nel 1924 fece seguito quella di Zurigo.

UNGHERIA - La stazione di Budapest fu certamente la più popolare in Italia fra i pionieri dell'ascolto radiofonico, sia per le sue ottime condizioni di ricezione sia per l'ottima qualità dei suoi programmi.

ISLANDA - Nel novembre 1929 veniva inaugurata a Reykjavik una stazione avente la potenza di 16 kW che irradiava nella gamma delle onde lunghe.

BULGARIA, GRECIA, ALBANIA - Il primo trasmettitore bulgaro fu quello di Sofia, inaugurato nel 1930 e ricevuto molto bene in Italia. L'Albania e la Grecia iniziarono le emissioni radiofoniche circolari soltanto nell'anno 1931.

TURCHIA - La prima trasmittente di radiodiffusione turca, notissima in Italia, fu quella di Angora inaugurata il 1° gennaio 1930.

JUGOSLAVIA - Il ciclo della costruzione delle emittenti jugoslave ebbe inizio a Zagabria nell'anno 1926.

GIAPPONE - Nel Giappone la prima stazione radiofonica fu quella di Tokyo aperta nell'anno 1925.

CINA, AUSTRALIA, SUD AFRICA - Salvo qualche trasmissione sperimentale le prime emittenti radiofoniche cinesi furono installate nell'anno 1928 a Hong-Kong e Shanghai; in Australia nell'anno 1928 e nel Sud Africa nel luglio 1924.

Ci piace terminare questa breve rassegna dell'emozionante storia della radiodiffusione con le parole di un nostro scienziato, **Giancarlo Vallauri**, il quale affermava non a torto:

« Si può aver dedicato la miglior parte di una vita di studio e di lavoro alla scienza ed alla pratica della radiotecnica; aver cominciato agli albori del secolo con i primi apparati a rocchetto e a scintilla e aver vissuto giorno per giorno il romanzo delle radiocomunicazioni, più straordinario e fantastico di qualunque romanzo

di avventure. Si può aver vissuto per tanti e tanti lustri questa vita, avervi plasmato la mente di studioso e di sperimentatore; ma quando la sera sei preso dalla stanchezza che segue ad una giornata di intenso e talvolta affannoso lavoro e pur nel desiderio di requie e di raccoglimento non ti sai trattenere dal premere il tasto della radio e ti senti d'improvviso come alleviato e portato su, in alto, fuori di te stesso, allora non creda il profano che la meraviglia, la commozione, il pauroso stupore dinanzi al miracolo siano in te,



Fig. 5 - Moderno studio televisivo.

uomo del mestiere, meno intensi e meno profondi di quanto non sono nel profano medesimo ».

I RADIOAMATORI

Abbiamo detto, parlando del sorgere delle prime emittenti radiofoniche, come, parallelamente allo svilupparsi della radiotelegrafia, qua e là per il mondo fossero sparsi molti appassionati di questa nuova scienza, che stava sorgendo, i qua-

li dedicavano il loro tempo libero ed intere nottate, alla ricezione delle emittenti radiotelegrafiche. Molti di essi, dopo essersi raggruppati in particolari organizzazioni, tentarono, con esito positivo, di collegarsi fra loro mediante l'impiego di trasmettitori e di ricevitori autocostruiti.

A questi benemeriti pionieri della radio, i cui successori sono noti attualmente con il nome di **dilettanti**, **radianti**, o più

comunemente di **radioamatori**, e che si cambiano dalle più lontane località fraterni messaggi, impiegando trasmettitori di debolissima potenza, va attribuito il grande merito di aver dimostrato che le teorie formulate da Marconi, in un secondo tempo, sulla propagazione delle onde corte, erano esatte.

Infatti furono due dilettanti, il francese Deloy, con il nominativo F8AB, e l'americano Schnell, NU1MO, che stabilirono il

primo collegamento fra loro sull'onda di 100 metri, dimostrando come le onde corte, pur impiegando trasmettitori aventi una potenza molto limitata nei confronti di quelli professionali ad onda media, ed ancor più rispetto a quelli ad onda lunga, consentissero di assicurare collegamenti alle massime distanze.

La prima associazione ufficiale dei radioamatori fu quella inglese della R.S.G.B., che sorse nel 1913, seguita il 14 gennaio

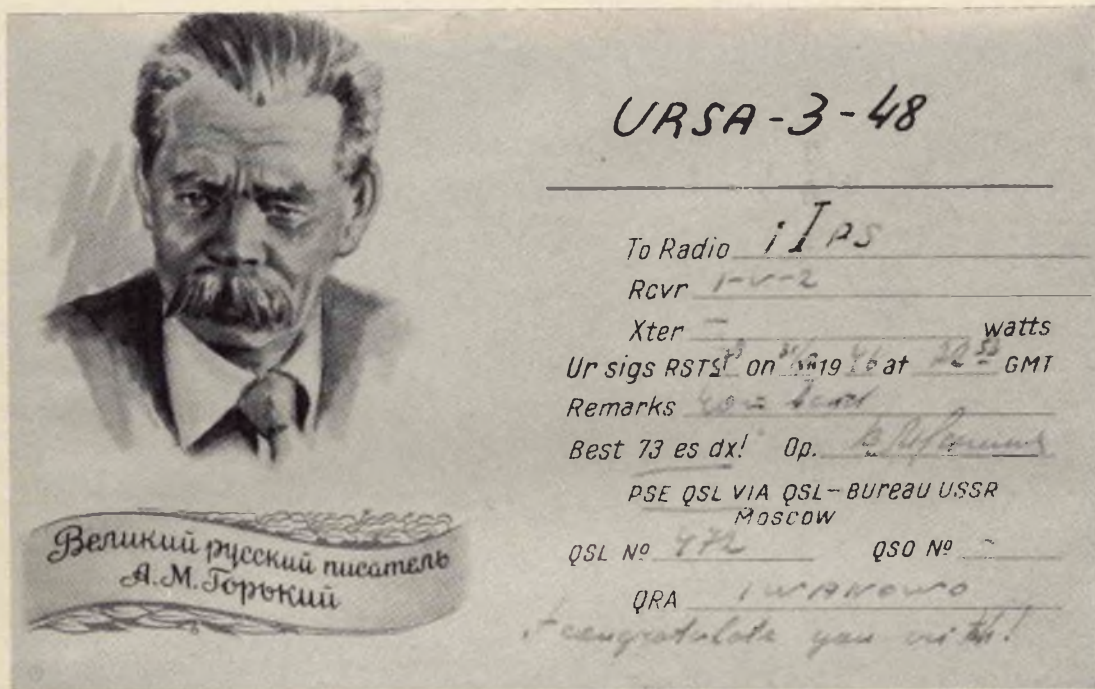


Fig. 6 - Cartolina QSL che conferma la ricezione delle emissioni radiotelegrafiche effettuate dall'autore in banda 40 metri, da parte della stazione sovietica URSA 3-48 nell'anno 1946 (la potenza usata in tale occasione era di appena 1 W).

1914 (ufficialmente il 6 aprile dello stesso anno) dalla statunitense A.R.R.L., la cui sigla significa American Radio Raley League, ad opera di Pearce Maxim con la collaborazione di Clarence Tuska e David L. Moore, ed in seguito da quelle francese, italiana, tedesca ed altre.

Molto noti in Italia furono i radioamatori Franco Marietti, che con un trasmet-

tore di debolissima potenza assicurò il collegamento su 90 metri con la Nuova Zelanda ed Ernesto Montù che comunicò con lo stesso paese sull'onda di 40 metri.

Anche se attualmente le comunicazioni aventi carattere dilettantistico hanno perduto parte di quel fascino che faceva scrivere quarant'anni or sono a **Giuseppe Prezzolini** « ... non so se io penetro nel

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A.

Via Tempesta, 2 - 20149 Milano - tel. 4695651 (4 linee) - telex 31481

ATES

TRANSISTORI DI ALTA POTENZA AL SILICIO

Tipo	V_{CBO} (V)	V_{CEO} (V)	I_C max (A)	h_{FE}	P_T (W)	T_S (°C)	T_J (°C)	θ_{j-c} (°C/W)	Cassa
2N 3055	100	80	15	20 - 70 (4V, 4A)	117	-65 +200	200	1.5	TO-3
2N 3442	160	140	10	20 - 70 (4V, 3A)	117	-65 +200	200	1.5	TO-3
2N 4347	140	120	5	20 - 70 (4V, 2A)	100	-65 +200	200	1.5	TO-3
40251	50	40	15	15 - 60 (4V, 5A)	117	-65 +200	200	1.5	TO-3

ASSOLUTAMENTE LIBERI DA ROTTURA SECONDARIA

SICURO
ECONOMICO
HOMETAXIAL



mistero o se il mistero invade me: mi pare di espandermi, di toccare, di essere toccato da esistenze ultraterrene. Quando manovro il bottone del condensatore, un mondo di sussurri, di bisbigli, di chiacchierate, di pulsazioni s'apre. Le stazioni parlano a scintille, altre a striscia, chi con pigolii d'uccellino, chi con urla da sirena di transatlantico...», hanno sempre la grande virtù di servire a rinsaldare quel meraviglioso vincolo che la radio ha saputo allacciare fra gli esseri umani.

L'importanza storica, ai fini del contributo dato dai radioamatori a favore dello sviluppo delle radiocomunicazioni sulle onde corte, è messa in evidenza dall'elenco delle date relative ai principali collegamenti (DX, in termine tecnico), effettuati dai primi radioamatori su queste onde, che facciamo seguire:

Nel 1920-1921: in Scozia venivano captate alcune emissioni di radioamatori nord-americani.

Il 25 novembre 1923: il francese EF8AB (Deloy) era ricevuto per la prima volta in telegrafia dell'americano NU1MO, sull'onda di 100 metri, mentre due giorni dopo essi si scambiavano messaggi bilaterali, sempre in telegrafia, nella stessa lunghezza d'onda.

Il 25 gennaio 1924: l'italiano Ducati comunicava bilateralmente, in telegrafia, con

l'americano NU1MO sull'onda di 109 metri.

Maggio 1924: il francese EF8AB era ricevuto, sull'onda di 100 metri, in Brasile ed il giorno 21 dello stesso mese SACB8 (Braggios) era captato su 125 metri da EG2OD, che nel mese di dicembre dello stesso anno riceveva pure 074AG (Slade).

Il 18 dicembre 1924: EG2SZ (Goyder) comunicava bilateralmente con OZ4A4 (Bell).

L'italiano Franco Marietti, il 23 marzo 1925 era ricevuto, in telegrafia, sull'onda di 90 metri in Nuova Zelanda ed il 20 maggio 1925 EI1RG, l'italiano Ernesto Montù, da SACB8.

Il 31 maggio 1925 l'ing. Montù, EI1RG, unitamente a Santangeli (EI1ER) comunicava bilateralmente con la Nuova Zelanda sull'onda di 40 metri.

Si deve tenere conto che il contributo dei radioamatori italiani allo studio della propagazione delle onde elettromagnetiche, durante gli anni in cui l'Italia fu soggetta al fascismo, fu molto limitato, dato che tale attività era severamente proibita dal regime e poté essere svolta soltanto da qualche elemento in possesso di particolare autorizzazione da parte dei ministeri competenti oppure clandestinamente.

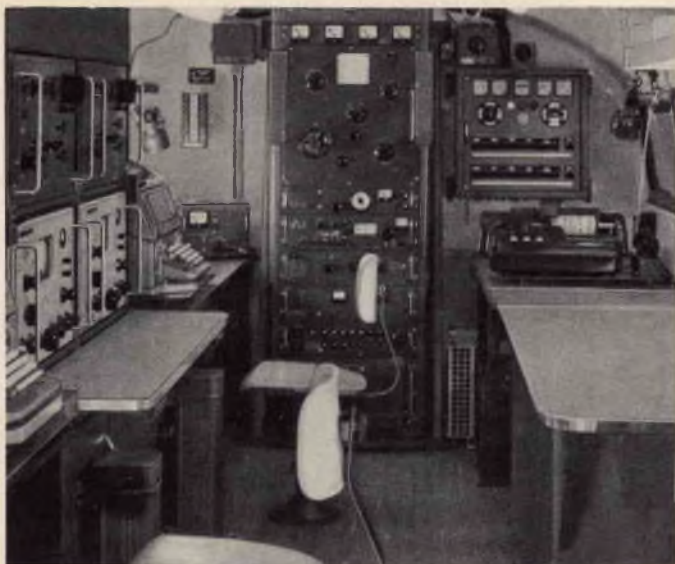
(segue)

LLa SITA, Société Internationale de Télécommunication Aéronautiques di Parigi, ha ufficialmente messo in funzione il primo collegamento della sua principale rete di telecomunicazioni, in grado di trattare il flusso di informazioni fra le varie aerolinee ad una velocità di trasmissione di 2.400 Baud. Si tratta della linea fra Parigi e Londra, il più affollato collegamento della rete mondiale SITA.

Per i due capi del collegamento, sono stati impiegati due elaboratori che possono elaborare automaticamente 30.000 notizie in entrata e 40.000 in uscita.

La centrale di Londra non è collegata soltanto a quella di Parigi, ma anche a 176 linee telegrafiche, molte delle quali con accesso diretto alla rete telex pubblica e a nove linee di dati per i calcolatori destinati alla prenotazione dei posti, ed infine ad altri centri principali, come Amsterdam, New York e Francoforte.

Ciò avviene anche per la centrale di Parigi, dove gli elaboratori sono collegati a 200 linee telegrafiche ed a dieci linee di dati.



RADIO AMATORI

a cura di P. Soati

Il parte

NUOVE NORME SULLE CONCESSIONI DI IMPIANTO E DI ESERCIZIO DI STAZIONI DI RADIOAMATORE

Si conclude la pubblicazione integrale delle norme ministeriali relative la concessione di impianto di esercizio delle stazioni per radioamatori la cui prima parte è stata pubblicata sul n. 8.

Art. 10 - Norme di esercizio

a) L'esercizio della stazione di radioamatore deve essere svolto in conformità delle norme legislative e regolamentari vigenti e con l'osservanza delle prescrizioni della Convenzione internazionale delle telecomunicazioni e dei regolamenti annessi.

b) E' vietato l'uso della stazione di radioamatore da parte di persona diversa dal titolare, a meno che non si tratti di persona munita di patente in proprio e sotto la diretta responsabilità civile del titolare della stazione.

In tal caso deve essere usato il nominativo della stazione in cui si svolge la trasmissione e l'inizio e la fine della trasmissione medesima devono essere effettuate dal titolare della stazione.

c) le radiocomunicazioni devono effettuarsi soltanto con altre stazioni di radioamatore italiane debitamente autorizzate ovvero con stazioni di radioamatore estere, a meno che le competenti Amministrazioni non abbiano notificato la loro opposizione.

d) Le emissioni dovranno essere effettuate soltanto nelle bande di frequenza

previste dall'art. 8, lettera c), del presente regolamento.

e) Le radiocomunicazioni fra stazioni di radioamatore devono essere effettuate in linguaggio chiaro e solo nelle lingue italiana, francese, inglese, spagnola, portoghese, tedesca e russa. È ammesso l'impiego del « Codice Q » e delle abbreviazioni internazionali previste dall'I.A.R.U. (International Amateur Radio Union).

f) Le radiocomunicazioni devono essere limitate allo scambio di messaggi di carattere tecnico riguardanti esperimenti radioelettrici e ad osservazioni di carattere puramente personale che per la loro scarsa importanza non giustifichino l'uso del servizio pubblico delle telecomunicazioni.

g) All'inizio e alla fine delle trasmissioni, nonché ad intervalli di cinque minuti nel corso di esse, dovrà essere ripetuto il nominativo della stazione emittente.

h) È vietato ai radioamatori di far uso del segnale di soccorso, nonché di impiegare segnali che possano dar luogo a falsi allarmi.

i) È vietato ai radioamatori di intercettare comunicazioni che essi non hanno titolo a ricevere ed in ogni caso è vietato trascrivere e far conoscere a terzi il contenuto e l'esistenza dei messaggi involontariamente captati.

l) Presso le stazioni di radioamatore deve essere tenuto al corrente un registro nel quale saranno annotate le indicazioni relative alla data, ora e durata delle singole trasmissioni, le caratteristiche tecniche (frequenza, potenza, tipo di trasmissione) i nominativi delle stazioni corrispondenti, il contenuto delle conversazioni effettuate, ecc. Le registrazioni devono essere fatte ad inchiostro o a matita copiativa in modo chiaro e leggibile, senza spazi in bianco, interlinee, trasporti in margine o abrasioni; le eventuali cancellature dovranno essere eseguite in modo che le parole cancellate siano leggibili.

I fogli del registro di stazione debbono essere numerati e firmati dal radioamatore.

I registri dovranno essere tenuti a disposizione del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, il quale ha la facoltà di richiederli in qualsiasi momento o di esaminarli a mezzo di propri ispettori, e debbono essere conservati almeno per l'intero anno solare successivo a quello in cui ha avuto luogo l'ultima annotazione.

m) Qualsiasi trasferimento, anche temporaneo, delle stazioni di radioamatore da un Comune ad un altro o da un punto ad altro di uno stesso Comune deve essere autorizzato preventivamente dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni.

Art. 11 - Collaborazione dei radioamatori ad operazioni di soccorso

Nel caso in cui stazioni di radioamatore ricevessero segnali di soccorso da navi dovranno attenersi alle norme seguenti:

se la stazione è situata in località sede di Comando della Marina militare o di un Ente portuale deve dare, con il mezzo più rapido, immediata notizia a questi per i provvedimenti del caso, segnalando quanto è venuto a sua conoscenza e precisando altresì l'ora e la frequenza di intercettazione del segnale;

se la stazione non è situata in località sede di un Comando della Marina militare o di un Ente portuale, il radioamatore, mancando altra possibilità di rapido collegamento con dette autorità, deve cercare di collegarsi, a mezzo della propria stazione, con altro radioamatore, possibilmente in sede di porto importante, il più vicino alla zona in cui trovasi la nave in difficoltà. Ottenuto il collegamento gli trasmetterà le notizie intercettate ed inviterà il corrispondente ad inoltrarle di urgenza alle autorità militari o portuali.

Qualora il segnale di soccorso sia stato lanciato da un aeromobile, il radioamatore deve immediatamente avvertire l'autorità aeronautica - Comando soccorso aereo - chiamando la stazione i 1 SVH.

In ogni caso, il radioamatore deve fare il possibile per continuare l'ascolto



BRIMAR

**offre una vasta gamma
di tubi catodici
per oscilloscopi,
con schermo circolare
o rettangolare,
tutti dotati di
post-accelerazione anodica
a spirale o a griglia.**



Chiedete il catalogo BRIMAR
dei tubi catodici industriali.

BRIMAR RADIO VALVES & TUBES LTD.
7 . SOHO SQUARE . LONDON . W1 . ENGLAND

sulla frequenza su cui ha intercettato il segnale di soccorso, per intercettare e fornire ulteriori notizie.

È fatto comunque obbligo ai radioamatori, nei casi di cui sopra, di informare le autorità locali di pubblica sicurezza e militari di quanto venuto a loro conoscenza.

Art. 12 - Sanzioni amministrative

In caso di inosservanza delle presenti norme, salva l'applicazione di ogni altro provvedimento o sanzione previsti dal Codice postale e delle telecomunicazioni e dalle altre leggi vigenti l'Amministrazione provvederà all'applicazione dei seguenti provvedimenti:

1) sanzione pecuniaria da L. 5.000 a L. 50.000, a seconda della gravità dei fatti, applicabile anche cumulativamente con la sospensione di cui al successivo n. 2), da versarsi alla Amministrazione delle poste e delle telecomunicazioni;

2) sospensione dell'attività di radioamatore fino a sei mesi.

La sospensione sarà applicata nei seguenti casi:

recidività in mancanze per cui è stata irrogata una sanzione pecuniaria;

omesso pagamento della sanzione pecuniaria entro il termine assegnato dall'Amministrazione;

uso di linguaggio scorretto nelle radiocomunicazioni;

concessione dell'uso della stazione a chi non sia munito di patente di operatore in proprio o tolleranza di abusi da parte dell'operatore;

effettuazione di radiocomunicazioni con stazioni non autorizzate;

effettuazione di comunicazioni con lo uso di frequenze al di fuori delle bande assegnate ai radioamatori;

esercizio di stazioni prive dei prescritti strumenti di misura;

in ogni altro caso in cui la gravità dei fatti renda a giudizio dell'Amministrazione, il concessionario meritevole della sospensione;

3) revoca della concessione. La revoca sarà applicata nei seguenti casi:

inosservanza della sospensione del-

BRITISH AMATEUR SHORT-WAVE RECEIVING STATION

SWL

51 ADELIN STREET,
GOOLE, YORKSHIRE,
ENGLAND

To Radio I₁PS.

Ur. 7 Mc. CW. Sigs

Received here at 2220 BST/GRT on 21/9/47

Calling Working CQ Band 40mres

Condx fair R. - QSA - Mod. -

QRN slight QRM vy bad QSB S7

Receiver 6v super Antenna Windom.

PSE QSL via
R.S.G.B. or DIRECT **Vy Mni 73's, OM** **J. AUSTIN, Operator**

l'attività di radioamatore disposta dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, ai sensi del n. 2) del presente articolo ed ai sensi dei successivi articoli 14 e 15;

grave recidività in mancanze per le quali sia stata irrogata la sospensione ai sensi del precedente n. 2);

rifiuto di consentire l'accesso ai funzionari incaricati dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni nei locali ove si trovano gli impianti;

uso di stazioni relative a licenze inefficaci ai sensi del precedente art. 7.

Art. 13 - Validità della concessione - Rinnovi

La validità delle licenze di radioamatore ha termine con l'ultimo giorno del trimestre solare entro il quale si compiono cinque anni dalla data del rilascio.

Il rinnovo delle concessioni sarà accordato dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni con le modalità, le procedure e le limitazioni previste agli articoli 4 e 5 del presente regolamento. L'avvenuto rinnovo verrà attestato con apposita annotazione apposta sulla licenza.

Per ottenere il rinnovo, gli interessati, almeno 90 giorni prima della scadenza, devono presentare al Ministero delle poste e delle telecomunicazioni apposita domanda secondo le prescrizioni e con gli allegati di cui al precedente art. 4. Non devono essere allegati le attestazioni di versamento della tassa di concessione governativa e del canone di esercizio qualora queste siano già state corrisposte per l'anno solare in cui avviene il rinnovo.

Art. 14 - Sospensione dell'attività di radioamatori - Autorizzazione allo svolgimento di collegamenti speciali

Il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, per ragioni attinenti alla sicurezza pubblica, alla difesa militare o per altre necessità determinate da casi di emergenza o da gravi ragioni tecniche, potrà, insindacabilmente, in qualsiasi momento e senza indennizzo, sospen-

dere il funzionamento o revocare la concessione delle stazioni di radiamatore su tutto il territorio della Repubblica o di parti di esso.

Lo stesso Ministero potrà, in casi di pubblica calamità o per contingenze particolari o di interesse pubblico, autorizzare le stazioni di radioamatore o alcune di esse ad effettuare speciali collegamenti oltre i limiti stabiliti dagli articoli 1 e 10 del presente regolamento.

Art. 5 - Sospensione, decadenza, revoca della concessione

La concessione d'impianto ed esercizio di stazione di radioamatore sarà sospesa quando risulti al Ministero delle poste e delle telecomunicazioni che il concessionario sia stato denunciato alla autorità giudiziaria per i reati di cui al secondo comma del precedente art. 5.

La concessione potrà essere sospesa quando la denuncia sia stata presentata per i reati di cui alla legge 14 marzo 1952 n. 196.

La concessione potrà, inoltre, essere sospesa e revocata quando all'esercizio di essa ostino ragioni tecniche e quando, per giustificati motivi, il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni ritenga che il concessionario non dia più sufficiente affidamento per il legittimo uso della stazione.

Il relativo provvedimento dovrà essere, in ogni caso, motivato.

Le licenze relative a concessioni sospese, decadute o revocate ai sensi del presente articolo e quelle revocate ai sensi del precedente art. 12 devono essere restituite al Ministero delle poste e delle telecomunicazioni.

Art. 16 - Controllo sulle stazioni

I locali, gli impianti ed il registro delle stazioni devono essere, in ogni momento, ispezionabili dai funzionari incaricati dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni.

La licenza di radioamatore deve essere custodita presso la stazione e deve essere esibita a richiesta dei funzionari

incaricati dalla verifica o degli ufficiali ed agenti di pubblica sicurezza.

Nei casi di sospensione, revoca o decadenza della concessione è in facoltà del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni di procedere al bloccaggio di tutte o di parte delle apparecchiature che costituiscono la stazione. Il bloccaggio è, invece, obbligatorio nei casi di revoca della concessione per motivi diversi da quelli di cui al primo comma dell'art. 14 e delle ragioni tecniche di cui al quarto comma del precedente art. 15.

I relativo provvedimento potrà essere, comunque, revocato su domanda motivata dall'interessato.

Art. 17 - Duplicazione

In caso di smarrimento, distruzione, sottrazione della patente di operatore e della licenza di radioamatore il titolare deve subito chiederne la duplicazione al Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, allegando:

1) un atto notorio, o dichiarazione sostitutiva di esso, resa e sottoscritta dall'interessato avanti ad un notaio, al segretario comunale o al funzionario del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, competente a riceverla, attestante la sorte del documento;

2) una marca da bollo del valore prescritto;

3) due fotografie formato tessera, una delle quali autenticata, nel caso in cui si tratti di duplicazione della patente.

Art. 18 - Disposizioni transitorie e finali

Le licenze di qualunque classe possono essere rilasciate ai richiedenti in possesso dei prescritti requisiti, che siano titolari di patente di qualunque classe, rilasciata prima dell'entrata in vigore del presente regolamento.

Il decreto del Presidente della Repubblica 14 gennaio 1954, n. 598 ed il decreto del Presidente della Repubblica 3 agosto 1961, n. 1201 sono abrogati.

Visto, il Ministro per le poste e le telecomunicazioni

SPAGNOLLI

Programma della prova teorica degli esami per il conseguimento della patente di operatore di stazione di radioamatore.

A) Elettrologia ed elettrotecnica

Carica elettrica - Campo elettrico - Capacità elettrica e condensatore: unità di misura delle capacità - Differenza di potenziale - Forza elettromotrice e relativa unità di misura - Corrente continua: unità di misura della corrente - Legge di Ohm - Resistenza elettrica: unità di misura delle resistenze - Effetti della corrente elettrica - Pila ed accumulatore - Induzione elettromagnetica e relative leggi - Mutua induzione - Induttanza - Correnti alternate: periodo, pulsazione,

Legge di Ohm per la corrente alternata, lore efficace.

continua e per corrente alternata - Wattfasamento fra tensione e corrente, potenza apparente, reale, fattore di potenza.

Correnti non sinusoidali: componenti armoniche.

Effetti fisiologici della corrente elettrica - Norme di protezione - Norme di soccorso.

Trasformatori elettrici.

Strumenti ed apparecchi di misura: amperometri e voltmetri per corrente continua e per corrente alternata - Wattmetri.

B) Radiotecnica - Telegrafia - Telefonia

Resistenza, induttanza e capacità concentrate - Resistenza, induttanza e capacità distribuite - Comportamento dei circuiti comprendenti resistenze, induttanze e capacità al variare della frequenza.

Risonanza elettrica - Risonanza serie e parallelo di un circuito - Risonanza di due circuiti accoppiati.

Tubi elettronici: tipi, caratteristiche costruttive, curve caratteristiche - Impiego dei tubi elettronici nelle apparecchiature radioelettriche trasmettenti e riceventi. Raddrizzatori - Semiconduttori - Transistor.

Principali caratteristiche elettriche e costruttive dei trasmettitori radiotelegra-

appuntamento in edicola con



**in questi numeri
troverete :**

SPERIMENTARE

- Alimentatore stabilizzato UK 475 $0 \div 20$ Vc.c.
- Box di condensatori UK 425
- Come realizzare un fotoritratto
- Ricevitore a 3 transistor
- Corrispondenze dei transistor
- Ohmetro per resistenze basse

ELETTRONICA OGGI

- Misura del fattore di perdita di isolanti liquidi e solidi
- Telecomunicazioni con satelliti
- Metodo di calcolo grafico
- 7.000.000 A con i generatori ad esplosione
- L'energia atomica nell'uso industriale
- Introduzione alla tecnica operativa

un numero da non perdere

fici e radiotelefonici e delle relative antenne.

Tipi di emissioni radioelettriche.

Nozioni principali sulla propagazione nello spazio delle onde elettromagnetiche in funzione della loro lunghezza.

Ondametri.

Nozioni di telegrafia e telefonia - Telegrafo Morse - Microfono - Telefono - Altoparlante.

C) Regolamento internazionale delle radiocomunicazioni

Art. 1 - Definizioni: Servizio d'amatore - frequenza assegnata ad una stazione - tolleranza di frequenza - larghezza di una banda occupata da una emissione - potenza di un radiotrasmettitore.

Art. 2 - Designazione delle emissioni - classi di emissione - larghezza di banda - nomenclatura delle bande di frequenza.

Art. 3 - Norme generali per l'assegnazione e l'impiego delle frequenze.

Art. 5 - Ripartizione delle bande di frequenza - divisione del mondo in regioni - bande di frequenza assegnate ai radioamatori nelle regioni 1, 2, 3.

Art. 12 - Caratteristiche tecniche degli apparati e delle emissioni.

Art. 13 - Controllo internazionale delle emissioni.

Art. 14 - Disturbi e prove.

Art. 15 - Procedura contro i disturbi.

Art. 16 - Rapporti sulle infrazioni.

Art. 17 - Segreto.

Art. 18 - Licenze.

Art. 19 - Sez. seconda. Attribuzione delle serie internazionali - assegnazione degli indicativi di chiamata.

Art. 41 - Stazione d'amatore.

Appendice 13 - Abbreviazioni e segnali diversi da usare nelle comunicazioni radiotelegrafiche - Codice « Q ».

Visto, il Ministro per le poste e le telecomunicazioni

SPAGNOLLI



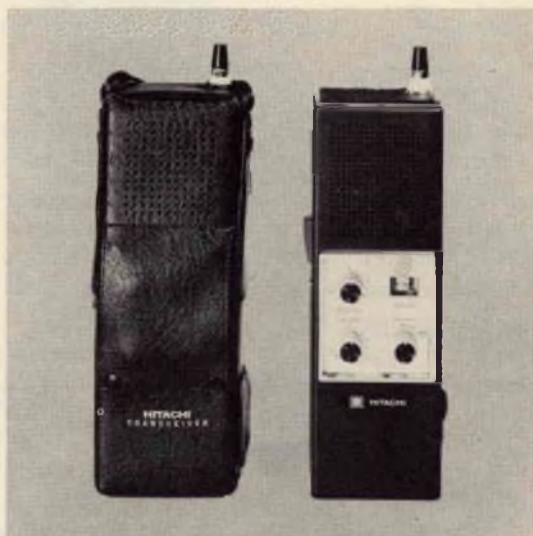
HITACHI

RADIOTELEFONO mod. CH-1330 R.

Frequenza 27.035 MC. con oscillatore a quarzo - **13 transistor**, 2 diodi, 2 varistor - Dotato di 2 canali, dispositivo di prechiamata e antidisturbi - Alta sensibilità e selettività - Potenza in trasmissione **1 W.** - Antenna telescopica - Mobiletto a chiusura ermetica impermeabile - Indicatore di carica delle batterie - **Astuccio in**

pelle - Alimentazione a 8 pile da 1,5 V. (stilo) - **Dimens.:** mm. 80x247x50.

**CHIEDETE
TUTTA LA GAMMA
AL VOSTRO FORNITORE:**



**Agente generale per l'Italia: ELEKTROMARKET INNOVAZIONE
Via Rugabella, 21 - 20122 MILANO - Tel. 87 35 40**



RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

UN OSCILLOSCOPIO A CIRCUITI SOLIDI

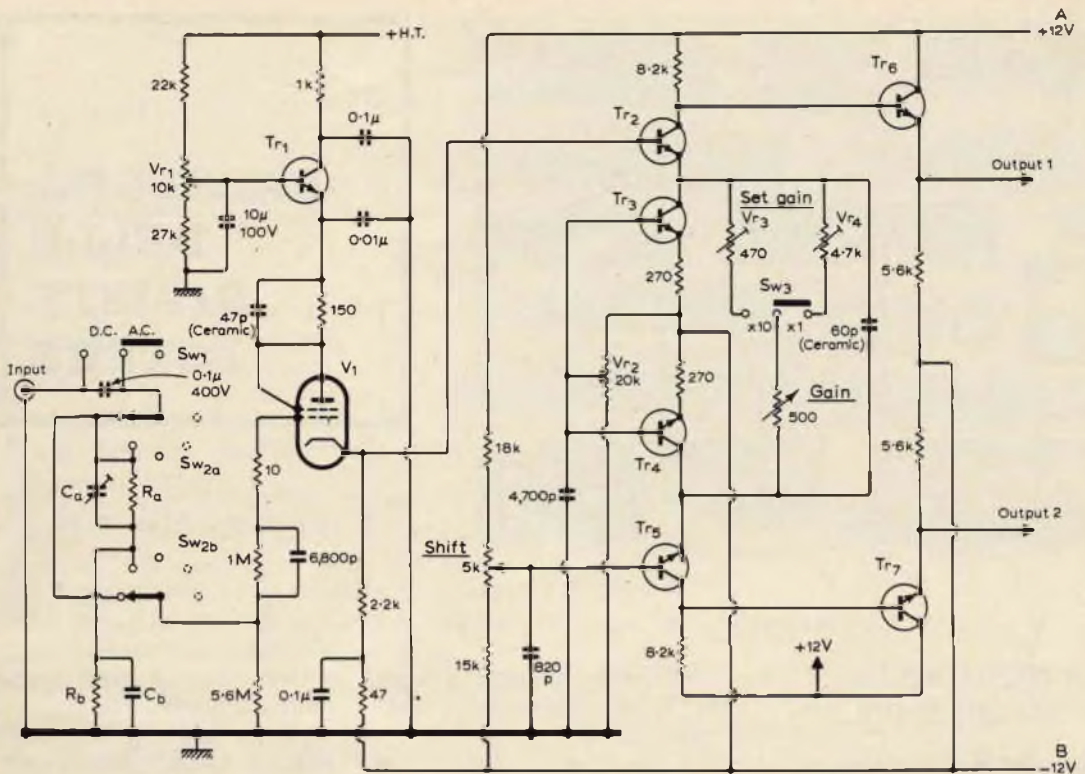
(Da « Wireless World »
Marzo 1969)

Come già abbiamo sostenuto in varie altre occasioni, anche nel campo degli strumenti di misura, nonostante lo scetticismo tuttora esistente da parte di numerosi fabbricanti — i semiconduttori hanno ormai preso nettamente il sopravvento sulle valvole termoioniche. A conferma di ciò, riteniamo interessante citare questo articolo apparso sulla rivista inglese, nel quale viene descritto un oscilloscopio adatto al servizio nel campo della TV a colori, nel cui amplificatore verticale di cui riproduciamo il circuito figura una sola valvola (V1) con la quale viene realizzato lo stadio di ingresso ad alta impedenza: tutti gli altri stadi sono invece del tipo a transistor, ed altrettanto dicasi nei confronti delle altre sezioni dello strumento.

Per poter consentire tutte le misure necessarie nel campo della televisione a colori, un oscilloscopio deve essere in grado di funzionare dalla corrente continua fino alla frequenza della sottoportante, pari approssimativamente a 5 MHz. Le prove eseguite con un decodificatore a colori hanno confermato che un oscilloscopio a Bassa Frequenza di vecchio tipo non presentava una larghezza di banda sufficiente per compiere le misure necessarie in questo campo, e si è quindi giunti alla determinazione che il modo più economico per ottenere migliori caratteristiche consisteva nel costruire un nuovo tipo di amplificatore verticale come unità supplementare, usufruendo del tubo a raggi catodici esistente e dei circuiti di alimentazione ad alta tensione. Successivamente, si è provveduto allo sviluppo di una nuova sezione della base tempi, di un nuovo amplificatore orizzontale, e di un nuovo calibratore ad onde quadre.

Una esigenza assai importante di questo tipo di conversione consiste nel fatto che gli amplificatori devono essere progettati in modo tale da fornire elevate tensioni di deflessione, comprese tra 250 e 300 V da picco a picco, necessarie per i vecchi tipi di tubi a raggi catodici. Ciò è stato ottenuto con una certa facilità grazie alla disponibilità di transistori al silicio di tipo abbastanza economico, studiati per l'impiego come amplificatori video nei ricevitori televisivi: grazie a ciò, i circuiti relativi sono risultati semplici ed a bassa potenza, con possibilità di ottenere elevate tensioni di uscita e con larghezze di banda notevoli, il che sarebbe stato difficile da ottenere invece con amplificatori a valvola.

Il circuito illustrato rappresenta l'amplificatore verticale, nel quale le resistenze sono tutte del tipo ad impatto, della potenza di 0,25 W, mentre i condensatori sono



del tipo in poliestere con una tensione di lavoro di 250 V a meno che non venga diversamente precisato. Come si può osservare, attraverso l'attenuatore di ingresso i segnali da osservare vengono applicati alla griglia di V1, in serie al cui circuito anodico si trova il primo stadio Tr1, attraverso il quale scorre la corrente anodica. I segnali vengono prelevati dal catodo di V1, ed applicati direttamente alla base di Tr2 dal cui collettore passano — sempre direttamente — alla base di Tr6.

L'amplificatore a transistori è studiato in modo tale da fornire alle due uscite (1 e 2) due segnali simmetrici e di fase opposta, che possono quindi essere applicati direttamente alle placchette di de-

flessione del tubo a raggi catodici.

L'articolo è corredato di numerosi dati relativi alla sensibilità ed alle prestazioni di questo amplificatore particolare, e comprende anche gli schemi completi della sezione di deflessione orizzontale e dell'amplificatore orizzontale propriamente detto: la nota si dilunga inoltre sulle prestazioni particolari della sezione di deflessione orizzontale, e descrive la struttura del calibratore ad onde quadre, fornendone anche i dati realizzativi.

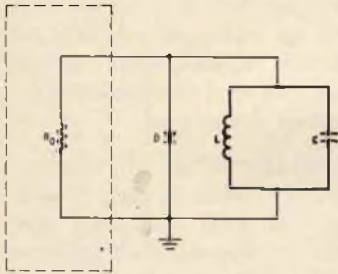
Chi si occupa dello studio e della realizzazione di strumenti di misura, e più precisamente di oscilloscopi di tipo commerciale, troverà in questo articolo una importante fonte di aggiornamento.

CONVERTITORE AUTO-OSCILLANTE CON TRANSISTORE AD EFFETTO DI CAMPO

(Da « Electronics »
23 Dicembre 1968)

Sebbene la maggior parte dei ricevitori FM stereo di migliore qualità presentino degli stadi di ingresso ad Alta Frequenza realizzati mediante transistori ad effetto di campo, gli apparecchi meno sofisticati fanno generalmente uso di convertitori realizzati mediante transistori bipolari di tipo meno costoso. Questi convertitori generalmente presentano caratteristiche di funzionamento scadenti per quanto riguarda il rumore, e tendono a produrre una quantità eccessiva di modulazione incrociata di

ordine dispari, che — a sua volta — determina interferenze da parte delle emittenti vicine.



Tuttavia, è possibile realizzare un convertitore auto-oscillante con transistor ad effetto di campo con maggiore economia che non impiegando il tipo autodina, che funziona altrettanto bene quanto funzionano i miscelatori ad effetto di campo ad eccitazione esterna.

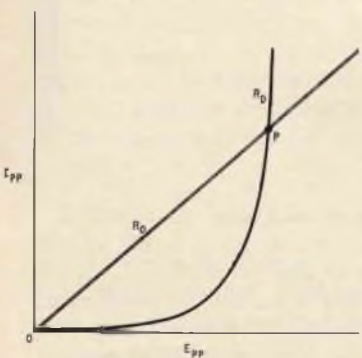
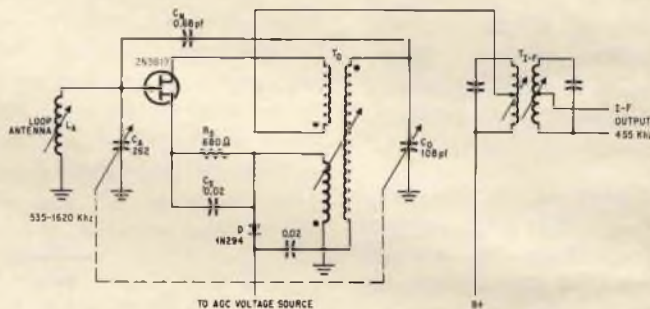
Fino ad ora, i convertitori ad effetto di campo del tipo ad auto-oscillazione sono stati di difficile progettazione,

circuito di controllo automatico del guadagno, che mantiene costante il livello della tensione di oscillazione senza limitarne i picchi.

Il circuito di principio che riproduciamo qui a sinistra rappresenta l'effetto di controllo che si ottiene con l'impiego del circuito CAG: la tensione di oscillazione è presente ai capi del circuito risonante LC, ed il diodo ad esso in parallelo provvede a mantenere costante il livello della tensione presente ai suoi capi: nel grafico che riportiamo più sotto, e che esprime

le variazioni della corrente I_{pp} in funzione delle variazioni della tensione E_{pp} , il punto P rappresenta il livello di uscita dell'oscillatore, la linea retta inclinata a 45° rappresenta la resistenza di uscita dell'amplificatore, e la curva rappresenta invece la resistenza interna del diodo.

In riferimento all'oscillatore risonante in parallelo precedentemente citato, la forma d'onda delle oscillazioni rimane sinusoidale soltanto finché l'impedenza del circuito, sintonizzato sulle armoniche della frequenza fonamen-



a causa dell'effetto di limitazione da parte della corrente « gate », dovuta alla polarizzazione diretta dei transistori, la quale determina la presenza di un segnale indesiderato ad onde quadre: questo problema può però essere risolto mediante l'impiego di un

tale di funzionamento, rimane bassa in rapporto alla minima resistenza presentata dal diodo durante i picchi positivi del segnale: in caso contrario, la forma d'onda viene tagliata.

Durante l'oscillazione, la resistenza dinamica media del diodo è inizialmente elevata, ma diminuisce in modo stabile mano a mano che aumenta l'ampiezza delle oscillazioni.

Ciò permette di livellare la tensione dei segnali, in quanto la resistenza dinamica del diodo equivale alla resistenza negativa del generatore, il che è quanto appun-

to viene espresso graficamente nella seconda figura.

Lo schema elettrico che riproduciamo — infine — rappresenta un esempio di circuito convertitore a modulazione di ampiezza, impiegante un transistor ad effetto di campo, usato in alcuni ricevitori di tipo commerciale adatti al funzionamento sia a modulazione di ampiezza, sia a modulazione di frequenza. In questo caso particolare, la sorgente della tensione mediante la quale viene effettuato il controllo automatico del guadagno si identifica col primo stadio di amplificazione a Media Frequenza, che

però non è illustrato per brevità. In questo circuito, la sezione « gate » è a massa nei confronti della componente alternata del segnale, per cui non è presente al suo ingresso alcuna tensione di oscillazione. Tuttavia, a causa dell'elevata impedenza del circuito in corrispondenza dell'ingresso, una piccola parte della tensione dell'oscillatore si presenta invece a causa della capacità interelettrodica del transistor. Questa tensione, che potrebbe compromettere le prestazioni del convertitore, viene eliminata dal circuito grazie all'applicazione di una tensione di oscillazione sfasata di 180° alla stessa sezione « gate » attraverso la capacità di neutralizzazione C_N del valore di 0,68 pF.

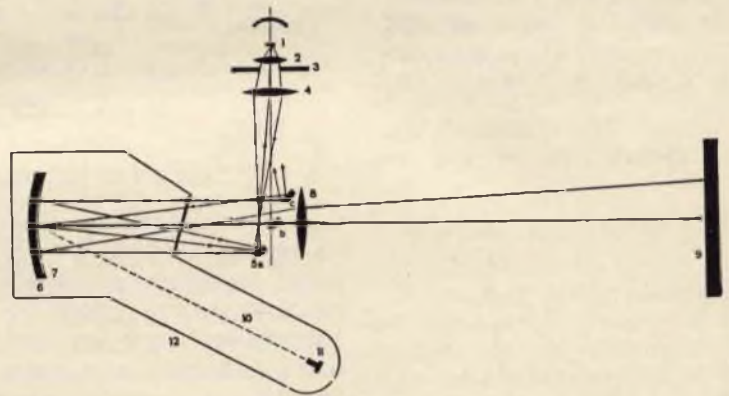
L'antenna ed il condensatore di sintonia sono collegati direttamente alla sezione « gate ». Per concludere, se il circuito fosse stato progettato impiegando un transistor bipolare, l'antenna avrebbe implicato la necessità di usare un avvolgimento separato a bassa impedenza, per adattarla all'impedenza di ingresso del semiconduttore. L'eliminazione di questo secondario e la struttura normale del circuito di polarizzazione semplificano quindi il circuito.

Con questo sistema si ottiene una migliore attitudine a sopportare i sovraccarichi, ed inoltre è possibile ottenere un fattore rumore più basso di quello normalmente riscontrabile nei ricevitori a transistori a modulazione di ampiezza, facenti uso di miscelatori ad eccitazione separata.

IL NUOVO PROIETTORE TELEVISIVO A COLORI SIMULTANEO « EIDOPHOR »

(Da « *Electronique Professionnelle* » - 9 Gennaio 1969)

I telespettatori francesi sono attualmente abituati alle trasmissioni che contengono una parte di fondo mobile, che si rapporta a scene esterne o ritrasmesse direttamente da altri Paesi: questa tecnica rammenta quella che viene da molto tempo impiegata nel campo della cinematografia, nella quale è possibile vedere gli attori muoversi in una vettura, in aereo, in un natante o in una ferrovia, mentre lo sfondo è costituito dalla proiezione di un film su di un vetro smerigliato speciale, sfruttando il principio classico della diapositiva.



neo, è bene precisare che le tre immagini cromatiche primarie provengono ciascuna da uno dei tre proiettori elementari impieganti una stessa sorgente luminosa. Caratteristica essenziale è il fatto che il proiettore tricromatico simultaneo è compatibile, e l'insieme dei tre cannoni è disposto secondo un montaggio triangolare il cui asse ottico converge in un unico punto.

In televisione, le immagini vengono del pari proiettate con lo stesso sistema, mediante un proiettore Eidophor, di cui l'O.R.T.F. possiede già tre esemplari in bianco e nero. Le immagini vengono pertanto riprese dalle camere elettroniche che registrano la scena complessa.

Grazie a ciò, l'invenzione dell'Eidophor ha reso notevoli servizi all'attività dello spettacolo televisivo in generale, oltre che ai molti aspetti attuali dell'insegnamento, quali il diritto e la medicina.

L'avvento delle trasmissioni a colori ha imposto il ricorso ad un Eidophor specialmente concepito per integrare in modo efficace il quadro di queste nuove attività.

Per chiarire il principio di funzionamento del proiettore Eidophor tricromatico simultaneo,

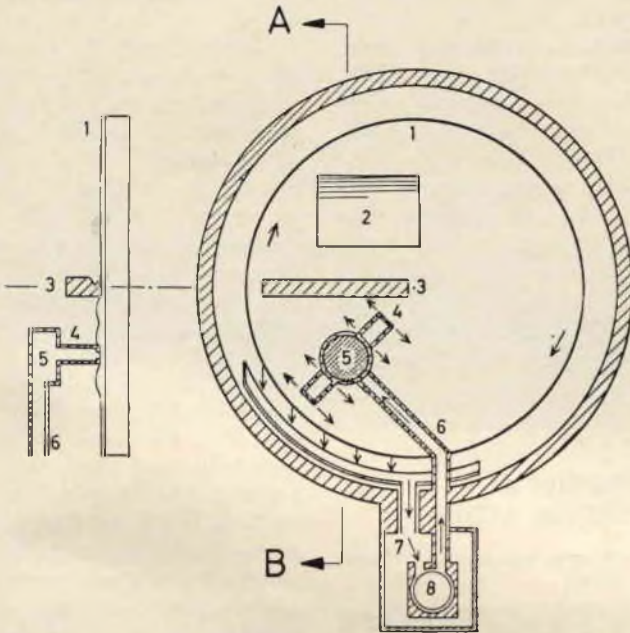
La sovrapposizione rigorosa delle tre componenti, la cui luminanza totale è la somma delle luminanze di ciascuna immagine proiettata, restituisce l'immagine finale con tutti i suoi colori originali.

In breve, il procedimento Eidophor consiste semplicemente nel modulare la superficie di uno strato molto sottile di olio che ricopre uno

specchio concavo, che prende il nome di porta-immagine. I segnali elettrici corrispondenti

all'analisi delle immagini video da parte della camera agiscono su di un sottile fascio

con quello dello specchio concavo (6), in modo tale che le immagini delle barre si sovrappongano perfettamente.



elettronico che bombarda deformandola la pellicola di olio depositata sullo specchio sulla quale si formano le immagini. Le irregolarità della superficie dovute all'analisi dell'immagine formata modulano il fascio luminoso proveniente da una sorgente intensa, che viene successivamente focalizzata mediante un obiettivo e poi proiettata su di uno schermo.

Il fascio di luce bianca emesso da una sorgente comune costituita da una lampada ad arco allo xeno subisce una selezione attraverso il gioco di filtri colorati e di specchi dicroici (precisiamo che uno specchio dicroico trattiene un determinato colore mentre lascia passare gli altri).

Per meglio comprendere i principi del funzionamento, riportiamo la figura riprodotta sulla pagina a sinistra, che

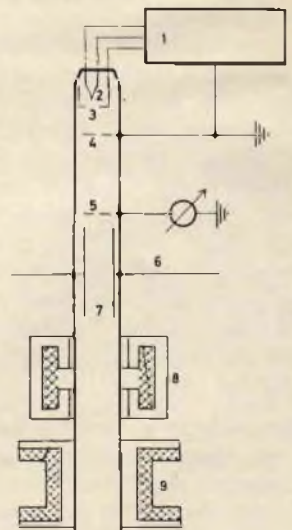
rappresenta uno solo degli elementi derivati di un proiettore in bianco e nero di tipo classico.

Il raggio di luce che viene in tal modo selezionato, e quindi praticamente monocromatico, illumina uniformemente la finestra di proiezione (3), e viene quindi riflesso su di un gioco di specchi particolari (5a, b, c). Questo sistema di specchi rettangolari, che prende il nome di gruppo di barre riflettenti, è sistemato obliquamente nel fascio concentrato dal condensatore (2). La lente intermedia (4) è destinata a riprodurre sullo specchio concavo (6) l'immagine della finestra di proiezione (3), attraverso il gruppo di sei barre riflettenti (5) che — per maggior chiarezza — sono state ridotte a tre nel disegno che riportiamo. Il centro ottico del gruppo di barre (5) coincide

La luce che esce da un punto qualsiasi delle finestre e che urta contro una barra e successivamente contro lo specchio concavo (6) viene riflesso da quest'ultimo sulla barra che è simmetrica rispetto ad esso, dopo di che ritorna alla sua sorgente.

In tal modo, la luce non raggiunge lo schermo (9) verso il quale l'obiettivo (8) deve proiettare l'immagine formata sulla superficie dello specchio concavo (6): ciò, nonostante il fatto che quest'ultimo sia illuminato intensamente dalla sorgente luminosa.

L'intero procedimento si basa su di un sistema di modulazione ottica dell'intensità luminosa, e lo schermo non può ricevere altra luce che



quella riflessa dallo specchio concavo sulle barre, e che subisce quindi una deviazione

nella sua traiettoria. Questa operazione viene ottenuta mediante una pellicola estremamente sottile di olio speciale vaporizzato e depositato sulla superficie dello specchio concavo. Non appena interviene una deformazione di questa superficie in un punto qualsiasi, il fascio luminoso che colpisce quel punto viene deviato, attraversa parzialmente gli interstizi del gruppo di barre prima di raggiungere l'obiettivo di proiezione, e viene quindi focalizzato in modo da restituire finalmente sullo schermo l'immagine trasmessa.

L'articolo è corredato di numerose illustrazioni che spiegano dettagliatamente il funzionamento del dispositivo, e di numerose fotografie che mettono in evidenza l'aspetto delle apparecchiature complesse.

L'autore si dilunga inoltre su alcuni dettagli relativi ai circuiti elettronici, sulle caratteristiche di funzionamento dell'amplificatore video e degli amplificatori di sincronismo, sui circuiti di analisi verticale ed orizzontale, sulla correzione della distorsione trapezoidale, della curvatura del campo, dell'obliquità e dell'uniformità. L'autore conclude infine la sua dissertazione descrivendo sia pure sommariamente i circuiti di quadratura dell'immagine, ed effettuando alcune considerazioni sui circuiti di focalizzazione del raggio.

La seconda e la terza figura che qui riproduciamo rappresentano rispettivamente la scatola contenente lo specchio concavo con sistema di circolazione dell'olio, ed una sezione del cannone elettronico. Nella seconda figura si può osservare la rappresen-

tazione schematica del dispositivo che distribuisce l'olio da due lati (nel senso di rotazione ed in quello inverso). Le frecce in neretto indicano il senso di rotazione dello specchio, mentre quelle sottili indicano la direzione di distribuzione dell'olio. Nella terza figura si può notare infine che la modulazione del raggio non viene effettuata a partire dal « wehnel », la cui tensione viene mantenuta costante, bensì ad opera degli anodi di concentrazione che agiscono sullo spessore del raggio.

DISPOSITIVI A SUPERFICIE ATTIVA

(Da « Microelectronics » - Gennaio 1969)

Negli ultimi anni i microcircuiti ibridi hanno acquistato una notevole importanza quali alternative ai dispositivi elettronici a circuiti stampati facenti uso di transistori. Ora che le basette a pellicola sottile o spessa sono diventate relativamente reperibili in commercio, numerosi fabbricanti di apparecchiature nell'industria elettronica si stanno dando da fare per cercare dei dispositivi attivi da applicare su tali basette.

Per questo motivo, negli ultimi due anni abbiamo assistito ad un notevole aumento di richiesta di dispositivi per il montaggio in superficie, da applicare sui circuiti a film. Nella maggior parte delle applicazioni, si fa uso di una basetta di supporto recante i circuiti da un solo lato, per cui dal lato opposto vengono solitamente applicati i dispositivi semiconduttori. Nei confronti delle basette a pellicola sottile o spesso i

collegamenti ai quali fanno capo i componenti applicati vengono normalmente realizzati in oro, in argento, in nichel, in rame, in alluminio, in piombo o stagno. E' possibile del pari usare diverse combinazioni fra i suddetti metalli, ed altre ancora quali — ad esempio — il platino e l'oro, il palladio e l'oro, il palladio e l'argento, e la lega saldatore di piombo e stagno. Ciascun metallo conduttore presenta naturalmente le sue difficoltà di applicazione.

I vari componenti possono essere montati sia rivolti verso l'alto, sia rivolti verso il basso. In ogni caso, la posizione è riferita a quella superficie del componente che presenta la maggior parte dei terminali di collegamento. Da questo punto di vista, sono stati creati numerosi metodi nell'ultimo decennio per applicare i componenti sulle basette a circuiti stampati: tra questi sono da citare la saldatura a bassa temperatura, la saldatura ad alta temperatura per lega (mediante brasatura), la cementazione a bassa temperatura, la brasatura propriamente detta, la saldatura mediante termocompressione, la saldatura ultrasonica, la saldatura mediante raggio elettronico ed infine la saldatura a « laser ».

Questo articolo, che sintetizza gli ultimi progressi conseguiti nel campo della realizzazione di microcircuiti, contiene numerosi dettagli relativi alle ultime tecniche sviluppate, e fornisce numerosi esempi pratici di applicazioni, corredati di illustrazioni assai dettagliate, tali cioè da chiarire la maggior parte delle soluzioni adottate nelle produzioni a carattere industriale.



SERVIZIO RADIO-TV

a cura di P. Soati

APPUNTI PER RADIO COSTRUTTORI E TECNICI

III parte

LE MISURE NEI RICEVITORI PER MODULAZIONE IN AMPIEZZA

La sensibilità di un radioricevitore, che abbiamo già definito, può essere espressa in modo diverso a seconda della grandezza che viene presa in considerazione. Così la sensibilità massima si definisce con il valore minimo di tensione di entrata che è necessario al fine di ottenere una data potenza di uscita, generalmente quella normale, con il regolatore di volume e quello di tono portati nella posizione di massimo. In questo genere di misura, non tenendosi conto del rumore di fondo e della sua influenza nella riproduzione, la sensibilità massima, in effetti, corrisponde all'amplificazione totale del ricevitore piuttosto che alla sua sensibilità.

In genere si preferisce misurare la **sensibilità utilizzabile**, in cui si tiene conto di un determinato rapporto, o dislivello, del segnale/rumore all'uscita. Essa viene definita dal valore efficace minimo del segnale di ingresso, espresso in f.e.m. della portante, che, collegato in serie all'antenna artificiale ed ai morsetti d'ingresso del ricevitore (come abbiamo visto nella 2^a puntata), provoca una normale potenza di uscita, con un livello pure normale del rapporto segnale/rumore. Quest'ultimo rapporto si riferisce al valore minimo indispensabile per garantire una buona ricezione.

Nella seguente tabella sono riportati alcuni valori della potenza di rumore per tre differenti valori della potenza nominale di uscita e per tre specificati valori del rapporto segnale/rumore:

	Rapporto normale segnale/rumore		
	20 dB	30 dB	40 dB
Potenza normale di rumore per potenza normale di uscita: 5 mW	50 μ W	50 μ W	0,5 μ W
Potenza normale di rumore per potenza normale di uscita: 50 mW	500 μ W	50 μ W	5 μ W
Potenza normale di rumore per potenza normale di uscita: 500 mW	5 mW	500 μ W	50 μ W

MISURA DELLA SENSIBILITA'

La misura della **sensibilità massima**, si esegue disponendo il circuito come mostra la figura 1, mentre la misura della **sensibilità utilizzabile** dovrà essere fatta con il circuito collegato come indica la

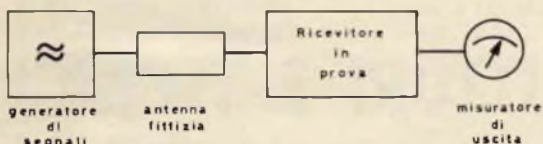


Fig. 1 - Circuito a blocchi per la misura della sensibilità massima.

figura 2 in cui F_1 rappresenta un filtro accordato su 400 Hz ed F_2 un filtro passa alto avente un taglio graduale a 300 Hz circa.

Un filtro del genere è rappresentato in figura 3.

Si applicherà un segnale di entrata, con una frequenza prova (vedere a questo ri-

guardo l'ultimo paragrafo della 2ª puntata) modulata a 400 Hz, agendo in modo che il ricevitore sia perfettamente sintonizzato su detta frequenza. I comandi relativi al controllo di volume e a quello di tono, come abbiamo detto, dovranno essere ruotati per il massimo (il tono dovrà perciò essere regolato per i toni acuti).

Se esiste un comando per la selettività (selettività variabile) esso sarà commutato per la massima frequenza. Eseguite queste operazioni, si regolerà l'attenuatore del generatore di segnali in modo che sullo strumento di uscita, commutato in posizione 2, cioè sul filtro a 400 Hz, si legga la normale potenza di uscita richiesta. Successivamente si toglierà la modulazione a 400 Hz al segnale di entrata portando il commutatore S nella posizione 1, inserendo, cioè, il filtro passa alto a 300 Hz. Sullo strumento si leggerà il valore della potenza di rumore. Se il valore letto è uguale od inferiore alla potenza normale di rumore corrispondente al rapporto normale segnale/rumore di

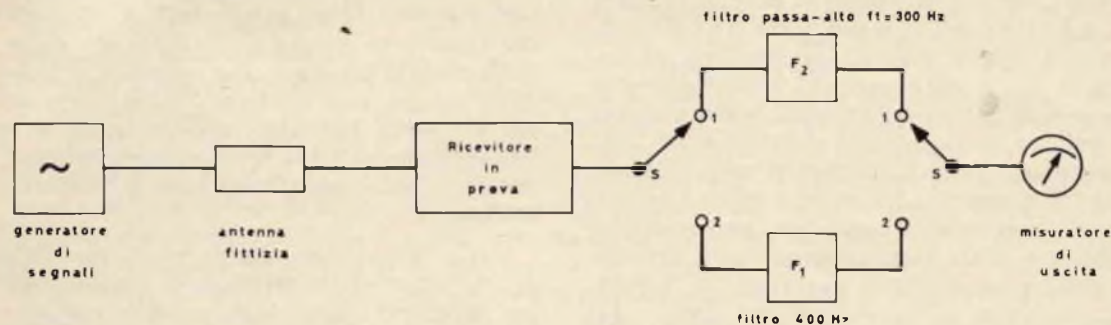


Fig. 2 - Circuito a blocchi per la misura della sensibilità utilizzabile e del rapporto segnale/rumore di fondo.

fondo prestabilito, si accetterà come misura della sensibilità il valore in microvolt della tensione che è stata applicata, mediante il generatore di segnali all'ingresso del ricevitore. Nel caso in cui la potenza di rumore risulti invece superiore al valore normale si ripeterà la misura diminuendo il guadagno del ricevitore, agendo sul regolatore di volume, ed aumentando contemporaneamente la tensione del segnale di entrata in modo da ottenere la potenza normale di uscita del segnale con un rapporto segnale/rumore di fondo accettabile. La sensibilità del ricevitore in microvolt, sarà indicata dal valore della tensione in microvolt necessaria per raggiungere il suddetto risultato.

In genere i risultati della misura della sensibilità sono presentati mediante delle curve. Nelle ordinate del grafico sono riportati, in tal caso, i valori in microvolt del segnale di entrata e può essere impiegata tanto la scala logaritmica quanto quella normale, mentre sulle ascisse si indica la frequenza in hertz, in scala lineare, se il ricevitore ha la sola gamma delle onde medie ed in scala logaritmica qualora esso abbia più gamme d'onda.

La figura 4 dà un esempio di curve relative alla sensibilità massima ed utilizzabile di un ricevitore con un rapporto di 20 dB fra il segnale utile ed il rumore di fondo.

La relazione fra il dislivello (o rapporto) segnale/rumore ed il valore della tensione del segnale di entrata, per una data frequenza, in genere si determina fissando il valore del dislivello in questione e ri-

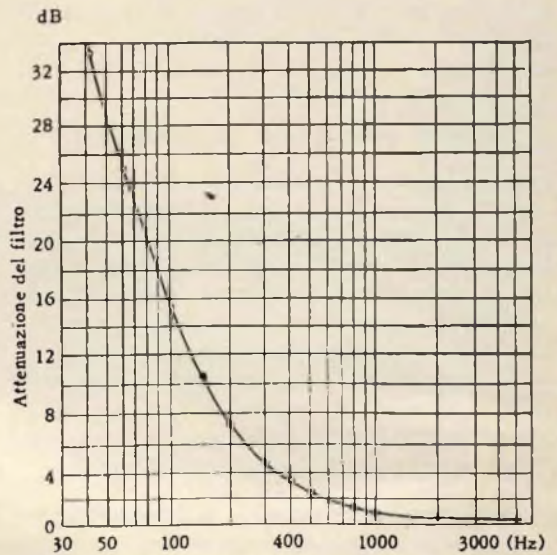
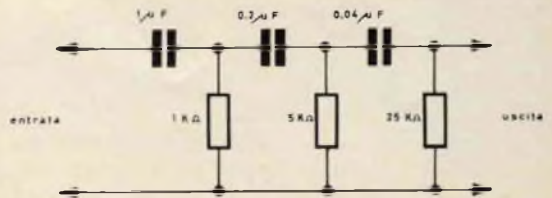


Fig. 3 - Filtro passa-alto a taglio graduale a) schema, b) curva caratteristica.

levando la corrispondente tensione di entrata. In questo modo si può constatare il comportamento del ricevitore per diversi valori del dislivello segnale/rumore. Dette prove consentono di conoscere il comportamento del ricevitore per diverse condizioni di ricezione.

Le misure di cui sopra possono essere riportate in un grafico nelle cui ordinate

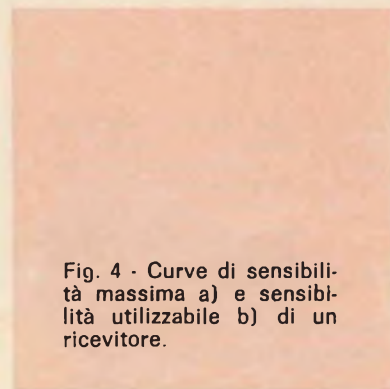
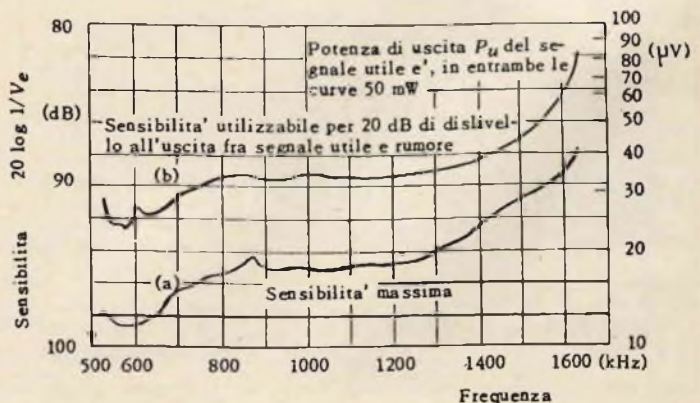


Fig. 4 - Curve di sensibilità massima a) e sensibilità utilizzabile b) di un ricevitore.



sono segnati i valori del dislivello segnale/rumore in decibel e nelle ascisse i valori del segnale di entrata, espressi in microvolt, in scala logaritmica.

In figura 5 sono messi in evidenza, ad esempio, i dislivelli segnale/rumore che si riscontrano al variare del segnale di entrata per due differenti frequenze di accordo con e senza filtro.

SUL C.A.G. (Controllo automatico di guadagno)

Il regolatore automatico di guadagno, che, come abbiamo già rilevato, frequentemente, ed in modo improprio, è detto regolatore automatico di volume, serve evidentemente ad effettuare la regolazione automatica, cioè non manuale, del guadagno del ricevitore. La figura 6 rappresenta una curva relativa all'andamento della potenza di uscita di un ricevitore per diverse frequenze di accordo, per una determinata regolazione del ricevitore.

Il controllo del C.A.G. si effettuerà nel seguente modo: se il ricevitore è utilizzato su antenne normali si collegherà al generatore di segnali mediante l'antenna fittizia accordandolo su un segnale di entrata con un livello di -46 dB, pari a

5 mV, alla frequenza di 1 MHz, modulata a 400 Hz, 30%.

Il regolatore di volume dovrà essere portato in una posizione tale da non provocare sovraccarico negli stadi amplificatori di bassa frequenza per segnali di ingresso inferiori ad 1 V. In questo genere di misura si fissa il limite di sovraccarico alla metà della massima potenza di uscita dichiarata dal costruttore.

La lettura dell'andamento della potenza di uscita dovrà essere fatta in corrispondenza dei segnali di entrata che saranno variati fra $1 \mu\text{V}$ e 0,5 V, esprimendo i valori di potenza di uscita in decibel di attenuazione rispetto alla potenza ottenuta con 1 V di ingresso, cioè la metà della potenza massima dichiarata dal costruttore.

E' sempre consigliabile effettuare la misura per ciascuna delle frequenze centrali di ogni gamma.

Se i ricevitori sono stati progettati per un campo molto esteso dei segnali di entrata, l'efficienza del C.A.G. viene generalmente espressa dall'attenuazione, misurata in decibel al disotto del livello di 0,1 V, che è necessario apportare al segnale di ingresso al fine di ottenere una variazio-

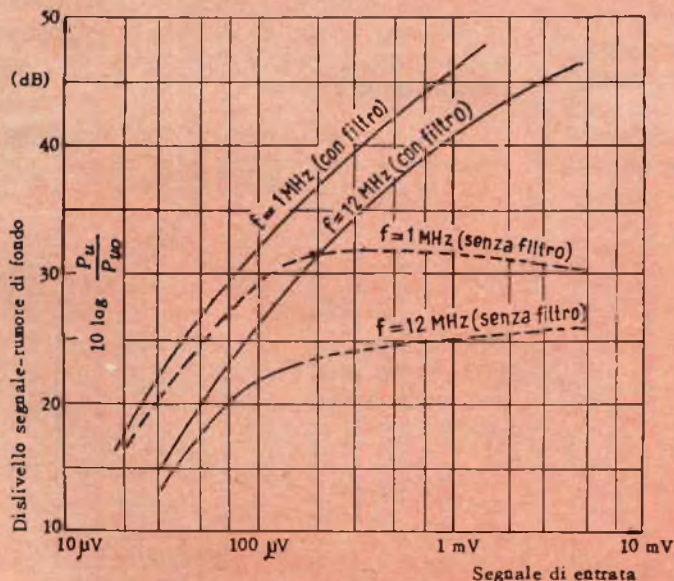
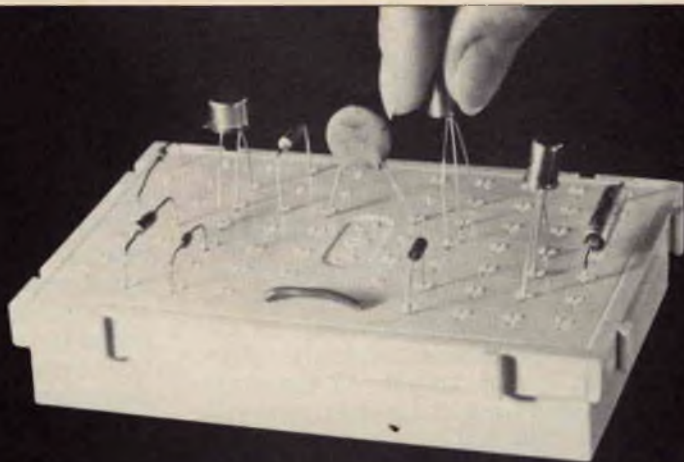


Fig. 5 - Curve di dislivello segnale-rumore di fondo, al variare del segnale di ingresso per diverse frequenze di accordo, con e senza filtro.

UK/5000 "S-DeC"

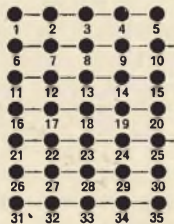
piastre per circuiti sperimentali



Le UK/5000 « S-DeC » sono piastre, usate a migliaia nei laboratori di ricerca, industriali o didattici. Per questi ultimi, si adattano a studi di ogni grado, dalle Scuole Tecniche alle Università.

Queste piastre, affermatesi rapidamente ai tecnici di tutto il mondo, sono ora disponibili anche in Italia!

Il diagramma seguente dimostra le possibilità di contatti con le UK/5000. Ogni piastra presenta la superficie ripartita, con una parte numerata da 1 a 35 e l'altra da 36 a 70. Sono realizzabili, perciò, numerosissimi stadi circuitali.



Le piastre possono essere collegate ad incastro per formare circuiti di qualunque dimensione. I componenti vengono semplicemente inseriti nei contatti, senza saldatura alcuna, ed estratti con altrettanta semplicità quando occorre.

Manuale pratico - In ogni scatola UK/5000 è contenuto un libretto con vari progetti esemplificativi.

Accessori - Viene fornito, con ogni UK/5000, un pannello per il montaggio dei potenziometri. Questo pannello si innesta su apposite guide. Fanno parte inoltre del Kit alcune piccole molle, da usare per contatti senza saldature degli elementi che vengono montati sul pannello, e delle clips per ferriti ecc.

Progetti con l'UK/5000 - Il già citato manuale fornisce istruzioni complete per l'esecuzione dei circuiti. Fra questi c'è un radiorecettore reflex a tre transistor con rivelatore a diodo; un oscillatore per esercitazioni telegrafiche; un lampeggiatore elettronico; un amplificatore audio a tre stadi e molti circuiti oscillanti.

Dati tecnici

- Forza di inserimento e di estrazione sul terminale dei componenti 90 g
- Capacità fra le file adiacenti dei contatti 3 pF
- Resistenza fra i contatti adiacenti 10 mΩ
- Resistenza fra le file adiacenti dei contatti 10¹⁰ Ω



UK/5000 « S-DeC » completo di accessori e manuale, è in distribuzione presso tutti i punti dell'organizzazione G.B.C. in Italia. Prezzo di listino Lire 5.900.

ne della potenza di uscita di 10 dB. Se i ricevitori sono invece adatti alla ricezione di segnali molto deboli, come ad esempio quelli destinati alle gamme delle onde corte, il livello superiore del segnale di entrata è fissato in 5 mV anziché 0,1 V.

Nei ricevitori a telaio, poco usati attualmente in Italia, si adatterà lo schema riportato nella seconda puntata di queste note e relativo al circuito normale di entrata per un ricevitore a telaio. Il valore massimo del segnale di entrata usato nel rilevamento della curva caratteristica del C.A.G. è di 200 mV/m, cioè di livello 14 dB (V/m). Il sistema per effettuare la misura è identico a quello sopra descritto. L'efficienza del funzionamento del regolatore automatico in questo caso è espressa dall'attenuazione in decibel al di sotto di 50 mV/m, che occorre apportare al segnale di entrata, per ottenere una variazione della potenza di uscita di 10 dB.

Nei ricevitori professionali, che dispongono di un circuito soppressore di rumore, le misure dovranno essere effettuate tanto con il soppressore inserito quanto con il soppressore disinserito.

I risultati delle suddette misure generalmente si rappresentano con un grafico del quale si dà un esempio in figura 6. Sulle ascisse sono riportate, in scala logaritmica, le tensioni di entrata e sulle ordinate i dislivelli, in decibel, della potenza di uscita P_u rispetto ad un valore della potenza di uscita normale P_{un} (vedere 2° puntata).

LA SELETTIVITA' PER SEGNALI AVENTI FREQUENZE VICINE

Per stabilire le doti di selettività di un ricevitore, per due segnali aventi frequenze vicine, in genere si eseguono due tipi di misure: le misure in presenza di un solo segnale e che hanno lo scopo di mettere in evidenza il funzionamento del ricevitore nella zona lineare, e le misure con due segnali per stabilire il funzionamento del ricevitore nella zona che non è lineare.

Nelle zone di funzionamento lineare, quando i livelli del segnale desiderato e

quello del segnale, o dei segnali, indesiderati sono piuttosto deboli in modo da rendere trascurabili gli effetti della non linearità, la selettività dipende esclusivamente dalle proprietà filtranti del ricevitore e quindi dalla differenza di frequenza dei due segnali; la misura perciò può essere eseguita mediante un solo segnale. In regime di non linearità, e cioè quando i due segnali, quello desiderato e quelli non desiderati sono talmente elevati da consentire di apprezzare gli effetti della non linearità, la selettività dipende tanto dalle proprietà filtranti del ricevitore quanto dalle intensità assolute dei due segnali e di conseguenza deve essere misurata mediante la presenza dei due segnali.

Prima di procedere alla descrizione delle prove atte a stabilire la selettività di un ricevitore è opportuno ricordare ulteriormente alcune definizioni che riguardano il funzionamento lineare e quello non lineare.

Nelle condizioni di funzionamento lineare si definisce come **banda passante**, quella banda di frequenza che è limitata dalle due frequenze per cui l'attenuazione è di 6 dB rispetto alla frequenza maggiormente favorita. La **pendenza delle frontiere**, alla quale si è fatto cenno in precedenti articoli e che è citata sovente nelle opere specializzate, è data, da ciascun lato della banda passante, dal rapporto fra la differenza di attenuazione per due frequenze fuori della banda passante e la differenza fra dette frequenze, e si misura in dB/kHz. Graficamente oltre una certa differenza rispetto al centro della banda passante, la pendenza può essere espressa anche in dB/ottava, portando sulle ascisse le differenze di frequenza, in scala logaritmica, e sulle ordinate le attenuazioni in dB, in scala lineare (su queste norme ci siamo già intrattenuti: esse sono state approvate alla conferenza di Londra del CCIR).

Nelle condizioni di funzionamento non lineare si definisce come **transmodulazione** o **diafonia** il livello del segnale disturbatore, modulato al 30% a 400 Hz, di frequenza vicina a quella del segnale desiderato non modulato, che dà luogo, all'uscita del ricevitore, ad un segnale perturbatore di livello 30 dB sotto quello che

si avrebbe se il segnale desiderato fosse modulato al 30% 400 Hz. Il **blocco** (od anche bloccaggio) rappresenta il livello del segnale perturbatore non modulato su una frequenza prossima a quella desiderata che produce 3 dB di variazione, generalmente una diminuzione, del livello di uscita prodotto dal segnale desiderato modulato al 30% a 400 Hz applicato alla entrata del ricevitore. L'**intermodulazione** è invece il livello di ciascuno dei due segnali disturbatori che, applicati all'entrata, producono in uscita del ricevitore un segnale perturbatore di livello 30 dB al di sotto di quello corrispondente al segnale normale di entrata con modulazione normale. I due segnali disturbatori sono applicati contemporaneamente con identico livello: uno di essi è modulato, l'altro no; le loro frequenze devono essere variate simultaneamente sino a rendere massimo il disturbo ed essere tali che la loro differenza sia uguale alla frequenza intermedia, oppure la loro somma, o la loro differenza, sia uguale alla frequenza del segnale desiderato.

Prova a un solo segnale - Questa prova in genere si esegue, senza agire sugli organi interni del ricevitore, nei seguenti casi:

1) sui ricevitori sprovvisti di C.A.G.;

- 2) sui ricevitori in cui il C.A.G. sia presente ma non abbia un'elevata efficienza, ed agisca soltanto negli stadi a RF e MF;
- 3) sui ricevitori con C.A.G. efficiente ma il cui effetto sia ritardato e limitato ai soli stadi RF e MF. In queste condizioni l'apparecchio deve essere fatto funzionare nella zone che precede la entrata in funzione del C.A.G. (si può escludere il C.A.G. introducendo nel circuito una tensione di polarizzazione fissa);
- 4) sui ricevitori nei quali il C.A.G. è esteso anche agli stadi amplificatori di bassa frequenza, cioè dopo lo stadio rivelatore.

Per effettuare detta misura si adotta la disposizione indicata in figura 1 (valida anche per il controllo della sensibilità massima) regolando il ricevitore nel seguente modo:

- a) nei ricevitori di tipo super il controllo può essere limitato alle sole onde medie; nulla vieta però di estendere il controllo alle altre gamme d'onda;
- b) il regolatore di sintonia dovrà essere posto nella posizione corrispondente alle frequenze del 2° gruppo (vedere 2° puntata);

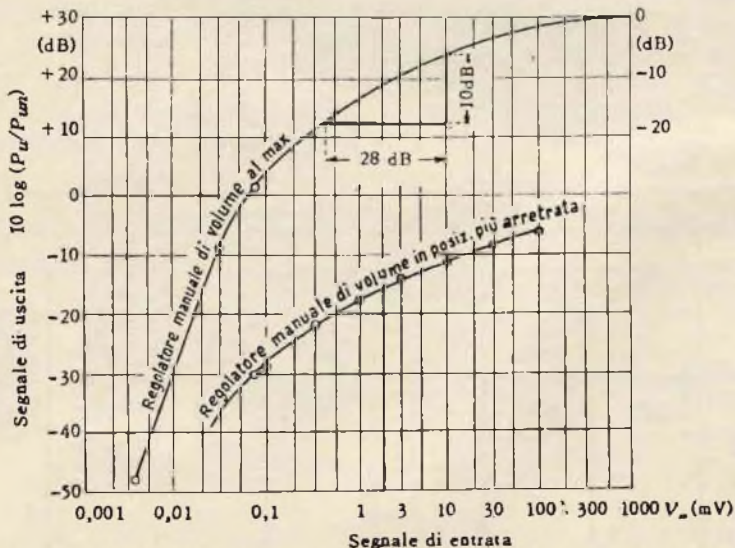


Fig. 6 - Caratteristica di un regolatore automatico di guadagno (CAG).

- c) il regolatore della selettività dovrà essere messo nella posizione di massima larghezza di banda;
- d) il regolatore di tono è preferibile sia portato verso le frequenze alte;
- e) il controllo manuale del volume dovrà essere regolato in modo tale che con una tensione di entrata normale, con modulazione normale, si ottenga la potenza normale di uscita per ciascuna delle frequenze controllate.
- f) il generatore di segnali dovrà avere una stabilità di frequenza non inferiore allo 0,01 %, in un'ora di funzionamento continuo.

Dopo avere effettuate le suddette regolazioni per ciascuna frequenza ed avere eseguito l'accordo del generatore, con modulazione normale, si procederà a spostare la frequenza del generatore stesso di 1, 2, 3... 10, 15, 20 kHz. In genere è sufficiente spostare la frequenza di ± 20 kHz oppure fare degli spostamenti massimi che provochino un'attenuazione del livello di uscita di 80 dB. In qualche caso può convenire determinare in primo luogo le due frequenze limite della banda passante, per cui si ha un'attenuazione di 80 dB, e, successivamente, le attenuazioni relative alle variazioni di frequenza suddette.

Qualora la curva presenti delle asimmetrie molto marcate può essere consigliabile spingere il disaccordo oltre i 20 kHz; se invece la curva si presenta con la tipica forma con due massimi laterali ed un minimo centrale, si ricorre alla scelta di valori più fitti del disaccordo, nella zona centrale.

Per ogni valore del disaccordo (cioè dello spostamento di frequenza rispetto alla sintonia del ricevitore) si misura la tensione di entrata V_{ed} modulata a 400 Hz 30%, necessaria per mantenere costante all'uscita la potenza normale. In presenza di una curva asimmetrica con due massimi, viene considerata come frequenza di accordo quella media tra le due frequenze che corrispondono ai due massimi e come livello di attenuazione zero quello della frequenza ove la sensibilità è massima.

Nel caso in cui i rilievi siano effettuati con un valore piuttosto ridotto della ten-

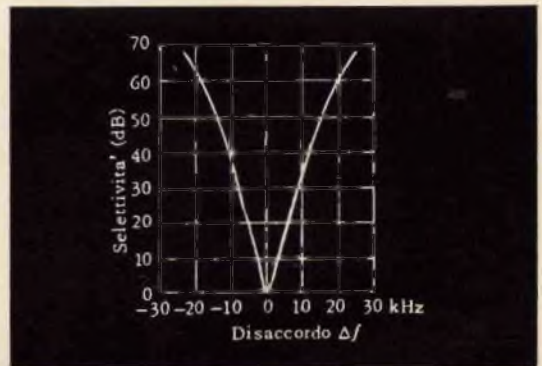


Fig. 7 - Curva di selettività con un solo segnale

sione d'entrata in corrispondenza della frequenza di accordo, ad esempio 8 μ V, è opportuno inserire fra il carico equivalente di uscita e lo strumento di misura un filtro a 400 Hz, oppure un voltmetro selettivo a 400 Hz.

Per ogni valore V_{ed} della tensione, che sarà misurato con il suddetto procedimen-

Selettività con un solo segnale									
Gamma d'onda	Frequenza	Selettività in decibel per Δf							
		+ 3 kHz		- 3 kHz		+ 9 kHz		- 9 kHz	
		sel. max.	sel. min.	sel. max.	sel. min.	sel. max.	sel. min.	sel. max.	sel. min.
	(kHz)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)
Onde lunghe	160								
	250								
	400								
	600								
Onde medie	1000								
	1400								

NOVO Test

B R E V E T T A T O

ECCEZIONALE!!!

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

Mod. TS 140 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

- VOLT C.C.** 8 portate: 100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V - 100 V - 300 V - 1000 V
- VOLT C.A.** 7 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
- AMP. C.C.** 6 portate: 50 μ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
- AMP. C.A.** 4 portate: 250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A
- OHMS** 6 portate: $\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$
- REATTANZA** 1 portata: da 0 a 10 M Ω
- FREQUENZA** 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester)
- VOLT USCITA** 7 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
- DECIBEL** 6 portate: da -10 dB a +70 db
- CAPACITÀ** 4 portate: da 0 a 0,5 μ F (aliment. rete) da 0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F da 0 a 5000 μ F (aliment. batteria)

Mod. TS 160 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE

- VOLT C.C.** 8 portate: 150 mV - 1 V - 15 V - 5 V - 30 V - 50 V - 250 V - 1000 V
- VOLT C.A.** 6 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V
- AMP. C.C.** 7 portate: 25 μ A - 50 μ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
- AMP. C.A.** 4 portate: 250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A
- OHMS** 6 portate: $\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$
- REATTANZA** 1 portata: da 0 a 10 M Ω
- FREQUENZA** 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
- VOLT USCITA** 6 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V
- DECIBEL** 5 portate: da -10 dB a +70 db
- CAPACITÀ** 4 portate: da 0 a 0,5 μ F (aliment. rete) da 0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F da 0 a 5000 μ F (aliment. batteria)

MISURE DI INGOMBRO

mm. 150 x 110 x 46

sviluppo scala mm 115 peso gr. 600

ITALY

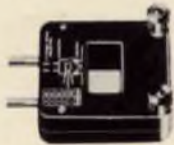


Cassinelli & C.

20151 Milano □ Via Gradisca, 4 □ Telefoni 30.5241 / 30.52.47 / 30.80.783

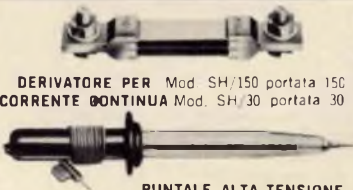
una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

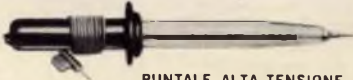


RIDUTTORE PER CORRENTE ALTERNATA

Mod. TA 6/N
portata 25 A -
50 A - 100 A -
200 A

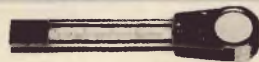


DERIVATORE PER CORRENTE CONTINUA Mod. SH/150 portata 150 A
Mod. SH/30 portata 30 A



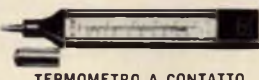
PUNTALE ALTA TENSIONE

Mod. VC 1/N portata 25.000 V c.c.



CELLULA FOTOELETTRICA

Mod. T 1/L campo di misura da 0 a 20.000 LUX



TERMOMETRO A CONTATTO

Mod. T 1/N campo di misura da -25 250

DEPOSITI
IN
ITALIA

BARI - Biagio Grimaldi
Via Pasubio 116
BOLOGNA - P.I. Siboni Attilio
Via Zanardi 2/10
CATANIA - RIEM
Via Cadamosto 18

PIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Fra Bartolomeo 28
GENOVA - P.I. Carlo Luigi
Via P. Selvegno 18
TORINO - Rodella e Dr. Bruno Pernè
C.so D. degli Abruzzi 58 bis

PIACENZA - Luigi Benedetti
C.so V. Emanuele 168/3
PESCARA - P.I. Accorci Giuseppe
Via Diurno, 25
ROMA - Tardini di S. Carro e C.
Via America, 15

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI
DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV

MOD. TS 140 L. 10.800
MOD. TS 160 L. 12.500

franco nostro
stabilimento

puntate
slcurl



scale
a 5 colori

to, si calcolerà il rapporto, espresso in dB, V_{ed}/V_{en} in cui V_{en} rappresenta la tensione normale di accordo.

Detto rapporto misura la selettività: esso rappresenta il livello al quale trovasi la tensione del segnale disaccordato rispetto a quella del segnale accordato normale.

Naturalmente anche in questo caso è conveniente la rappresentazione grafica illustrata in figura 7. Sulle ascisse, si riporta, in scala lineare, il disaccordo Δf da -20 a $+20$ kHz (oppure da -50 a $+50$ kHz), rispetto alla frequenza centrale, mentre sulle ordinate si indicano i valori della selettività da -10 a $+80$ dB, con le unità positive verso il basso. In genere è adottata la scala di 2 mm per ogni decibel.

Nella tabella a pagina 1368 è mostrato un esempio della presentazione dei valori della selettività per disaccordi di ± 3 kHz e ± 9 kHz per ciascuna frequenza.

PROVA DELLA SELETTIVITA' CON DUE SEGNALI

Come nel caso precedente il commutatore di gamma deve essere portato successivamente sulle onde lunghe e sulle onde medie. Se i ricevitori sono molto stabili si potrà anche controllare le gam-

me delle onde corte; comunque si utilizzeranno le frequenze del secondo gruppo indicate nella seconda puntata. Le prove dovranno essere ripetute due volte portando il regolatore della selettività, se esiste, nelle due posizioni estreme. Il controllo di tono, anche in questo caso, è preferibile sia portato sui toni alti.

Il comando del volume, per ciascuna delle frequenze di prova, dovrà essere messo in una posizione tale che con il segnale normale avente modulazione normale (400 Hz 30%; il termine normale si riferisce sempre a quanto è stato indicato nelle norme segnalate nelle puntate precedenti) sul quale è sintonizzato il ricevitore e con il segnale non desiderato escluso, si ottenga la potenza di uscita normale (nel caso della figura 2, seconda puntata, la tensione normale di entrata, fornita dal generatore accordato ai terminali 1 e 2 dell'antenna artificiale, è uguale alla metà di quella letta sul suo attenuatore essendo i generatori in parallelo).

I due generatori per la misura dovranno essere connessi al ricevitore come è stato mostrato nelle figure 2 e 3 della puntata precedente e nella figura 8. Il primo generatore fornirà la tensione a radiofrequenza sulla quale è accordato il ricevitore, con o senza modulazione; il secondo generatore fornirà invece la tensione,

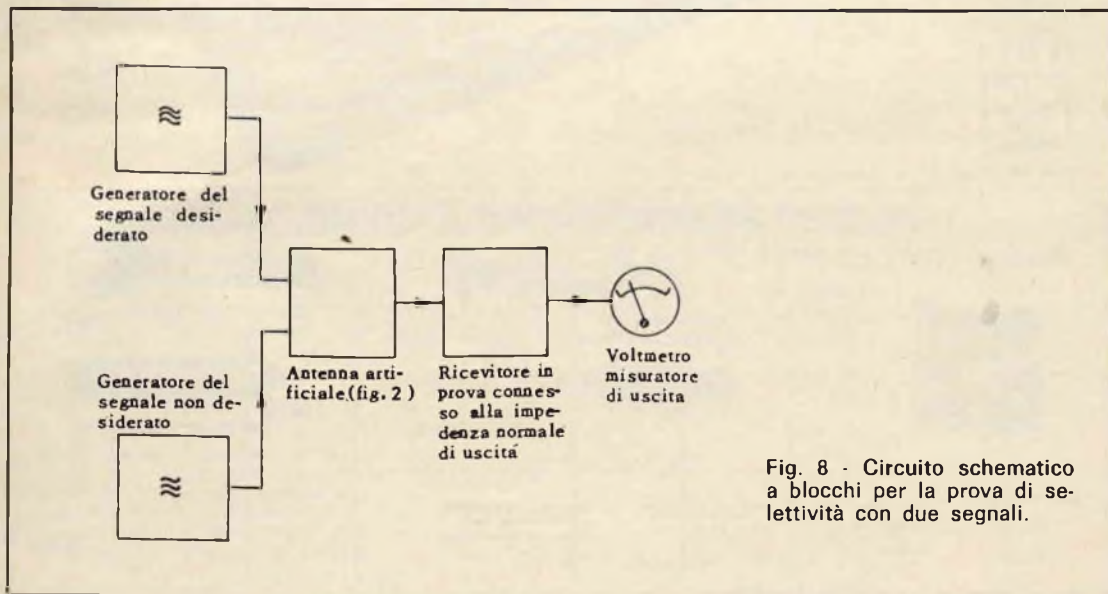


Fig. 8 - Circuito schematico a blocchi per la prova di selettività con due segnali.

sempre a radiofrequenza, sulla quale il ricevitore non è accordato.

La stabilità dei generatori non dovrà essere inferiore allo 0,01% durante un'ora di funzionamento.

Le prove saranno suddivise in due gruppi:

- a) con segnale di accordo non modulato e segnale perturbatore modulato;
- b) segnale di accordo modulato e segnale perturbatore non modulato.

La prima di queste prove serve a **caratterizzare la transmodulazione**, che è nota anche con il nome di **modulazione incrociata**, mentre la seconda caratterizza il bloccaggio, o blocco, del ricevitore.

PROVA DI TRANSMODULAZIONE

(procedimento di misura con segnale perturbatore modulato)

Con il ricevitore disposto come è stato detto nel paragrafo precedente, si effettuerà l'accordo del generatore che fornisce il segnale desiderato sulla frequenza voluta e si sintonizzerà su di essa anche il ricevitore. Detto segnale non dovrà es-

sere modulato. Si applicherà quindi il segnale perturbatore, con modulazione normale, variandone la frequenza con successivi spostamenti di 9, 10, 13, 18, 27 kHz al di sopra e al di sotto della frequenza del segnale desiderato. Questi valori naturalmente sono soltanto indicativi: essi potranno essere estesi o ravvicinati fra di loro. Per ciascun valore del disaccordo si determinerà il valore della

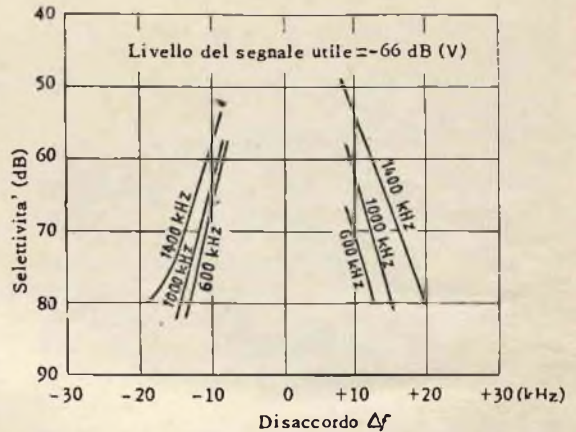


Fig. 9 - Curve di selettività con due segnali. Prova di transmodulazione. Il parametro è la frequenza del segnale di accordo non modulato.

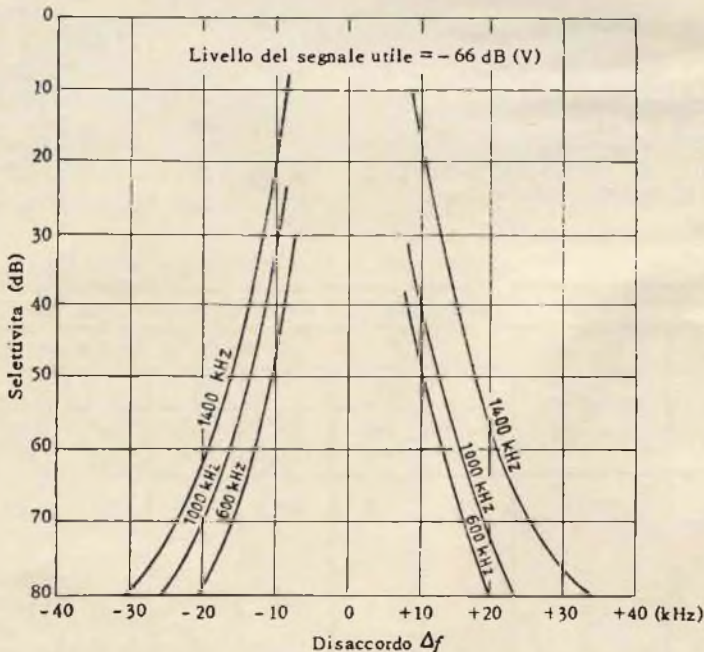


Fig. 10 - Curve di selettività con due segnali. Prova di blocco. Il parametro è la frequenza del segnale di accordo modulato.

tensione interferente di entrata necessario per dare la potenza di uscita considerata come massimo livello tollerabile d'interferenza, cioè 30 dB al di sotto della potenza normale.

Durante l'esecuzione di questa misura si considera come potenza interferente la differenza fra la potenza totale e la potenza dovuta al solo rumore di fondo. In linea di massima è conveniente interporre fra il carico equivalente e lo strumento di misura all'uscita un filtro accordato su 400 Hz.

PROVA DI BLOCCAGGIO

(procedimento di misura con segnale perturbatore non modulato)

Con il ricevitore sempre predisposto come nel caso precedente, si eseguirà l'accordo alla frequenza desiderata del generatore che fornisce detto segnale, sintonizzando su di essa il ricevitore. Il segnale dovrà essere modulato normalmente. Si applicherà quindi il segnale perturbatore prodotto dal secondo generatore, che non dovrà essere modulato, e si eseguiranno degli spostamenti di frequenza aventi lo stesso ordine precisato nel caso relativo al controllo della transmodulazione.

Per ciascun valore del disaccordo si determinerà il valore della tensione interferente di entrata necessario per ridurre di 3 dB il livello di uscita normale prodotto dal segnale desiderato.

Per ciascun valore della tensione misurato con il suddetto procedimento si calcolerà l'espressione, in decibel, del rapporto V_{ed}/V_{en} che definisce il valore della selettività, in cui V_{ed} è la tensione per un generico disaccordo e V_{en} la tensione normale di accordo. L'espressione scritta rappresenta il livello in decibel al quale trovansi la tensione del segnale perturbatore rispetto a quella normale, assunta come riferimento (livello zero).

La rappresentazione grafica si esprime portando sulle ascisse di un grafico in scala lineare, il disaccordo Δf in kHz, con zero centrale, per esempio con 2 mm per ogni kilohertz, e sulle ordinate, la selettività da 0 a 80 dB con le unità positive verso il basso, con 2 mm ogni decibel.

Il parametro di ogni curva è la frequenza di accordo del ricevitore e nel grafico dovrà essere menzionato il livello del segnale utile.

Nelle figure 9 e 10 sono riportati due esempi di curve relative, per l'appunto, a delle misure sulla transmodulazione e di blocco di un radiorecettore.

La seguente tabella serve invece come esempio per una prova di transmodulazione e di blocco. In essa sono indicati i valori di selettività per un disaccordo ± 9 e ± 10 kHz, per ciascuna frequenza di prova e per vari livelli.

Se il segnale perturbatore è modulato si ha la prova di transmodulazione se non è modulato la prova di blocco.

Selettività con due segnali									
Gamma d'onda e frequenza	Segnale desiderato	Selettività in decibel per Δf							
		+ 9 kHz		- 9 kHz		+ 10 kHz		- 10 kHz	
		sel. max.	sel. min.	sel. max.	sel. min.	sel. max.	sel. min.	sel. max.	sel. min.
	(mV)	dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB
Onde lunghe (f = 200 kHz)								
Onde medie (f = 1000 kHz)	0,5 5								
Onde corte (f = 11,8 kHz)								

BRIMAR

3 mesi di vita controllati in 1 giorno!



Per assicurare lunga durata ad un tubo a raggi catodici è necessaria una perfetta conservazione del vuoto.

Nei cinescopi, il punto più facile di dispersione è il sigillo vetro-metallo del collo.

I campioni dei colli per tubi a raggi catodici BRIMAR, come si vede nella foto, vengono sottoposti al controllo « Argon Leak ». Esso consiste nel creare le condizioni di un bulbo CRT ponendo una capsula di ottone sopra il vetro.

L'aria che si trova all'interno viene aspirata per mezzo di una tubazione, in modo da creare un vuoto maggiore di quello esistente in un normale tubo a raggi catodici.

Il gas Argon viene immesso intorno alla base su cui ogni minima traccia di dispersione è controllata elettronicamente, nel tempo di 10 secondi, da uno spettrometro di massa.

L'impiego del gas Argon è molto importante poichè la sua dimensione molecolare è assai minore di quella dei normali gas che compongono l'aria. Il suo potere di penetrazione, infatti, è 10 volte quello dell'aria.

I campioni di tubi BRIMAR, inoltre, passano per il

controllo « Argon Soak » che consiste nell'immergerli in gas Argon.

Grazie alle proprietà di questo gas, è possibile controllare, in un solo giorno, le condizioni di vuoto di 3 mesi di durata.

Ogni cinescopio BRIMAR e i suoi componenti, prima di venire immessi sul mercato, devono superare 500 controlli di qualità e verifiche prescritte dalla Direzione Tecnica.

affidatevi alla qualità ...

BRIMAR

LA SCRIVANIA DELLO ZIO



IL CUORE E L'ELETTRONICA

Il trapianto del cuore, diciamolo francamente, è un fatto che affascina e sgomenta al tempo stesso.

Più di una coscienza si ribella all'idea che una vita dipenda da una morte. Perciò, più o meno apertamente, tutti aspettano che si perfezionino gli studi per la realizzazione dei cuori di ricambio di plastica, o di chissà quale altra sostanza.

Ma... anche l'idea di avere un cuore artificiale non è precisamente delle più allettanti. Piuttosto di andare all'altro mondo, d'accordo, anche un cuore comperato magari in un futurissimo supermarket sanitario non andrebbe mica male. Non sarebbe dunque preferibile, giacché il cuore lo abbiamo già e costruito da madre natura, cercare di conservarcelo il più a lungo possibile in buona salute?

Si sa che la diagnosi precoce dei malanni è il mezzo più sicuro per arrestarli, secondo il vecchio e intramontabile principio per cui vale meglio prevenire che reprimere.

L'elettronica interviene proprio a questo punto. Il buon funzionamento cardiaco dipende dall'attività bioelettrica che, se regolare, consente le contrazioni e il rilassamento armonici del miocardio, dal che dipende, a sua volta, la nostra salute.

Ora, i potenziali elettrici provenienti dal cuore si espandono fino alla superficie toracica e tornano poi nella direzione del cuore. Tali affioramenti non sono casuali, ma connessi al tipo di fenomeni elettrici che si manifestano nel cuore. Perciò la « lettura » dei fenomeni di superficie offre un quadro perfetto dello stato cardiaco, quale non si poté mai avere col tradizionale elettrocardiogramma. Poichè i segnali in superficie toracica sono assai deboli, le apparecchiature elettroniche intervengono ad amplificarli e a renderli visibili su oscilloscopi. Scompaiono quindi i casi dubbi e vengono scoperte con enorme anticipo e sicurezza tutte le possibili alterazioni.

Con la qual cosa, fra gli innumerevoli meriti, l'elettronica si sta assumendo quello di consentirci di rimanere integralmente ciò che siamo. Il che rappresenta il miglior modo di essere.

I RUMORI

Visto che abbiamo incominciato con la nostra salute, proseguiamo con un argomento di attualità che la riguarda molto da vicino: i rumori.

Se un uomo dell'antichità, mettiamo un etrusco o, ancor meglio, un abitante delle isole visitate da Ulisse, tornasse improvvisamente vivo, non dico che rimorirebbe su-

bito, ma prima di adattarsi alla nostra rumorosità soffrirebbe a lungo in maniera non molto diversa dal mal di mare.

E se non trovassimo dei rimedi, ora sto parlando di noi, ma i rumori aumentassero, rischieremmo di arrivare al limite massimo di tollerabilità oltre il quale il rumore provoca la morte. Come prospettiva non c'è male.

Fortunatamente, è ancora l'elettronica che ci viene in aiuto. Per ora, tuttavia, l'elettronica serve solo alle rilevazioni con assoluta sicurezza e all'esame spettroscopico dei rumori. Cioè ad analizzare per mezzo delle numerose frequenze, la potenza del rumore al quale siamo sottoposti. Siamo lontani dal pericolo mortale, e le apparecchiature serviranno a metterci in allarme quando ci dovessimo avvicinare. Allora non servirà l'elettronica ma il buon senso comune. Il quale, bisogna riconoscerlo, non manca di tornare a galla quando i pericoli sono seri. Malgrado tutto, se ci fate caso, il buon senso non tramonta mai. Si direbbe che ci lascia divertire a fare i matti, poi si presenta lui, quando crediamo che sia stato perso, e rimette le cose a posto.

L'EFFETTO TERMOIONICO

Non intendo certo spiegare che cosa sia l'effetto termoionico, perchè i lettori di questa rivista sono in grado di spiegarlo a me.

Desidero solo ricordare che il fenomeno viene chiamato anche « Effetto Edison » perchè fu Edison il primo che se ne occupò, tanto è vero che fu oggetto di uno dei suoi mille e più brevetti. Non lo approfondì perchè, quantunque genio, Edison era pur sempre un uomo limitato nel tempo e nello spazio e non poteva fare materialmente tutto ciò che passava per la sua mente elevatissima.

Forse la cosa di cui Edison si occupò maggiormente fu la lampadina elettrica. Uno meno tenace di lui avrebbe perso il coraggio di fronte alle prime lampadine i cui filamenti duravano pochi minuti. Ma Edison continuò a fare prove su prove per ben sei anni, dal 1877 al 1883, sostituendo ai fili di carbone quelli di platino, e poi di innumerevoli altri metalli e di fibre. Ma, risolto un problema, se ne presentò subito un altro. L'interno delle lampadine si anneriva, perchè il filamento, fosse di carbone o di metallo, « sputava » delle particelle che si appiccicavano al vetro.

Io, sinceramente, avrei dato un calcione a baracca e burattini mandando a patrasso le lampadine e chi ci voleva ancor pensare. Ma io non sono come Edison, anzi, sono esattamente all'opposto quanto a costanza.

Nulla appassionava di più Edison della ricerca delle cause di un fenomeno e — è proprio il caso di dirlo — nelle lampadine volle vederci « chiaro ».

In quell'epoca non c'era la corrente alternata, e le lampadine in laboratorio venivano alimentate da accumulatori. Edison collocò una piastra di metallo in prossimità del filamento e la collegò ora col polo positivo ora col negativo, per osservare che cosa succedeva.

Succedeva che, nella connessione col polo positivo, la corrente passava malgrado l'interruzione operata nel circuito dal vuoto della lampadina.

E qui non ho più nulla da dire perchè siamo giunti esattamente al punto in cui i miei lettori non hanno bisogno di spiegazioni, avendo già ravvisato il principio fondamentale del diodo e di tutta l'elettronica.

Aggiungerò solo che l'annerimento osservato da Edison era dovuto a corpuscoli del filamento riscaldato che gli elettroni in fuga portavano con sè.

Come ho detto sopra, Edison non ebbe tempo di passare alla pratica applicazione della sua scoperta, e forse i tempi non erano maturi, ma ne intuì l'enorme portata e brevettò il suo dispositivo.

Zio Ruben

**EQUIVALENZE
SEMICONDUKTORI**

Per soddisfare
le richieste
di numerosi lettori,
proseguiamo
la pubblicazione
di alcune equivalenze
di semiconduttori
e cinescopi.
La loro classificazione
è stata fatta
in ordine numerico.

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
003 H 03	OC 72	1 N 63 S	OA 95
012 H 01	AF 127	1 N 64	OA 79
0100	OA 202	1 N 64 A	OA 79
0101	OA 202	1 N 65	OA 85
0111	OA 202	1 N 65 A	OA 85
1 G 27	OA 95	1 N 65 S	OA 91
1 G 95	AA 119	1 N 66	OA 85
1 HY 100	BY 100	1 N 66 A	OA 85
1 N 23 WE	AA Y 40	1 N 67	OA 95
1 N 27	OA 85	1 N 67 A	OA 95
1 N 30	OA 85	1 N 67 P	OA 81
1 N 32 A	OA 85	1 N 68	OA 85
1 N 34	OA 85	1 N 68 A	OA 95
1 N 34 A	AA 119	1 N 69	OA 85
1 N 34 AS	OA 95	1 N 69 A	OA 95
1 N 35	AA 119	1 N 70	OA 85
1 N 36	AA 119	1 N 70 A	OA 95
1 N 38	OA 85	1 N 71	OA 85
1 N 38 AB	OA 85	1 N 75	OA 85
1 N 38 BS	OA 95	1 N 75 A	OA 85
1 N 40	OA 79	1 N 77 A	OAP 12
1 N 43	OA 85	1 N 81	OA 85
1 N 44	OA 85	1 N 81 A	OA 95
1 N 45	OA 85	1 N 84	OA 81
1 N 46	OA 85	1 N 86	OA 81
1 N 47	OA 85	1 N 87	OA 70
1 N 48	OA 85	1 N 87 A	OA 90
1 N 48 A	OA 81	1 N 88	OA 81
1 N 49	OA 81	1 N 89	OA 85/95
1 N 50	OA 85	1 N 90	OA 95
1 N 51	OA 85	1 N 91	OA 202
1 N 51 A	OA 85	1 N 92	BY 100
1 N 52	OA 85	1 N 95	OA 85/95
1 N 52 A	OA 85	1 N 96	OA 95
1 N 54	OA 85	1 N 97	OA 95
1 N 54 A	OA 85	1 N 98	OA 95
1 N 54 AS	OA 95	1 N 99	OA 95/85
1 N 56	OA 85	1 N 100	OA 95
1 N 56 A	OA 85	1 N 105	OA 70
1 N 57	OA 85	1 N 111	OA 85
1 N 57 A	OA 81	1 N 112	OA 85
1 N 58	OA 85	1 N 113	OA 81
1 N 58 A	OA 85	1 N 114	OA 81
1 N 58 AS	OA 95	1 N 115	OA 81
1 N 60	OA 70	1 N 116	OA 85/95
1 N 60 A	OA 85	1 N 116 A	OA 85/95
1 N 61	OA 85	1 N 117	OA 85/95
1 N 62	OA 85	1 N 117 A	OA 85
1 N 63	OA 85	1 N 118	OA 95
1 N 63 A	OA 85	1 N 118 A	OA 85

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
1 N 119	OA 86 C	1 N 266	OA 85	1 N 458	OA 202
1 N 120	OA 86 C	1 N 267	OA 79	1 N 459	OA 202
1 N 126	OA 95	1 N 270	OA 5	1 N 461	OA 200
1 N 126 A	OA 95	1 N 276	OA 5	1 N 462	OA 200
1 N 127	OA 95	1 N 277	AAZ 15	1 N 463	OA 202
1 N 127 A	AAZ 15	1 N 279	OA 5	1 N 464 A	OA 202
1 N 128	OA 95	1 N 281	OA 5	1 N 468	BZY 88-C4V7
1 N 128 A	OA 81/91	1 N 283	OA 5	1 N 470	BZY 88-C6V8
1 N 132	AA 119	1 N 290	OA 85	1 N 476	OA 81
1 N 135	OA 85	1 N 292	AAZ 17	1 N 477	OA 81
1 N 137 A	OA 200	1 N 294	OA 95	↑ N 478	OA 85
1 N 137 B	OA 200	1 N 294 A	OA 81	1 N 479	OA 85
1 N 138 A	OA 200	1 N 295	AA 119	1 N 480	OA 86
1 N 138 B	OA 200	1 N 295 A	AA 119	1 N 482	OA 200
1 N 141	OA 95	1 N 297	OA 95	1 N 483	OA 202
1 N 142	OA 81/85	1 N 298	OA 95	1 N 484	BAY 32
1 N 153	BY 100	1 N 300 A	OA 200	1 N 485 B	BYX 10
1 N 175	OA 81/85	1 N 301	BA 100	1 N 486/A	BA 148
1 N 191	OA 86	1 N 301 A	BA 100	1 N 487/A	BA 148
1 N 192	OA 86	1 N 301 B	BA 100	1 N 488/A	BA 148
1 N 194 A	BA 100	1 N 303	OA 202	1 N 490	OA 87
1 N 198	OA 95	1 N 319	AA 119	1 N 527	AA 119
1 N 198 A	OA 81	1 N 332	BY 100	1 N 536	BYX 36-100
1 N 200	OA 200	1 N 338	BY 100	1 N 537	BYX 36-200
1 N 201	OA 200	1 N 341	BY 100	1 N 538	BYX 36-200
1 N 202	OA 200	1 N 342	BY 100	1 N 539	BY 126
1 N 203	OA 200	1 N 343	BY 100	1 N 540	BY 126
1 N 204	OA 200	1 N 344	BY 100	1 N 541	AA 119
1 N 205	OA 200	1 N 345	BY 100	1 N 542	OA 79
1 N 206	OA 200	1 N 346	BY 100	1 N 547	BYX 10
1 N 208	OA 200	1 N 347	BY 100	1 N 562	BY 100
1 N 209	OA 200	1 N 348	BY 100	1 N 570	BY 100
1 N 210	OA 200	1 N 349	BY 100	1 N 573	BY100-BY114
1 N 211	BA 100	1 N 350	BA 100	1 N 597	BYX 10
1 N 215	OA 202	1 N 355	OA 81	1 N 599 A	BY 100
1 N 216	OA 202	1 N 380	OA 200	1 N 600 A	BY 100
1 N 225	BZY 88-C9V1	1 N 429	BZY 88-C6V2	1 N 602 A	BY 100
1 N 248 A	BYZ 14	1 N 432	OA 200	1 N 603 A	BY 100
1 N 248 B	BYZ 14	1 N 433	OA 202	1 N 604 A	BY 100
1 N 249 A	BYZ 14	1 N 434	OA 202	1 N 605 A	BY 100
1 N 249 B	BYZ 14	1 N 441	BY 114	1 N 606 A	BY 100
1 N 250 A	BYZ 14	1 N 442	BY 114	1 N 615	OA 70
1 N 250 B	BYZ 14	1 N 443	BY 114	1 N 616	OA 73
1 N 251	OA 200	1 N 444	BY 114	1 N 617	OA 91
1 N 252	OA 200	1 N 445	BY 114	1 N 618	OA 95
1 N 253	BY 114	1 N 448	OA 95	1 N 645	BA 148
1 N 254	BY 100	1 N 456	OA 200	1 N 646	BY 126
1 N 255	BY 100	1 N 456 A	OA 200	1 N 647	BY 126
1 N 256	BY 100	1 N 457	OA 202	1 N 648	BYX 36-400
1 N 265	OA 85	1 N 457 M	BA 100	1 N 649	BYX 36-400

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
1 N 659	BAY 38	1 N 1096	BYX10-BY127	1 N 2616	BY 127
1 N 660	OA 202	1 N 1103	BY 100	1 N 2617	BY 127
1 N 676	BYX 36-100	1 N 1115	BYZ 13	1 N 2935	BZY 93-C 22
1 N 678	BYX 36-200	1 N 1116	BYZ 13	1 N 3016	BZZ 16
1 N 683	BYX 36-400	1 N 1117	BYZ 12	1 N 3020	BZZ 20
1 N 687	BY 126	1 N 1118	BYZ 12	1 N 3022	BZZ 22
1 N 695	OA 5	1 N 1119	BYZ 11	1 N 3027 A	BZZ 27
1 N 696	BAY 38	1 N 1120	BYZ 11	1 N 3028	BZZ 28
1 N 698	OA 47	1 N 1169	BY 100	1 N 3063	BAY 38
1 N 706	BZY 65	1 N 1191 A	BYZ 14	1 N 3064	BAY 38
1 N 707	BZY 66	1 N 1192 A	BYZ 14	1 N 3065	BAX 13
1 N 709	BZY 58	1 N 1193 A	BYZ 14	1 N 3067	BAX 13
1 N 710	BZY 59	1 N 1194 A	BYZ 14	1 N 3068	BAX 13
1 N 711	BZY 60	1 N 1195 A	BYX 13-600	1 N 3069	BAY 38
1 N 712	BZY 62	1 N 1196 A	BYX 13-800	1 N 3121	AAZ 17
1 N 713	BZY 63	1 N 1197 A	BYX 13-1000	1 N 3122	AAZ 18
1 N 751	BZY 56	1 N 1198 A	BYX 13-1200	1 N 3182	BA 102
1 N 752	BZY 64	1 N 1259	BY 100	1 N 3189	BY 126
1 N 753	BZZ 10	1 N 1342	BYZ 13	1 N 3190	BY 126
1 N 754	BZZ 11	1 N 1348	BYZ 11	1 N 3191	BY 126
1 N 755	BZZ 12	1 N 1486	BY 100	1 N 3193	BY 100
1 N 756	BZZ 13	1 N 1520	BZZ 14	1 N 3194	BY 100
1 N 757	BZY 68	1 N 1581	BYZ 13	1 N 3195	BY 100
1 N 758	BZY 88-C 10	1 N 1582	BYZ 13	1 N 3196	BY 100
1 N 761	BZY88-C4V7	1 N 1583	BYZ 13	1 N 3293	BYX 14-1200
1 N 762	BZY88-C5V1	1 N 1584	BYZ 12	1 N 3483	AAZ 13
1 N 763	BZY88-C7V5	1 N 1584	BYZ 12	1 N 3484	AAZ 15
1 N 765	BZY88-C9V1	1 N 1585	BYZ 12	1 N 3600	BAX 78
1 N 766	BZY 69	1 N 1586	BYZ 11	1 N 3604	1 N 3604
1 N 821	BZY 88-C6V2	1 N 1587	BYZ 11	1 N 3604	BY 114
1 N 821	BZY 88-C6V2	1 N 1612	BYZ 13	1 N 3640	BY 114
1 N 823	BZY 88-C6V2	1 N 1613	BYZ 13	1 N 3938	BY 126
1 N 827	BZY 88-C6V2	1 N 1614	BYZ 13	1 N 3939	BY 126
1 N 847	BY 114	1 N 1615	BYZ 12	1 N 3940	BY 126
1 N 914	1 N 914	1 N 1692	BYX 36-100	1 N 4009	1 N 4009
1 N 914 A	1 N 914 A	1 N 1693	BYX 36-200	1 N 4148	1 N 914
1 N 914 B	1 N 914 B	1 N 1694	BYX 36-400	1 N 4152	BAX 13
1 N 915	BAY 38	1 N 1694	BYX 36-400	1 N 4154	BAX 13
1 N 916/A	BAY 38	1 N 1695	BYX 36-400	1 N 4250	BY 100
1 N 917	BAX 13	1 N 1696	BY 126	1 N 4446	1 N 914 A
1 N 941	BZY 88-C 12	1 N 1697	BYX10-BY127	1 N 4448	1 N 914 B
1 N 941	BZY 88-C 12	1 N 1763	BY 114		
1 N 942	BZY 88-C 12	1 N 2069/A	BY 114	1 NU 40	AC 125
1 N 957	BZY 88-C6V8	1 N 2070/A	BY 114	1 NU 70	AC 125
1 N 961 A/B	BZY 88-C 10	1 N 2071/A	BY 100	1 S 47	BY 100
1 N 962	BZY 88-C 12	1 N 2609	BYX 36-100	1 S 74	OA 81
1 N 963	BZY 88-C 12	1 N 2610	BYX 36-100	1 S 75	OA 86
1 N 966 A/B	BZY 94-C 16	1 N 2611	BYX 36-200	1 S 80	OA 90
1 N 1052	BYZ 13	1 N 2612	BYX 36-200	1 S 83	AAZ 15
1 N 1084	BY 114	1 N 2613	BY 126	1 S 90	BY 100
1 N 1092	BYZ 12	1 N 2614	BY 126	1 S 91	BY 100
1 N 1095	BYX10-BY127	1 N 2615	BY 126	1 S 92	BY 100

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
1 S 93	BY 100	2 N 45	AC 132	2 N 111	ASY 26
1 S 94	BY 100	2 N 46	OC 58	2 N 111 A	ASY 26
1 S 95	BY 100	2 N 47	OC 58	2 N 112	ASY 26
1 S 96	BY 100	2 N 48	OC 58	2 N 112 A	ASY 26
1 S 97	BY 100	2 N 49	OC 58	2 N 113	2 N 1307
1 S 107	BY 100	2 N 51	AC 128	2 N 114	2 N 1309
1 S 117	BY 100	2 N 54	AC 132	2 N 115	AD 149
1 S 119	BY 100	2 N 55	AC 132	2 N 117	AF 127
1 S 315	BY 100	2 N 56	AC 132	2 N 123	AF 127
1 S 557	BY 100	2 N 59	AC 128	2 N 123/5	OC 65-OC 66
1 S 1695	BY 100	2 N 59 A	AC 128	2 N 124	OC 139-ASY 73
1 S 7051 B	BZY 88-C5V1	2 N 59 C	2 N 1926	2 N 125	OC 140-ASY 74
1 T 22	OA 81	2 N 60	AC 128	2 N 126	OC 140-ASY 74
1 T 23	OA 81	2 N 60 A	AC 128	2 N 128	AF 115
1 T 508	BY 100	2 N 60 C	2 N 1926	2 N 129	AF 115
1 T 2013	BY 100	2 N 61 A	2 N 1924	2 N 130	AC 125
1 T 2015	BY 100	2 N 61 B	2 N 1924	2 N 130 A	AC 125
2 G 101	AF 139	2 N 61 C	2 N 1924	2 N 131	AC 125
2 G 102	AF 139	2 N 62	AC 132	2 N 131 A	AC 125
2 G 108	AC 126	2 N 63	AC 132	2 N 132	AC 128
2 G 109	AC 126	2 N 64	AC 132	2 N 132 A	AC 128
2 G 240	AU 103	2 N 65	AC 128	2 N 133	AC 128
2 G 270	AC 132	2 N 66	AD 139	2 N 133 A	AC 128
2 G 271	AC 132	2 N 68	AD 139	2 N 135	AF 127
2 G 302	AF 126	2 N 76	AC 125	2 N 136	AF 127
2 G 319	AC 128	2 N 77	AC 126	2 N 137	AF 126
2 G 320	AC 128	2 N 78	OC 140-ASY 74	2 N 138	AC 132
2 G 381	AC 128	2 N 79	AC 125	2 N 138 A	AC 132
2 G 382	AC 128	2 N 80	AC 125	2 N 138 B	AC 132
2 G 526	ASY 80	2 N 85	AC 132	2 N 139	AF 127
2 G 577	2 N 1926	2 N 86	AC 132	2 N 140	AF 126
2 G 1024	2 N 1926	2 N 87	AC 132	2 N 141	AC 132
2 G 1025	2 N 1926	2 N 88	OC 58	2 N 143	AC 132
2 G 1026	2 N 1926	2 N 89	OC 58	2 N 145	OC 139-ASY 73
2 N 27	AC 125	2 N 90	OC 58	2 N 146	OC 139/140
2 N 28	AC 125	2 N 93	AC 125		ASY 73-ASY 74
2 N 34	AC 132	2 N 94	OC 140-ASY 74	2 N 147	OC 140-ASY 74
2 N 34 A	AC 132	2 N 94 A	OC 140-ASY 74	2 N 148	AF 127
2 N 35	ASY 75	2 N 96	AC 125	2 N 155	AD 140-AD 149
2 N 36	AC 132	2 N 98	OC 139-ASY 73	2 N 156	AD 140-AD 149
2 N 37	AC 132	2 N 98 A	OC 139-ASY 73	2 N 158	AD 140-AD 149
2 N 38	AC 125	2 N 99	OC 139-ASY 73	2 N 160	2 N 337
2 N 38 A	AC 132	2 N 100	OC 141-ASY 75	2 N 160 A	2 N 337
2 N 39	AC 125	2 N 104	AC 125	2 N 161	2 N 337
2 N 40	AC 125	2 N 105	AC 125	2 N 161 A	2 N 337
2 N 41	OC 58	2 N 106	AC 125	2 N 163	2 N 337
2 N 43	2 N 526	2 N 107	AC 125	2 N 163 A	2 N 337
2 N 43 A	2 N 526	2 N 108	AC 128	2 N 165	OC 139-ASY 73
2 N 44	ASY 77	2 N 109	AC 132	2 N 166	OC 140-ASY 74
2 N 44 A	AC 128	2 N 110	AC 125	2 N 167	OC 140-ASY 74

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
2 N 168	OC 139-ASY 73	2 N 217	AC 132	2 N 262	AC 132
2 N 168 A	OC 140-ASY 74	2 N 218	AF 127	2 N 262 A	AC 132
2 N 169	OC 139-ASY 73	2 N 219	AF 126	2 N 265	AC 128
2 N 169 A	OC 139-ASY 73	2 N 220	AC 107	2 N 266	AC 132
2 N 170	OC 140-ASY 74	2 N 222	AC 126	2 N 267	AF115-AF125
2 N 172	OC 140-ASY 74	2 N 223	AC 128	2 N 268	ASZ 15
2 N 173	ADZ 11	2 N 224	AC 128	2 N 268 A	ASZ 15
2 N 174	2 N 174	2 N 225	2-AC 128	2 N 269	ASY 26
2 N 174 A	2 N 174 A	2 N 226	AC 128	2 N 270	AC 128
2 N 175	AC 126	2 N 227	2-AC 128	2 N 271	2 N 1307
2 N 176	AD 149	2 N 228	OC 141-ASY 75	2 N 271 A	2 N 1307
2 N 180	AC 132	2 N 229	OC 140-ASY 74	2 N 272	AC 128
2 N 181	AC 132	2 N 230	AD 140	2 N 273	AC 132
2 N 182	OC 139/140 ASY 73-ASY 74	2 N 231	AF116-AF126	2 N 274	AF 116
2 N 183	OC 140-ASY 74	2 N 232	AF116-AF126	2 N 277	2 N 277
2 N 184	ASY 75	2 N 233	OC 139-ASY 73	2 N 278	ADZ 12
2 N 185	AC 132	2 N 233 A	OC 139-ASY 73	2 N 279	AC 132
2 N 186	AC 132	2 N 234	AD 140	2 N 280	AC 125
2 N 186 A	AC 128	2 N 234 A	AD 140	2 N 281	AC 132
2 N 187	AC 128	2 N 235	AD 140	2 N 282	2-AC 132
2 N 187 A	AC 128	2 N 235 A	AD 140	2 N 283	AC 125
2 N 188	AC 128	2 N 236	AD 140	2 N 284	ASY 76
2 N 188 A	AC 128	2 N 236 A	AD 140	2 N 284 A	ASY 80
2 N 189	AC 128	2 N 236 B	AD 140	2 N 285 A	AD 149
2 N 190	AC 128	2 N 238	AC 132	2 N 285 B	AD 149
2 N 191	AC 128	2 N 239	AC 128	2 N 291	AC 128
2 N 192	AC 128	2 N 240	AC 125	2 N 292	OC 139-ASY 73
2 N 193	OC 139-ASY 73	2 N 241	AC 128	2 N 293	OC 139-ASY 73
2 N 194	OC 139 ASY 73	2 N 241 A	AC 128	2 N 296	ASZ 15
2 N 194 A	OC 139-ASY 73	2 N 242	ASZ 16	2 N 297	ASZ 15
2 N 195	AC 132	2 N 243	BFY 10	2 N 297 A	ASZ 15
2 N 196	AC 132	2 N 244	BFY 10	2 N 300	AF114-AF124
2 N 197	AC 132	2 N 247	AF 115	2 N 301	ASZ 17
2 N 198	AC 132	2 N 248	AF 115	2 N 301 A	ASZ 18
2 N 199	AC 132	2 N 249	AC 128	2 N 302	OC 47-ASY 27
2 N 200	AC 125	2 N 250	AD 149	2 N 303	OC 47-ASY 27
2 N 204	AC 125	2 N 250 A	AD 149	2 N 306	AC 127
2 N 205	AC 125	2 N 251	ASZ 15	2 N 307	ASZ 16
2 N 206	AC 125	2 N 251 A	AD 149	2 N 307 A	ASZ 16
2 N 207	AC 125	2 N 252	AF 117	2 N 308	AF 117
2 N 207 A	AC 125	2 N 253	OC 139-ASY 73	2 N 309	AF 117
2 N 207 B	AC 125	2 N 254	OC 139-ASY 73	2 N 310	AF 117
2 N 211	ASY 73	2 N 255	AD 149	2 N 311	OC 47-ASY 27
2 N 212	ASY 73	2 N 256	AD 149	2 N 312	OC 140-ASY 74
2 N 213	AC 127	2 N 257	AD 149	2 N 315	ASY 27
2 N 213 A	AC 127	2 N 258	AD 140	2 N 316	2 N 1307
2 N 214	AC 127	2 N 260	AC 132	2 N 317	2 N 1309
2 N 215	AC 126	2 N 260 A	AC 132	2 N 318	AF 115
2 N 216	OC 139-ASY 73	2 N 261	ASY 77-ASY 77	2 N 319	AC 132
				2 N 320	AC 132

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
2 N 321	AC 132	2 N 367	AC 128	2 N 410	AF117-AF127
2 N 322	2 N 396 A	2 N 368	AC 132	2 N 411	AF116-AF126
2 N 323	2 N 396 A	2 N 369	AC 128	2 N 412	AF126-AF116
2 N 324	AC 132	2 N 370	AF 115	2 N 413	ASY 26
2 N 325	AD 140	2 N 370/33	AF 115	2 N 413 A	ASY 26
2 N 326	AD 161	2 N 371	AF115-AF125	2 N 414	ASY 27
2 N 327	BCY 30	2 N 371/33	AF 115	2 N 414 A	ASY 27
2 N 327 A	BCY 30	2 N 372	AF 115	2 N 414 B	2 N 397
2 N 328	BCY 31	2 N 372/33	AF 115	2 N 414 C	2 N 397
2 N 328 A	BCY 31	2 N 373	AF 127	2 N 415	AF 126
2 N 329	BCY 32	2 N 374	AF 115	2 N 415 A	AF 127
2 N 329 A	BCY 32	2 N 375	AC 128	2 N 416	2 N 397
2 N 330	AC 128	2 N 376	AD 140	2 N 417	2 N 397
2 N 331	AC 128	2 N 377	OC 140-ASY 74	2 N 419	AD 140
2 N 332	BFY 10	2 N 377 A	ASY 74	2 N 422	AC 125
2 N 332 A	BFY 10	2 N 378	ASZ 15	2 N 424	BDY 11
2 N 333	BFY 10	2 N 379	ASZ 17	2 N 425	2 N 1305
2 N 333 A	BFY 10	2 N 380	AC 128	2 N 426	2 N 1305
2 N 334	BFY 10	2 N 381	AC 128	2 N 427	2 N 1307
2 N 334 A	BFY 10	2 N 382	AC 128	2 N 428	2 N 1309
2 N 335	BFY 11	2 N 383	AC 128	2 N 435	AF 126
2 N 335 A	BFY 11	2 N 384	AF114-AF124	2 N 439	ASY 74
2 N 335 B	BFY 11	2 N 385	ASY 75	2 N 441	2 N 441
2 N 336	BFY 11	2 N 385 A	ASY 75	2 N 442	ADZ 12
2 N 336 A	BFY 11	2 N 386	ASZ 15	2 N 443	2 N 174
2 N 337	2 N 337	2 N 387	ASZ 16	2 N 444	ASY 73
2 N 337 A	BFY 11	2 N 388	2 N 388	2 N 446	AC 125
2 N 338	2 N 338	2 N 388 A	ASY 75	2 N 456 A/B	ASZ 16
2 N 338 A	BFY 11	2 N 389	BDY 10	2 N 457 A/B	ASZ 18
2 N 344	AF114-AF124	2 N 389 A	BDY 10	2 N 458 A/B	ASZ 18
2 N 345	AF114-AF124	2 N 391	AC 128	2 N 460	2 N 525
2 N 346	AFZ 12	2 N 392	AC 128	2 N 461	2 N 526
2 N 350	AD 149	2 N 394	ASY 27	2 N 462	AC 132
2 N 350 A	AD 149	2 N 394 A	ASY 27	2 N 463	AD 140
2 N 351	AD 149	2 N 395	ASY 26	2 N 464	AC 125
2 N 351 A	AD 149	2 N 396	2 N 396	2 N 465	AC 125
2 N 352	AD 140	2 N 396 A	2 N 396 A	2 N 466	AC 126
2 N 353	AD 140	2 N 397	2 N 397	2 N 467	AC 126
2 N 354	BCZ 11	2 N 399	AD 140	2 N 468	OC 58
2 N 356	OC 139-ASY 73	2 N 400	AD 140	2 N 481	AF 126
2 N 357	ASY 74	2 N 401	AD 140	2 N 482	AF 127
2 N 358	ASY 75	2 N 402	AC 132	2 N 483	AF 127
2 N 359	AC 132	2 N 403	AC 128	2 N 484	AF 127
2 N 360	AC 132	2 N 404	2 N 404	2 N 485	AF 126
2 N 361	AC 132	2 N 404 A	2 N 404	2 N 486	AF 126
2 N 362	AC 125	2 N 405	AC 128	2 N 491	BCZ 11
2 N 363	AC 125	2 N 406	AC 128	2 N 492	BCZ 11
2 N 364	AC 127	2 N 407	AC 132	2 N 495	BCZ 11
2 N 365	AC 127	2 N 408	AC 128	2 N 496	BCZ 11
2 N 366	AC 127	2 N 409	AF117-AF127	2 N 497	2 N 497

NOVITÀ PER I LETTORI

**SELEZIONE
RADIO - TV** *di tecnica*

- **Dall'1 gennaio 1970**
la rivista sarà distribuita solo
in abbonamento.
- Per continuare un colloquio costruttivo
con noi si abboni subito, perché
non troverà più la nostra rivista in edicola.
- Se « Selezione di Tecnica Radio-TV »
La interessa e se desidera
riceverla ogni mese mandi oggi stesso
la quota di abbonamento.
- **Selezione di Tecnica Radio-TV**
nata nel 1957 è la rivista specializzata
che tira un maggior numero di copie.
- **Selezione di Tecnica Radio-TV**
è la rivista che tratta: di elettronica,
di radio, di televisione, di registrazione,
di alta fedeltà e stereofonia.
- **Selezione di Tecnica Radio-TV**
è sempre al corrente sull'andamento
di mercato e sui problemi che appartengono
al mondo dell'elettronica.
- **Selezione di Tecnica Radio-TV**
periodicamente includerà tagliandi per
il ritiro di saggio di materiali elettronici.

**SELEZIONE
RADIO - TV** *di tecnica*

SOMMARIO INSERZIONI

	pagina
ACUSTICA VACCA	1333
ATES	1345
BRIMAR	1373-1349
BRITISCH	1262
B. & O.	1341
CASSINELLI	1369
CHINAGLIA	1226
DUCATI	1280
ERSA 4° di copertina	1384
FACON	1228
FIVRE 3° di copertina	1383
FRACARRO	1257
G.B.C. BOLOGNA	1236
G.B.C. TORINO	1278-1279
HIGH-KIT	1365
HITACHI	1354
ICE	1222-1223
I.R.	1295
LESA	1284
MALLORY	1313
MICRON	1319
PHILIPS	1235-1247-1329
PRESTEL	1269
R.C.F.	1261
SICTE	1277
UNAOHM	1339

TARIFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos	135
AUSTRALIA	Sh.	12.10
BRASILE	Crs.	1.200
CANADA	\$ Can.	1.20
CILE	Esc.	1.35
EGITTO	Leg.	0/420
ETIOPIA	\$ Et.	2.35
GIAPPONE	Yen.	346.80
ISRAELE	L. I.	3.30
LIBIA	L. Lib.	0/345
PARAGUAY	Guar.	120
PERU'	Sol.	42.85
SUD-AFRICA	R.	0.80
TURCHIA	L. T.	8.70
URUGUAY	Pesos	10.45
U.S.A.	\$	1.60
VENEZUELA	Bs.	6.60



*linea***S**



VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI PER RADIO E TELEVISIONE

TUBI A RAGGI CATODICI PER TELEVISIONE

POLIODI DI OGNI TIPO E POTENZA PER APPLICAZIONI TRASMITTENTI E INDUSTRIALI

IGNITRONS E THYRATRONS PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI

TUBI AD ONDE PROGRESSIVE E KLYSTRONS

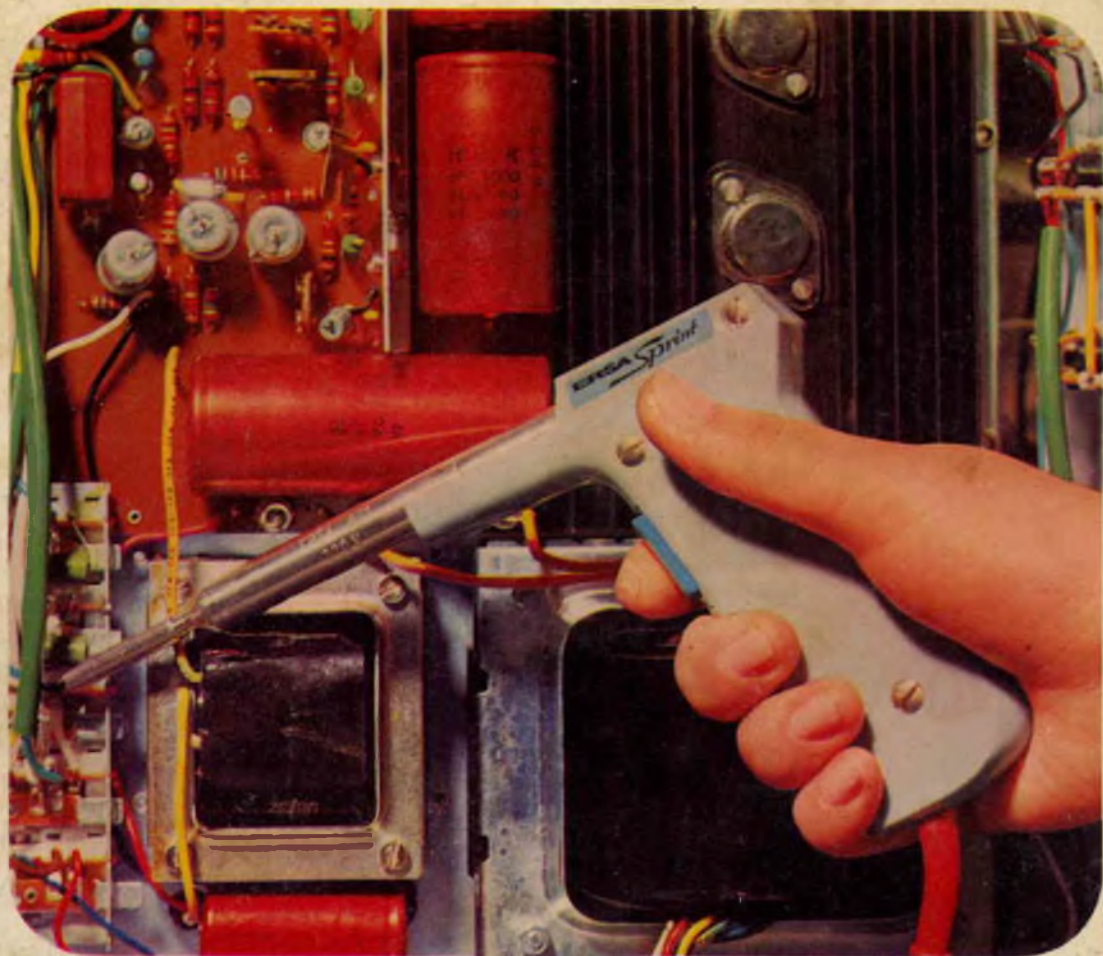
QUARZI PIEZOELETTRICI PER TUTTE LE APPLICAZIONI

COMPONENTI PER TV BIANCO-NERO E COLORE

FIVRE

**FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE
AZIENDA DELLA F.I. MAGNETI MARELLI S.p.A.**

**27100 PAVIA - VIA FABIO FILZI, 1 - TELEFONO 31144/5 - 26791
TELEGRAMMI: CATODO-PAVIA**



IL SALDATORE A PISTOLA

ERSA

“SPRINT”

CARATTERISTICHE:

Impugnatura in materiale plastico
Alimentazione: 220 V - 80 W
Tempo di riscaldamento 10 s
Lunghezza: 210
Peso: 200 g
Punta saldante intercambiabile
Fornito con punta in rame nichelato \varnothing interno 4,5.

Cod. G.B.C. LU/5950/00