

SELEZIONE RADIO - TV

10

LIRE
400

di tecnica



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.	4.15



N. 10 - OTTOBRE 1969

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III/70



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 µA - 500 µA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.

AMP. C.A.: 5 portate: 250 µA - 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 lettura da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).

Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.

CAPACITÀ: 4 portate: 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 Tenaglia 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.

Volt - ohmetro 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. 18 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

antiurto: IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU'

SEMPLICE, PIU' PRECISO!

Speciale circuito elettrico Brevettato

di nostra esclusiva concezione che

unitamente ad un limitatore atatico

permette allo strumento indica-

re ed al raddrizzatore a lui

accoppiato, di poter sopportare

sovraccarichi accidentali od

errori anche mille volte

superiori alla portata scelta!

Strumento antiurto con spec-

ciali sospensioni elastiche.

Scatola base in nuovo ma-

teriale plastico infrangibile.

Circuito elettrico con spec-

ziale dispositivo per la com-

pensazione 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
U
P
E
R
A
B
I
L
E
!

IL PIU' PRECISO!

IL PIU' COMPLETO!

PREZZO

eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

LIRE 10.500 !!

franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna

omaggio del relativo astuccio !!!

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.

Richiedete 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.

DESIDERATE RICEVERE UN OMAGGIO?

ABBONATEVI ALLE NOSTRE RIVISTE PER IL 1970

SISTEMA

A

- « SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV »
Chi si abbona entro il 30/11/69
RICEVE 3 OMAGGI:
I N° speciale di « SPERIMENTARE » di 250 pagg. L. 1.000
II 3 semiconduttori (1 BC/125 - 1 BA/130 - 1 OC/169) * L. 800
III Carta di sconto G.B.C. 1970 L. 5.000

SISTEMA

B

- « SPERIMENTARE »
Chi si abbona entro il 30/11/69
RICEVE 3 OMAGGI:
I N° speciale di « SELEZIONE RADIO-TV » di 300 pagg. L. 1.000
II 3 semiconduttori (1 BC/125 - 1 BA/130 - 1 OC/169) * L. 800
III Carta di sconto G.B.C. 1970
Abbonamento L. 3.500

SISTEMA

C

- « ELETTRONICA OGGI »
Abbonamento L. 10.000
Chi si abbona entro il 30/11/69
usufruirà dello **SCONTO SPECIALE** di 1.500 lire L. 8.500

ABBONAMENTI ACCUMULATIVI 1970

SISTEMA

D

- « SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV » +
« SPERIMENTARE »
Chi si abbona entro il 30/11/69
RICEVE 4 OMAGGI:
I N° speciale di « SPERIMENTARE » di 250 pagg. L. 1.000
II N° speciale di « SELEZIONE RADIO-TV » di 300 pagg. L. 1.000
III 6 semiconduttori (2 BC/125 - 2 BA/130 - 2 OC/169) * L. 1.600
IV Carta di sconto G.B.C. 1970
Abbonamento a « SELEZIONE RADIO-TV » L. 5.000
Abbonamento a « SPERIMENTARE » L. 3.500
- L. 7.900**
~~L. 12.100~~

COGNOME E NOME O RAGIONE SOCIALE											
INDIRIZZO											
CODICE POSTALE				CITTÀ							

PER IL 1970 DESIDERO ABBONARMI A :

elettronica **OGGI**

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

Sperimentare

IMPORTO	N. VERSAMENTO	DATA	SISTEMA

SI PREGA DI SCRIVERE IN STAMPATELLO

lato da tagliare



GLI AMICI DEL GIAGUARO

L'aiuto che viene dal cielo, mitizzato in tutti i tempi dal « deus ex machina » degli antichi fino all'« arrivano i nostri » dei film western, è sempre sceso per sgombrare gli ostacoli dal cammino di chi si propone scopi saggi e buoni.

Recentemente, sull'ala tornante delle barzellette, si è mitizzata l'anti-virtù nella divertente figura dell'amico del giaguaro. Guarda caso, gli amici del giaguaro si sono dati da fare proprio nel campo della TV a colori in Italia. A cavallo magro corrono dietro le mosche.

Visto che è piuttosto complessa la causa del ritardo nell'adozione della TV a colori in Italia, per sintetizzarla daremo ad essa il nome provvisorio di giaguaro. Il quale trova aiuti insperati addirittura provenienti dall'altra sponda, nientemeno che dalla R.E.T.I.A.

Ci spieghiamo. Per la 34ª Mostra della Radio di Milano sono state emesse norme drastiche per limitare ad una sola ora scarsa del mattino e ad un'ora altrettanto scarsa del pomeriggio le trasmissioni sperimentali a colori. Oltre quelle due ore scarse era vietato far funzionare i televisori con segnale a colore.

E bisogna leggere che qualità di sanzioni furono escogitate per i trasgressori:

- 1°) ammonizione e conseguente sospensione dell'energia elettrica per un giorno;
- 2°) in caso di recidività multa di L. 50.000;
- 3°) in caso di recidività per la terza volta chiusura del posteggio fino al termine della rassegna.

In tempi e in luoghi in cui rimangono impuniti coloro che scagliano uova marce contro i propri simili, provvedimenti tanto severi verso chi compie opere pacifiche lasciano perplessi.

Sembra di leggere, nella circolare diffusa dalla R.E.T.I.A. (N° 37 del 28-8-1969 Protocollo N° 695): « Signori espositori, vogliamo mettervi il bastone fra le ruote e ci proviamo gusto. Ovvero siamo gli amici del giaguaro. E la TV a colori in Italia resti pure impastoziata, tanto ci ha fatto l'abitudine ».

Sorprende che proprio la R.E.T.I.A., acrostico di « Radio Elettroacustica Televisione Industrie Associate » assuma un atteggiamento che appare contrario agli interessi dei propri associati. Razionare i tempi di trasmissione sperimentale in una mostra qualificata, nel momento in cui la coscienza della TV a colori è matura nel pubblico, sembra almeno inopportuno.

Si dice: « Non vogliamo che gli espositori usino propri generatori di segnali ».

Perché non si vuole? Se esistono motivi logici, siano detti. Ma concediamo tali motivi senza conoscerli. Resta la faccenda dell'ora scarsa al mattino e alla sera. Due momenti di affollamento e un vuoto completo nelle ore centrali della giornata. Il pubblico delle mostre è fluente, ed un servizio continuato risulterebbe assai più utile tanto agli effetti fieristici quanto agli effetti commerciali.

Sarebbe stato assai più raccomandabile generare un segnale unico per tutti gli espositori e farlo funzionare ad orario intero. Così sarebbe stata aiutata la TV a colori.

Qualcuno aveva suggerito il segnale unico. Si è sentito rispondere ufficialmente, più o meno, che non è lecito mettere il naso nelle decisioni del Comitato Organizzatore.

Un tipo impressionabile, davanti a una simile risposta, potrebbe pensare che presto o tardi si vedranno in giro i carri armati della R.E.T.I.A.

Poi, officiosamente, venne riferito che non si incoraggia troppo la TV a colori per lo scopo di difendere il mercato del bianco e nero.

No comment è ciò che meriterebbe una trovata così spiritosa. In essa riecheggia la voce dei saloni degli anni venti che preconizzarono la fine dei dischi e dei fonografi perchè era apparsa la radio. E se poi riandiamo agli anni novanta del secolo scorso, troviamo nei giornali di quell'epoca delle ingenuie vignette pubblicitarie con questi testi: « La fine di tutti i teatri! Comperate il nuovissimo fonografo a cilindri Lire 39,95 ».

S O M M A R I O

In copertina		Hi-Fi B&O ambientata dal designer: Emanuele Fraserti
Redazionale	1388	Gli amici del giaguaro
Lettere	1391	I lettori ci scrivono
Strumenti e misure di laboratorio	1403	Misura del fattore rumore
Laboratorio fotografico	1409	Temporizzatore ad indicazione numerica - II parte
Elettronica medicale	1421	Dispositivo elettronico per il controllo continuo delle pressioni sistolica e diastolica - II parte
Elettronica industriale	1425	Applicazioni delle cellule fotovoltaiche
	1434	Un amplificatore integrato audio il μ A 716
ABC dell'elettronica	1447	I quadripoli adattatori nelle applicazioni Radio-TV
L'angolo del tecnico TV	1457	Linea di ritardo PAL/SECAM taratura e circuiti di impiego II parte
Televisione a colori	1463	La trasmissione dell'immagine a colori - III parte
Nuovi componenti	1467	Nuova unità per lo spostamento laterale del blu
Caratteristiche dei componenti	1473	Scelta misura e saldatura dei termistori
Nuovi prodotti	1477	Fonovaligia stereo amplificata Maber FV 700
Le comunicazioni	1482	Comunicazioni via satellite
High-Kit	1493	UK 710 - Miscelatore a 4 canali
	1499	UK 705 - Temporizzatore per tergitristallo
Realizzazioni sperimentali	1504	Organo elettronico
	1509	Televisore 12" transistorizzato
	1521	Cercametalli
Note di servizio	1525	Eccitatori cardiaci
Alta fedeltà	1529	Qualità dei bracci dei pick-up, delle testine e loro prove
Schemi	1540	Possibilità ed applicazioni dei semiconduttori
Le comunicazioni	1549	Storia delle comunicazioni a distanza - XII parte
Radio diffusione e TV	1563	La ricezione delle stazioni televisive VHF e UHF
Rubriche	1559	Fatti e commenti
	1574	La scrivania dello zio
	1576	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.

BRIMAR

siate scrupolosi nelle vostre scelte!



Questo è uno dei 500 controlli di qualità che assicurano la perfetta affidabilità dei 625 cannoni elettronici BRIMAR. Ciascuno di questi cannoni, impiegati nei tubi a raggi catodici BRIMAR, presenta 15 saldature attentamente controllate. Le saldature dubbie vengono sottoposte ad ulteriore prova individuale con pinzette a molla.

Oltre a questi controlli, che garantiscono la qualità al 100%, vi sono quelli sistematici e continuati di reparto.

Solamente dopo aver superato esami tanto rigorosi un tubo a raggi catodici BRI-

MAR è pronto per essere immesso sul mercato.

affidatevi alla qualità...

BRIMAR

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. BELLORA G. - Milano Interruttore elettronico con trigger

La figura 1 si riferisce ad un circuito di interruttore elettronico, di tipo universale, per applicazioni industriali in genere, il quale può essere impiegato per il conteggio ed il controllo fotoelettrico. Nello stesso si fa uso di una valvola Philips 5823.

Le principali caratteristiche di questo circuito sono le seguenti:

1) Il doppio interruttore S_1 dà la possibilità di passare da un circuito luce (ed in questo caso il relé scatta quando il fotocatodo è illuminato), ad un circuito oscurità (nel qual caso il relé scatta quando manchi l'illuminazione).

2) Il condensatore C_3 ha lo scopo di introdurre un certo anticipo di fase fra la tensione dell'elettrodo di innesco e la tensione anodica del tubo 5823, assicurando che la durata dell'impulso di corrente che percorre il relé sia la massima possibile.

3) L'uso di un relé avente la resistenza di 15.000Ω consente una elevata sicurezza d'azione.

4) E' stato inserito nel circuito catodico del tubo 5823 un resistore da $1 k\Omega$ per limitare la corrente di punta dell'elettrodo di innesco e che provvede ad ottenere la necessaria differenza di tensione tra le due tensioni di aper-

tura e di chiusura del circuito.

5) La sensibilità dell'apparecchio è regolabile variando la tensione della fotocellula a mezzo del potenziometro R_5 .

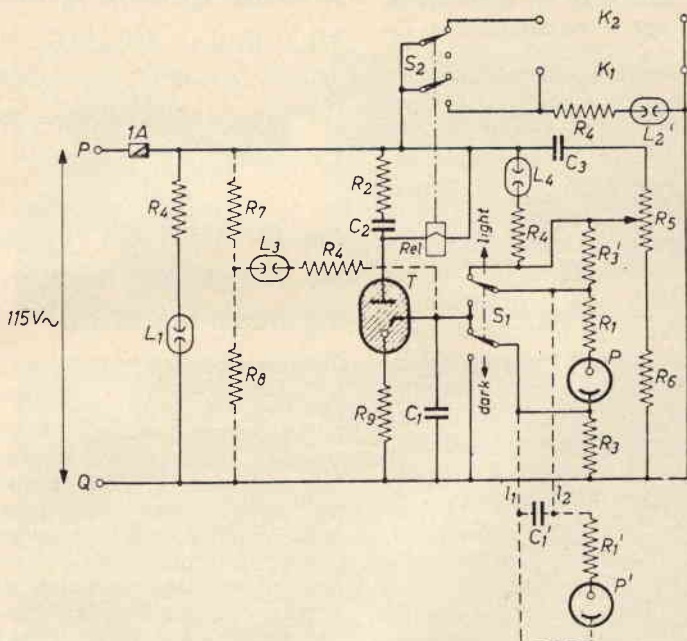


Fig. 1 - Schema di interruttore elettronico universale per applicazioni industriali.

6) Il resistore R_3 di $10\text{ M}\Omega$ ha la funzione di resistenza di fuga per il condensatore C_1 , tale cioè da rendere il tempo di scarica di C_1 , più costante nel circuito luce. Nel circuito oscurità, R_3 costituisce un partitore di tensione con C_1 .

Nel circuito luce, se l'interruttore S_1 occupa la posizione indicata nella figura 1, il funzionamento si basa sull'effetto della rettificazione della fotocellula quando viene illuminata. Il condensatore C_1 viene in tal caso caricato gradualmente dalla corrente che scorre nella fotocellula finché viene raggiunta la tensione d'innescò dell'elettrodo di comando del tubo trigger.

Il funzionamento del circuito oscurità è basato invece su una differente funzione della fotocellula, che in questo caso viene a comportarsi da resistenza di fuga variabile per il condensatore C_1 .

Quando la fotocellula è illuminata, la corrente di scarica che l'attraversa è così elevata che la tensione rimanente ai capi di C_1 è troppo bassa per far innescare il tubo 5823. La differenza tra i due circuiti pertanto consiste nel fatto che il resistore da $10\text{ M}\Omega$ e la fotocellula (con il resistore di protezione R_1) vengono scambiate. Le lampade spia al neon L_1 e L_2 hanno la seguente funzione: L_1 indica quando il circuito di rete è chiuso, mentre L_2 segnala quando il relé è scattato. In quest'ultimo caso c'è tensione alla presa K_1 , mentre quando il relé non è scattato la tensione è presente alla presa K_2 . Il circuito disegnato con tratteggio, è usato nel caso che la fotocellula sia montata ad una certa di-

stanza dall'interruttore elettronico ad esempio, quando si usa l'apparecchio come controllo di illuminazione. In questo caso occorre prevedere un sistema che segnali l'eventuale esistenza di un corto circuito lungo il cavo della fotocellula. Per il circuito luce, cioè per il controllo della illuminazione, ciò viene ottenuto mediante la lampada al neon L_4 e nel caso di circuito oscurità, cioè per il controllo dell'oscurità mediante la lampada al neon L_3 . Se la capacità distribuita C_1 del cavo è elevata nel circuito ad oscurità, occorre compensarla riducendo opportunamente la capacità C_1 .

Valore dei componenti:

$R_1 = 1\text{ M}\Omega$ $1/2\text{ W}$; $R_1' = 10\text{ M}\Omega$ $1/2\text{ W}$; $R_2 = 1\text{ k}\Omega$ $1/2\text{ W}$; $R_3 = 10\text{ M}\Omega$ $1/2\text{ W}$; $R_3' = 10\text{ M}\Omega$ $1/2\text{ W}$; $R_4 = 200\text{ k}\Omega$ $1/2\text{ W}$; $R_5 = 500\text{ k}\Omega$ $1/2\text{ W}$; $R_6 = 1\text{ M}\Omega$ $1/2\text{ W}$; $R_7 = 100\text{ k}\Omega$ $1/2\text{ W}$; $R_8 = 220\text{ k}\Omega$ $1/2\text{ W}$; $R_9 = 1\text{ k}\Omega$ $1/2\text{ W}$; $C_1 = 120\text{ pF}$; $C_1' = 120\text{ pF}$; $C_2 = 6\text{ }\mu\text{F}$; $C_3 = 0,022\text{ }\mu\text{F}$. Tubo = 5823; $P, P' = 90\text{ CV}$; $L_1, L_2, L_3, L_4 = Z8$.

Sig. TRICARICO G - Taranto,

Sig. FERRINI N. - Napoli,

Sig. ROSSI N. - Milano

Programmi e corsi per radioamatori

Per quanto concerne gli argomenti che interessano i futuri radioamatori i quali, come quelli i cui nominativi sono riportati qui sopra, ci chiedono frequentemente dei chiarimenti sui programmi di esame per ottenere la licenza ed i relativi corsi preparatori, precisiamo quanto segue:

a) Sulla rivista SELEZIONE RADIO TV abbiamo pubblica-

to, in due puntate, le norme ministeriali alle quali occorre attenersi qualora si desideri conseguire la licenza di radioamatore e per ottenere l'autorizzazione all'esercizio delle relative stazioni.

b) Sulla rivista SPERIMENTARE, a partire dal n. 4/1969 abbiamo iniziato la pubblicazione della rubrica ELETTRONICA - TUTTO CIO' CHE E' NECESSARIO SAPERE, nella quale sarà trattato tutto il programma di elettrotecnica che un radioamatore ed un radiotecnico debbono conoscere.

c) Nella rivista ELETTRONICA OGGI, è in corso di pubblicazione, in sei puntate, la rubrica RADIOSERVIZI - SULLA ASSEGNAZIONE DELLE FREQUENZE COMPRESSE FRA I 10 kHz ED I 40 GHz, in cui, oltre ad essere specificate le attribuzioni di frequenze ai vari servizi, sono riportate le principali definizioni relative ai sistemi, ai servizi ed alle stazioni radioelettriche. Si tratta di una serie di tabelle che sono indispensabili ai radioamatori.

I numeri arretrati di queste riviste possono essere richiesti alla redazione di SELEZIONE RADIO TV.

Sig. FERRETTI M. - Roma

Ricetrasmittitori per vetture

Esistono in commercio molti tipi di ricetrasmittitori che sono stati realizzati per i collegamenti radio fra mezzi mobili (e naturalmente anche fra mezzi mobili e mezzi fissi, e viceversa). Fra questi possiamo citare, ad esempio, i modelli CTR91, CTR291 e CTR93 della Società Generale di Telefonia, e numerosi altri della ditta Autophon.

E' ovvio che per gestire simili impianti occorra essere in possesso della relativa licenza ministeriale.

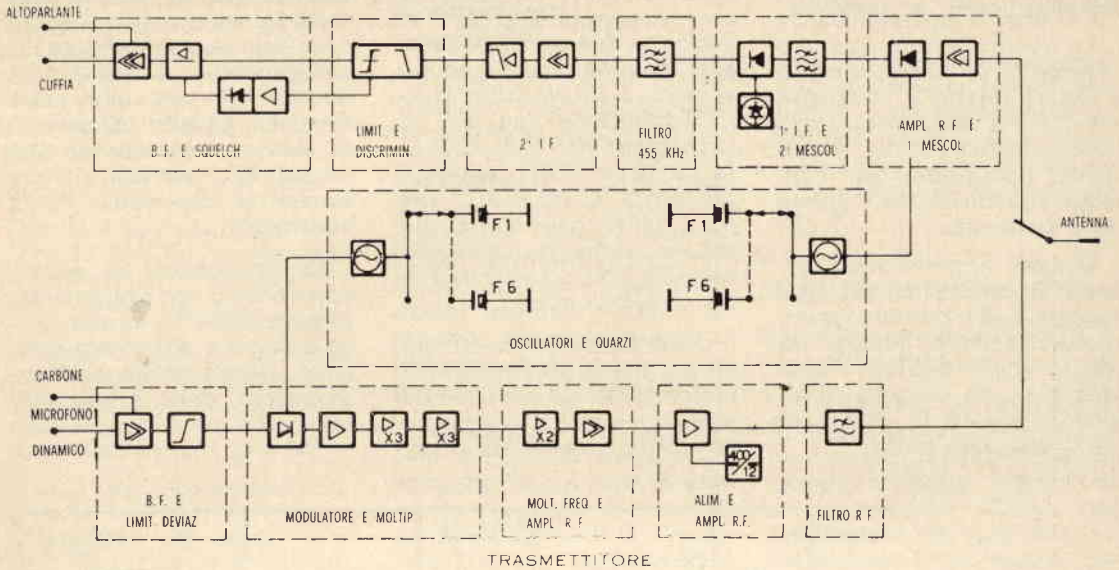


Fig. 2 - Schema a blocchi del Rice-Trasmittitore per vettura, CTR 91 costruito dalla SGT.

In genere i suddetti rice-trasmittitori sono costruiti per le seguenti gamme: 31,7-41 MHz; 47-62 MHz; 70-80 MHz; 156-174 MHz in relazione alla gamma impiegata, che naturalmente è fissata dal competente Ministero.

Il funzionamento può avvenire su differenti canali, da 6 a 10, commutabili manualmente e aventi le relative frequenze controllate a quarzo, sia in trasmissione che in ricezione.

In figura 2 è indicato lo schema di principio di un rice-trasmittitore CTR91, che può essere alimentato dalle batterie di bordo, a 12 o 24 Vcc, con un assorbimento massimo di 5 A.

In figura 3 è visibile la fotografia di un interessante radiotelefono a transistori costruito in Danimarca dalla Interphone di Roskilde, che ha una potenza in trasmissione di oltre 15 W, ed in ricezione di 3 W. Si tratta di un radiotelefono a grande raggio di azione, concepito con una

tecnica moderna che consente, oltre alla rapida sostituzione dei componenti in avaria, di stabilire collegamenti

in simplex, semiduplex, duplex ed altri. Esso dispone di 8 canali, estensibili, a richiesta, a 16.

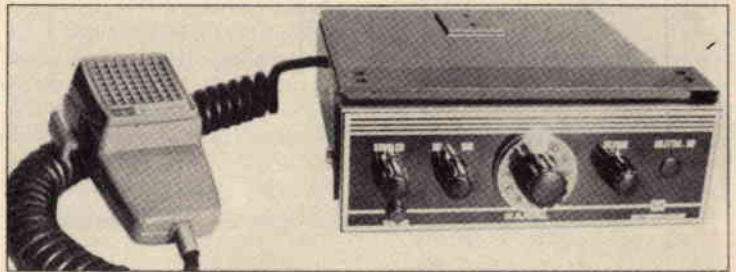


Fig. 3 - Rice-Trasmittitore a transistori di costruzione danese, da 15 W.

Sig. MARELLI R. - Milano
Frequenzimetro a transistor

La figura 4 si riferisce allo schema di un frequenzimetro a lettura diretta a transistor, nel quale si fa uso di un milliamperometro le cui suddivisioni consentono per l'apunto di individuare il valore della frequenza.

Questo apparecchio permette le misure di qualsiasi segnale audio od ultrasonoro compreso nella gamma da 100 Hz a 100 kHz ed è contenuto in una cassetta di alluminio avente le misure di 9 x 15 x 20 centimetri.

I resistori R_9 , R_{10} e R_{11} dovrebbero avere il valore approssimativo di $8200 \Omega \frac{1}{2} W$, ciascuno, ma dipendendo da essi la taratura del frequenzimetro, è consigliabile la loro sostituzione con dei potenziometri del tipo miniatura da 12 o 15 k Ω . Anche la resistenza R_6 , da 39 k $\Omega \frac{1}{2} W$, per i motivi che vedremo, può essere sostituita vantaggiosamente con un potenziometro di valore adatto.

Il condensatore elettrolitico C_{12} , dovrà essere montato direttamente sui terminali del milliamperometro avendo cura che la polarità sia rispet-

tata. Ad eccezione dei condensatori C_1 , C_2 dei resistori R_1 e R_6 , oltre a quelli sopra specificati e dei diodi D_1 e D_2 , che potranno essere saldati direttamente sui loro punti terminali, gli altri componenti saranno montati su una placca di materiale fibroso avente le dimensioni 7 x 12 centimetri.

La costruzione di questo apparecchio non presenta eccessive difficoltà. La sua messa a punto è altrettanto semplice. Dando tensione all'apparecchio, dopo averlo portato nella posizione relativa ai 100 kHz, l'indice dello stru-

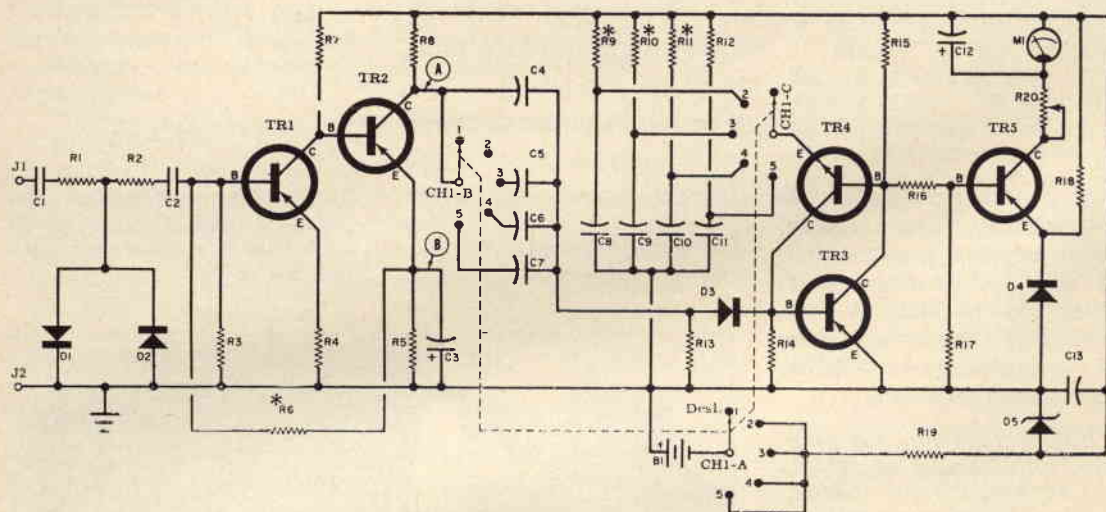


Fig. 4 - Schema elettrico del frequenzimetro a transistor da 0 a 100.000 Hz di tipo portatile.

mento dovrà spostarsi a fondo scala per ritornare lentamente sullo zero. Mediante un voltmetro, possibilmente a valvola, si misurerà la tensione di emettitore e di collettore del transistor TR_2 . La condizione ideale si ha quando la tensione di collettore risulta il doppio di quella di emettitore; se ciò non si verifica si dovrà agire sulla resistenza R_6 (e questo è il motivo per cui si consiglia la sua sostituzione con un potenziometro) in modo che la tensione presente nel punto A (vedi schema), risulti

esattamente il doppio di quella presente nel punto B.

Dopo avere effettuato la suddetta regolazione si passerà il commutatore per il controllo della gamma inferiore che consente misure fino a 100 Hz e si inietterà al suo ingresso un segnale a 50 Hz $1 V_{pp}$. Eventualmente tale segnale può essere prelevato dalla rete mediante un trasformatore per l'alimentazione dei filamenti a 6 o 12 V. Lo strumento per essere calibrato esattamente dovrà indicare 0,5 mA (corrispondenti

in questa gamma a 50 Hz). Se detta corrispondenza non esiste si agirà sul potenziometro R_{20} fino ad ottenerla. Successivamente si procederà alla taratura delle gamme di 1 kHz, 10 kHz e 100 kHz agendo rispettivamente sui resistori R_{11} , R_{10} , R_9 che come abbiamo suggerito saranno sostituiti vantaggiosamente con dei potenziometri. Naturalmente per poter eseguire l'esatta calibrazione dell'apparecchio è indispensabile l'impiego di un oscillatore audio preferibilmente molto preciso.

Per l'uso dell'apparecchio non esiste nessuna norma particolare: la frequenza esatta del segnale da misurare sarà determinata dal valore letto sullo strumento moltiplicato: 0,1 si avrà la corrispondenza a 10 Hz, 0,5 a 50 Hz, 1 a 100 Hz. Nella scala a 1 kHz, 0,1 corrisponde a 100 Hz e così via. Nella scala a 10 kHz 0,1 corrisponde a 1000 Hz ed in quella a 100 Hz a 10.000 Hz ecc.

Occorre tenere presente che i segnali d'ingresso non dovranno superare il valore dei 30 V.

Elenco dei componenti

Transistor e diodi: TR1, TR2, TR3, TR5 = 2N404 oppure 2SB75 od altro equivalente; TR4 = 2N388 oppure OC140 od altro equivalente; D1, D2, D3, D4 = OA85 o equivalente; D5 = diodo zener da 5,6 V (come BZY88, C5V6 oppure OA201).

Condensatori: C1, C2 = 20 μ F 30 V elettrolitico senza polarità; C3 = 100 μ F, 10 V elettrolitico; C4 = 220 pF mica; C5 = 0,01 μ F disco ceramica; C6 = 0,01 μ F disco ceramica; C7 = 0,1 μ F disco ceramica; C8 = 330 pF mica; C9 = 4.700 pF mica; C10 = 0,047 μ F 160 V poliestere; C11 = 0,47 μ F 160 V poliestere; C12 = 50 μ F 10 V elettrolitico; C13 = 0,02 μ F ceramica.

Resistori: R1, R5, R8, R15, R16, R17 = 1.000 Ω $\frac{1}{2}$ W; R2 = 470 Ω $\frac{1}{2}$ W; R3 = 15 k Ω $\frac{1}{2}$ W; R4 = 56 Ω $\frac{1}{2}$ W; R6 = 39 k Ω $\frac{1}{2}$ (vedere testo); R7 = 2.200 Ω $\frac{1}{2}$ W; R9, R10, R11, R12 = 8.200 Ω $\frac{1}{2}$ (vedere testo); R13, R18 = 10 k Ω $\frac{1}{2}$ W; R19 = 330 k Ω $\frac{1}{2}$ W; R20 = 5 k Ω potenziometro.W

Vari: CH1 = commutatore 3 sezioni 5 posizioni; cassetta di alluminio 9 x 15 x 20 cm. Morsetti, terminali, etc.; batteria a 9 V.

Sig. V. DELLA SANTINA - Pisa

Rice-trasmittitore a transistori

Il ricevitore RX29 ed il trasmettitore TRC30 della LABES sono stati costruiti per funzionare di coppia, quindi una volta effettuata la loro messa a punto potrà impiegarli direttamente senza ricorrere all'uso del ricevitore OC7, che comunque potrà essere utilizzato qualora desideri effettuare dei collegamenti a distanze maggiori a quelle possibili con l'RX29.

Al trasmettitore, anziché uno stilo della G.B.C. KK/0708-00, potrebbe accoppiare direttamente l'antenna telescopica per rice-trasmittitore, « Base-loaded » che è accordabile mediante l'inserzione di una appropriata induttanza nel supporto di base. Essa ha una lunghezza minima di 335 mm ed una lunghezza massima di 1470 mm. L'impedenza è di 60/75 Ω il numero di codice del catalogo G.B.C. è NA/0050-00.

Se il compensatore del TX ed il nucleo della bobina dell'RX sono stati danneggiati può richiedere il ricambio alla ditta LABES, Via Lattanzio 9, Milano, se invece sono stati soltanto spostati dalla loro posizione originale, sarà sufficiente eseguire la messa a punto di entrambi gli apparati. Tenuto conto che Lei non dispone della adatta attrezzatura può ricorrere al seguente mezzo di ripiego. Sintonizzi il ricevitore OC7, in suo possesso, sulla frequenza nominale del trasmettitore (che ci sembra essere di 29.500 kHz), e regoli il compensatore C₂₄ fino ad udire la portante. Effettuata questa operazione accenda il ricevitore RX29 e agisca sul nucleo della bobina, che è stato spostato dalla posizione originale, fino ad udire la portante stessa.

Questa prassi naturalmente è valida soltanto nel caso

che, come Lei afferma, i due componenti manomessi siano soltanto quelli citati.

Se il trasmettitore è destinato a funzionare nelle vicinanze di un televisore è ovvio che dovrà essere impiegato esclusivamente nelle ore in cui non vi sia emissione TV.

Sig. MARCHESI P. - Milano

Amplificatore in continua per trasduttori

Lo schema di figura 5 si riferisce ad un amplificatore in continua per trasduttori ad elevata dinamica comune ad accoppiamento diretto, che può essere impiegato con termocoppie, straingauges, termoresistenze e con qualsiasi altro trasduttore a bassa resistenza. Si tratta di un amplificatore realizzato nei laboratori della SGS e nel quale sono pertanto impiegati transistor della stessa ditta facilmente reperibili in Italia.

Il primo stadio T_{1AB} è costituito da una coppia differenziale di transistori PNP ad elevato guadagno e buon grado di accoppiamento sia in V_{BE} che h_{FE} (BFX36). I transistor in questione operano a corrente di collettore di 10 μ A allo scopo di contenere la deriva differenziale della corrente di ingresso che risulta inferiore di 300 pA/°C. Ciò garantisce una deriva di tensione, con R_s di 1000 Ω di 0,3 μ V/°C.

Il primo stadio è completato da una coppia di transistor T_{2AB} in cascode con i primi due, avente diverse funzioni. In primo luogo viene ridotta l'escursione di tensione presente al collettore T_{1AB} di un fattore 10; i transistor T_{2AB} sono dispositivi ad elevata tensione di rottura e quindi sono in grado di sopportare agevolmente l'elevata tensione di alimentazione e le escursioni di tensione comune.

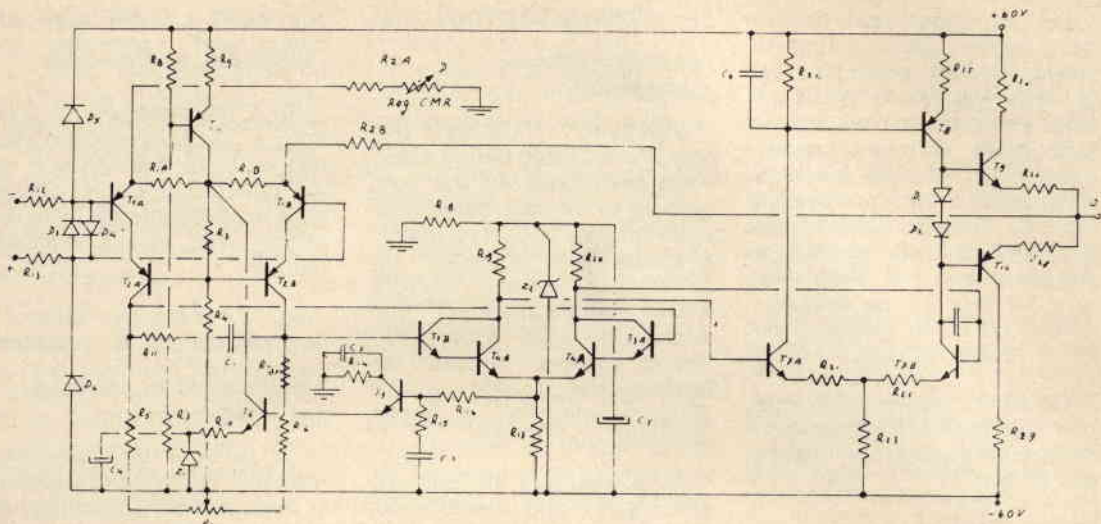


Fig. 5 - Schema elettrico dell'amplificatore alimentato in corrente continua per trasduttori.

Guadagno a spira aperta ($R_L = 100\text{ k}\Omega$)	> 130 db
Guadagno a spira chiusa	60 db
Banda passante a piccolo segnale (-3 db)	10 kHz
Banda passante a piena potenza	1,5 kHz
Impedenza di ingresso differenziale	> 100 M Ω
Impedenza comune verso massa	> 10 ⁹ Ω
Reiezione ai segnali comuni	
$\Delta R_s = 0$ (in continua)	~ 130 dB
(a 50 Hz)	~ 120 db
$\Delta R_s = 1\text{ k}\Omega$ (in continua)	~ 130 db
(a 50 Hz)	~ 110 db
Massimo segnale comune in ingresso	$\pm 50\text{ V}$
Rumore (1,5 Hz \rightarrow 10 kHz) $R_s = 0$	2 μV eff.
Rumore (1,5 Hz \rightarrow 10 kHz) $R_{s1} = 1\text{ k}\Omega$ $R_{s2} = 1\text{ k}\Omega$	2,5 μV eff.
Rumore (1/2 ore \rightarrow 10 Hz) $R_s = 0$	2 μVpp
Rumore (1/2 ore \rightarrow 10 Hz) $R_{s1} = 1\text{ k}\Omega$ $R_L = 5\text{ k}\Omega$	2,5 μVpp
Deriva termica di tensione	
Tip	1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
max	4,5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Deriva termica di corrente	
Tip	100 pA/ $^\circ\text{C}$
max	300 pA/ $^\circ\text{C}$
Dinamica di uscita	$\pm 50\text{ V}$
$\pm 5\text{ }\mu\text{V/V}$	
Impedenza di uscita (spira chiusa)	~ 1 Ω
Sensibilità alle alimentazioni	$\pm 5\text{ }\mu\text{V/V}$

Un altro pregio di questo circuito è quello di evitare l'effetto Miller sul primo stadio diminuendo in tal modo la capacità d'ingresso differenziale. Il secondo stadio differenziale è costituito da T_{3AB} e T_{4AB} in connessione « darlington ». Il dimensionamento di questo stadio è stato progettato tenendo presente la necessità di minimizzare la deriva riferita all'ingresso e le esigenze richieste di potenza di uscita. L'alimentazione è stata realizzata mediante un diodo zener per evitare di impiegare dispositivi ad alta tensione.

I transistor T_5 e T_6 anch'essi in connessione « darlington » consentono di stabilizzare il livello medio delle correnti di collettore di T_{1AB} in tutte le condizioni di segnale comune.

La tabella a fianco comprende tutte le prestazioni più importanti relative a questo amplificatore.

I componenti impiegati sono i seguenti:

Transistor: $T_{1A\text{c}B} = \text{BFX36}$;
 $T_{2A\text{c}B} = 2 \times \text{BFX44}$; $T_{3A\text{e}B} =$

BFY81; $T_{4A e B} =$ BFY81; $T_5 =$ BFY77; $T_6 =$ BFX98; $T_{7A e B} =$ $2 \times$ BFX98; $T_8 =$ BFW44; $T_9 =$ BFX98; $T_{10} =$ BFW44; $T_{11} =$ BFW 44.

Diodi: $D_1 =$ BAY 73; $D_2 =$ BAY 73; $D_3 =$ BAY 73; $D_4 =$ BAY 73; $D_5 =$ 1N3595; $D_6 =$ 1N3595.

Zener: $Z_1 =$ BZX10; $Z_2 =$ BZX15.

Resistori: $R1A = 100 \Omega$ 1%; $\frac{1}{4}$ W; $R1B = 100 \Omega$ 1%, $\frac{1}{4}$ W; $R2A = 96 \text{ k}\Omega$ 1%, $\frac{1}{4}$ W; $R2B = 100 \text{ k}\Omega$ 1%, $\frac{1}{4}$ W; $R3 = 100 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R4 = 1 \text{ M}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R5 = 750 \text{ k}\Omega$ 1%, $\frac{1}{4}$ W; $R6 = 620 \text{ k}\Omega$ 1%, $\frac{1}{4}$ W; $R7 = 100 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R8 = 6,8 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R9 = 3,6 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R10 = 1 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R11 = 100 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R12 = 200 \Omega$ 5%, 3 W; $R13 = 200 \Omega$ 5%, 3 W; $R14 = 10 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R15 = 10 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R16 = 10 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R17 = 33 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R18 = 24 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R19 = 10 \text{ k}\Omega$ 2%, $\frac{1}{4}$ W; $R20 = 10 \text{ k}\Omega$ 2%, $\frac{1}{4}$ W; $R21 = 1 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R22 = 1 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R23 = 8,2 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R24 = 8,2 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R25 = 8,2 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R26 = 1 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{2}$ W; $R27 = 220 \Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R28 = 220 \Omega$ 5%, $\frac{1}{4}$ W; $R29 = 1 \text{ k}\Omega$ 5%, $\frac{1}{2}$ W; $R_{tar} = 0-240 \text{ k}\Omega$ 1%, $\frac{1}{4}$ W.

Condensatori: $C1 = 10 \text{ nF}$ 30 V cer.; $C2 = 10 \text{ nF}$ 30 V cer.; $C3 = 10 \text{ nF}$ 30 V cer.; $C4 = 10 \mu\text{F}$ 15 V elettrolitico; $C5 = 10 \mu\text{F}$ 15 V elettrolitico; $C6 = 10 \text{ nF}$ 30 V, ceramico; $C7 = 150 \text{ pF}$ poliestere; $P1 = 10 \text{ k}\Omega$ trimpotenziometro a filo; $P2 = 20 \text{ k}\Omega$ trimpotenziometro a filo.

Sig. GRASSI G. - Genova

Interferenze di un televisore sulla ricezione delle stazioni ad onda media

Il disturbo provocato dal televisore di vecchia costruzione, alla ricezione delle stazioni locali ad onda media è dovuto al generatore

di sincronismo orizzontale. I provvedimenti da prendere sono i seguenti:

a) Allontanare il più possibile i due ricevitori, quello televisivo e quello ad onde medie, fra di loro.

b) Cambiare eventualmente la linea su cui viene effet-

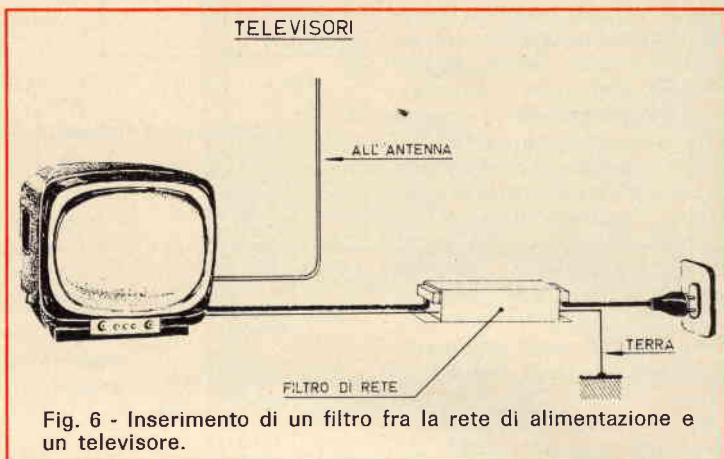


Fig. 6 - Inserimento di un filtro fra la rete di alimentazione e un televisore.

tuata l'alimentazione del televisore o dell'apparecchio radio. Se ad esempio nella stessa abitazione esistono due linee, una destinata alla luce e l'altra agli apparecchi

elettrodomestici, può provare ad inserire l'apparecchio radio, che assorbe meno, sulla linea luce.

c) Migliorare, nel limite del possibile, il sistema di an-

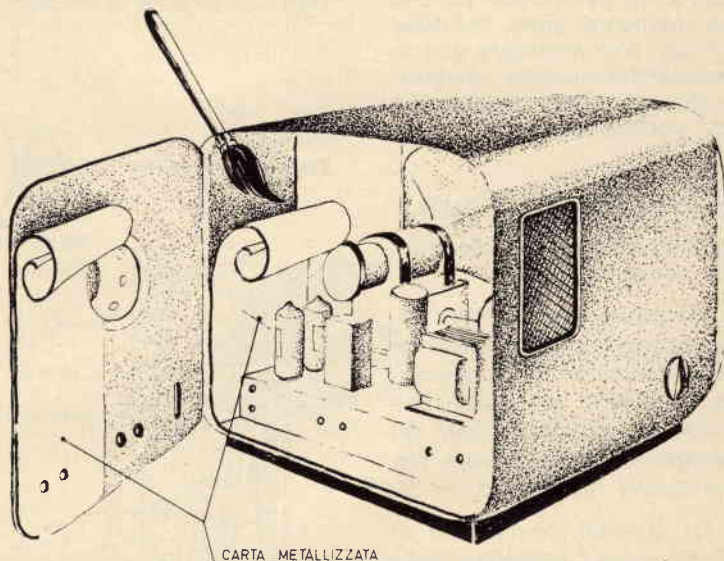


Fig. 7 - Schermatura di un televisore allo scopo di eliminare l'irradiazione di disturbi.

tenna del ricevitore ad onde medie in modo da eliminare o ridurre l'interferenza.

d) Inserire uno dei tanti filtri disponibili in commercio sul cordone di alimentazione del ricevitore TV. Il più efficace collegamento a massa del filtro dovrà essere trovato sperimentalmente, collegandolo alla massa del televisore, oppure a terra od anche contemporaneamente alla terra e alla massa del televisore. Dato che i televisori hanno in genere la massa collegata ad una delle fasi della rete di alimentazione per evitare pericolose conseguenze, occorre inserire fra il telaio del televisore ed il conduttore di terra, un condensatore da circa 10.000 pF 1500 V. Talvolta il filtro funziona meglio senza alcun collegamento di terra (fig. 6).

e) Nel caso tutti i dispositivi precedenti non diano alcun risultato occorre procedere alla schermatura dell'interno del mobile in legno del televisore con carta metallizzata impiegando come colla un qualsiasi adesivo efficiente (fig. 7). La schermatura dovrà essere eseguita su tutti i lati del mobile escluso naturalmente quello del cinescopio. Nell'effettuare questa operazione occorre sincerarsi che essa non dia luogo a dei cortocircuiti.

Sig. RAPETTI R. - Genova Indicatore della direzione del vento

Effettivamente in Inghilterra vengono costruiti dei semplici indicatori della direzione apparente del vento, che possono essere utilizzati dai proprietari delle piccole imbarcazioni da diporto.

Lo schema di figura 8 si riferisce per l'appunto ad uno di questi apparecchi, descritto su *Wireless World*, in cui

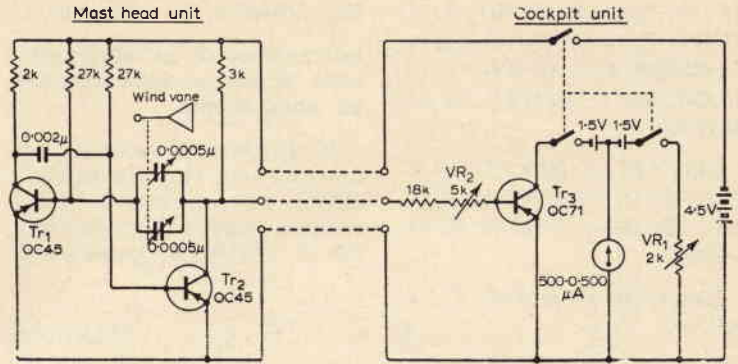


Fig. 8 - Schema a transistor della direzione apparente del vento.

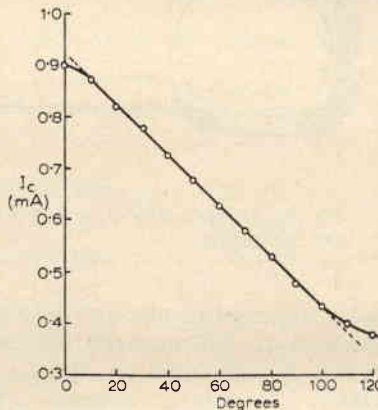


Fig. 9 - Relazione fra la variazione regolare del condensatore variabile e la corrente di collettore di TR2.

la banderuola è unita alle armature mobili di un condensatore ad aria. Le variazioni di capacità, dovute all'azione del vento, alterano la costante di tempo di un multivibratore che, in questo caso, è costituito da due transistor OC45. Dette variazioni hanno la conseguenza di provocare altrettante variazioni di corrente al transistor Tr2, come è chiaramente visibile dalla curva di figura 9, che agiscono sulla bobina mobile del microamperometro e di conseguenza sul relativo indice.

La sezione del multivibratore è installata direttamente sulla testa dell'albero, in prossimità della banderuola, come è indicato in figura 10, ed è collegata mediante un cavo tripolare alla sezione amplificatrice contenente lo strumento. Si tratta di un indicatore della direzione apparente del vento di facile realizzazione che se praticamente è poco utile agli esperti di navigazione a vela ha senz'altro un certo interesse per i principianti e per installazioni a terra.

Eventualmente possiamo fornirle la breve descrizione originale, in lingua inglese, del suddetto apparecchio.

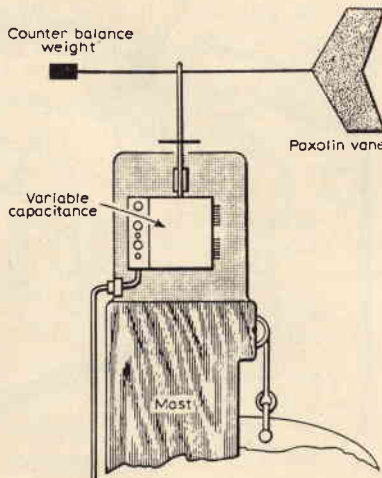


Fig. 10 - Particolare dell'indicatore di direzione del vento.

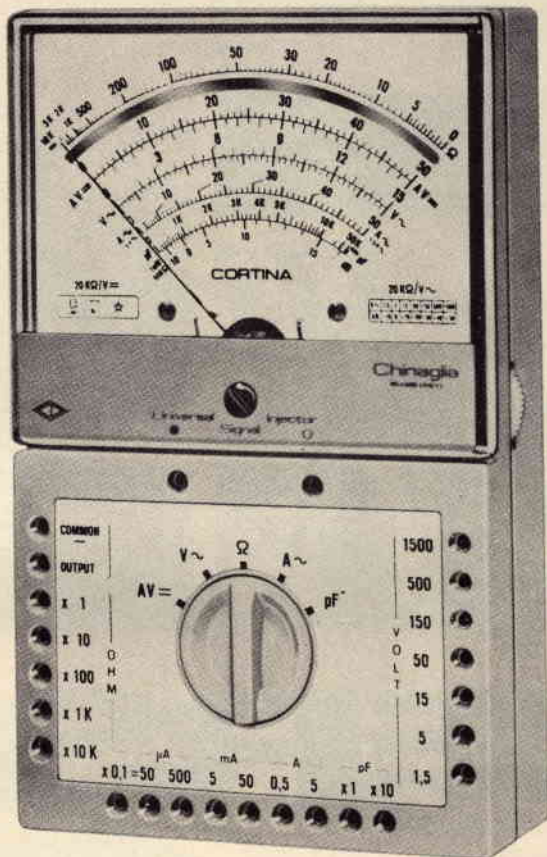
NUOVO ANALIZZATORE MOD.

CORTINA

20k Ω /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 μ A - 100 mV/5 A - 500 mV
- Boccole di contatto di nuovo tipo con **SPINE A MOLLA**
- Ohmetro completamente alimentato da pile interne: lettura diretta da 0,05 Ω a 100 M Ω
- 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 1 kHz e 500 kHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (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

Mod. CORTINA USI versione con iniettore di segnali universale

L. 14.900



astuccio ed accessori compresi
franco n/s stabilimento

PRESTAZIONI

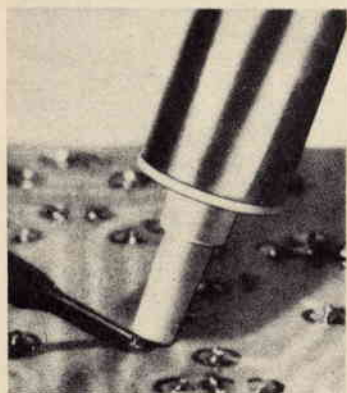
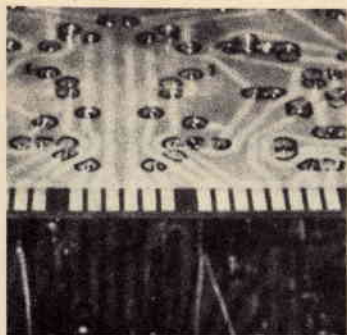
A=	6 portate da 50 μ A	a 5 A
V=	8 portate da 100 mV	a 1500 V (30 kV)*
V~	7 portate da 1,5 V	a 1500 V
VBF	7 portate da 1,5 V	a 1500 V
dB	7 portate da -20 dB	a +66 dB
Ω	6 portate da 1 k Ω	a 100 M Ω
A~	5 portate da 500 μ A	a 5 A
pF	2 portate da 50000 pF	a 500000 pF
μ F	6 portate da 10 μ A	a 1 F
Hz	3 portate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

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

CHINAGLIA

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





SELEZIONE
RADIO - TV *di tecnica*

EDITORE:

J.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. 10 - Ottobre 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.

ERSA

SOLDAPULLT

Il dissaldatore è un attrezzo economico e di valido aiuto per il tecnico. Esso serve a dissaldare i componenti elettronici. Costituito da una pompa aspirante con grande forza di risucchio, il dissaldatore lavora in coppia con un saldatore di bassa potenza.

Per dissaldare necessita portar lo stagno al punto di fusione con la punta del saldatore, dopodichè viene risucchiato dall'attrezzo in questione mediante il pistone aspirante.

ERSA - Soldapullt LU/6115-00 - L. 9.500

Punta di ricambio LU/6116-00 - L. 1.800

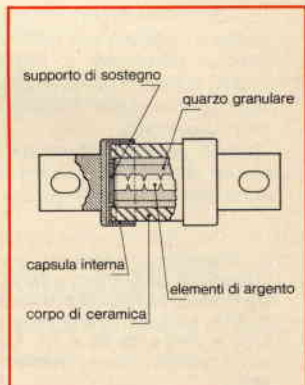
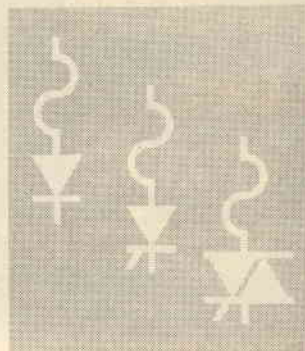
ERSA - Soldapullt Deluxe LU/6118-00 - L. 15.800

Punta di ricambio LU/6119-00 - L. 3.700

IN VENDITA PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA

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.	



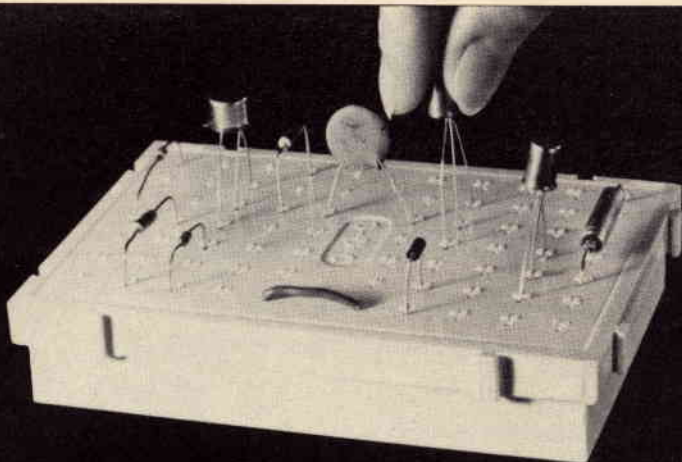
INTERNATIONAL RECTIFIER
 CORPORATION ITALIANA S.p.A.

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

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

UK/5000 "S-DeC"

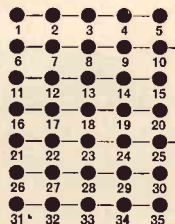
piastre per circuiti sperimentali



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 radoricevitore 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 m Ω
- 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 6.500.

Il metodo standardizzato della misura del fattore rumore mediante un generatore di rumore calibrato non è sempre il più conveniente. L'articolo che segue, riportato da *Eléctronic Engineering*, dimostra che la misura del fattore rumore in un ricevitore funzionante a modulazione di ampiezza può essere eseguita impiegando semplicemente un buon generatore di segnali ad ampiezza modulata, con un minimo di complicazioni e — sotto determinanti aspetti — in modo più semplice che non mediante una sorgente di segnali campione.

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

MISURA DEL FATTORE RUMORE

NEI RICEVITORI PER MODULAZIONE DI AMPIEZZA MEDIANTE SEGNALI DI PROVA SINUSOIDALI

Il fattore rumore di un radiorecettore può essere definito praticamente come il rapporto tra l'ampiezza effettiva del rumore presente in uscita, e l'ampiezza effettiva del rumore prodotto da un ricevitore ideale caratterizzato dalla medesima amplificazione e dalla medesima larghezza di banda. Tale definizione parte necessariamente dal presupposto che il normale segnale di ingresso applicato al ricevitore venga derivato tramite una resistenza specifica della sorgente, avente un valore prestabilito; di conseguenza, in assenza di segnale, deve essere sempre possibile riscontrare un sia pur minimo valore della tensione di ingresso, dovuto al rumore termico della resistenza intrinseca della sorgente.

Naturalmente, un ricevitore ideale non produce spontaneamente alcun segnale di rumore, per cui l'ammontare del rumore presente in uscita non dovrebbe dipendere da altro che dal prodotto tra l'intensità del rumore termico di ingresso, ed il coefficiente di guadagno. Per contro,

il segnale di rumore presente all'uscita di un ricevitore normale è costituito dalla somma tra l'intensità del rumore termico di uscita e l'ampiezza del segnale di uscita dovuto al rumore che si produce internamente allo stesso ricevitore.

Da quanto sopra è possibile dedurre che l'ammontare totale del rumore di uscita equivale al rumore di uscita che potrebbe essere prodotto da un segnale di rumore di ingresso avente una ampiezza determinata, applicato all'ingresso di un ricevitore ideale. Ne deriva che il rapporto tra questo segnale di rumore equivalente di ingresso ed il solo rumore derivante dai fenomeni termici costituisce un altro modo per definire il fattore rumore.

IMPIEGO DI UNA SORGENTE DI RUMORE CALBRATO

Il metodo standard mediante il quale vengono effettuate le misure del fattore rumore consiste nell'impiego di una sor-

gente di rumore calibrato. Tale sorgente non è altro che un generatore, che può essere costituito da un diodo funzionante in stato di saturazione, il quale produce dei segnali di rumore a frequenza assai complessa entro un'ampiezza di banda considerevolmente più ampia che non la banda passante del ricevitore. L'ampiezza del rumore prodotto deve essere variabile, ed il relativo attenuatore presente sullo strumento è solitamente tarato in funzione del rapporto tra il livello di rumore prodotto e l'ampiezza del rumore termico prodotto dalla resistenza intrinseca della sorgente, ossia direttamente in fattore rumore.

Per misurare il fattore di rumore del ricevitore, la sorgente di rumore calibrato viene collegata ai terminali di ingresso del ricevitore, dopo aver misurato innanzitutto l'ampiezza del segnale di uscita costituito dal rumore presente in assenza di segnale di ingresso, ossia mentre il generatore di rumore è spento. Successivamente, il generatore viene messo in funzione, ed il relativo livello di uscita viene regolato in modo che esso risulti sufficiente a produrre una potenza di uscita da parte del ricevitore pari al doppio di quella

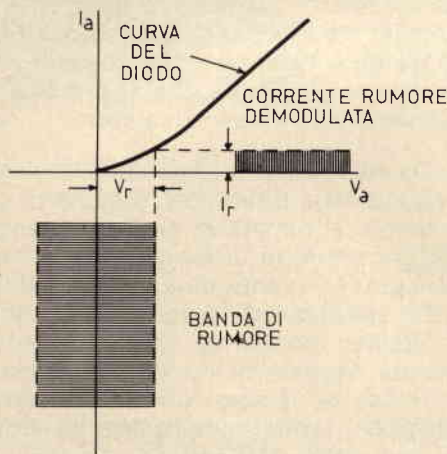


Fig. 1 - La non linearità del diodo in corrispondenza di livelli molto bassi del segnale riduce gli effetti del rumore prodotto internamente al ricevitore, in assenza della portante. Il grafico è riferito alla corrente del rivelatore quando il funzionamento avviene esclusivamente nei confronti delle bande laterali di rumore.

che si ottiene col funzionamento senza segnale di ingresso.

L'ammontare dell'uscita dovuta al segnale di rumore iniettato equivale quindi a quello dovuto al rumore prodotto internamente, unitamente al rumore termico: di conseguenza, il livello del segnale iniettato, espresso come multiplo del rumore termico, equivale al fattore rumore del ricevitore.

Questo metodo è abbastanza semplice e diretto, ma non è esente da errori, e presenta inoltre determinati svantaggi. In primo luogo, un generatore di rumore è di scarsa utilità per qualsiasi altro impiego pratico che non sia quello della misura del fattore rumore: di conseguenza, uno strumento di questo tipo non è sempre disponibile. In secondo luogo, il metodo descritto può essere applicato a circuiti complessi, come ad esempio i ricevitori, soltanto se le caratteristiche di guadagno sono lineari fino ad un livello del segnale di ingresso pari a zero.

I RICEVITORI PER MODULAZIONE DI AMPIEZZA

Le caratteristiche di guadagno totale di un ricevitore a modulazione di ampiezza impiegante un semplice diodo rivelatore presentano solitamente un andamento non lineare in corrispondenza di bassi livelli del segnale di ingresso, a causa del comportamento a legge quadratica del diodo, quando la tensione ad esso applicata è tale da non provocare un vero e proprio passaggio di corrente attraverso il cristallo. Ciò può essere facilmente dimostrato notando l'aumento ripido del livello di uscita di rumore a Bassa Frequenza quando — in corrispondenza della frequenza di sintonia del ricevitore — viene applicato un segnale a radiofrequenza non modulato e di minima entità. La tensione del segnale porta il rivelatore a diodo a funzionare nella parte ripida lineare della sua curva caratteristica, ed il rumore viene rivelato come modulazione sporadica.

Quanto sopra è dimostrato graficamente alla **figura 1**, che illustra la mancanza di linearità nella caratteristica di funzionamento del diodo rivelatore con bassi livelli del segnale di ingresso. Tale man-

canza di linearità riduce l'effetto del rumore prodotto internamente, in assenza della portante.

Sotto questo aspetto, mentre la citata figura 1 illustra l'andamento della corrente disponibile all'uscita del rivelatore (i_a) nei confronti delle sole bande laterali, la **figura 2** illustra invece la corrente disponibile all'uscita del rivelatore quando ad esso risulta applicata la portante ad Alta Frequenza, oltre alle bande laterali di rumore.

Ne deriva quindi che un segnale di ingresso calibrato costituito dal puro e semplice rumore, avente un'ampiezza appena sufficiente a raddoppiare l'intensità del rumore a Bassa Frequenza disponibile in uscita, risulterebbe in pratica notevolmente inferiore all'equivalente del rumore in stato di riposo (ossia in assenza di segnale di ingresso), e di conseguenza il fattore rumore indicato risulterebbe basso. Per evitare errori di questo tipo, è solitamente preferibile ignorare il rivelatore e gli stadi che seguono, ed eseguire la misura nei confronti della sola intensità del rumore di uscita a Media Frequenza, in quanto il rumore prodotto ad opera degli stadi di amplificazione a Bassa Frequenza può essere considerato trascurabile al confronto del rumore che si produce negli stadi precedenti.

Tuttavia, ciò implica il distacco del rivelatore, il che può non essere comodo. In numerosi tipi di ricevitori, l'amplificatore a frequenza acustica apporta un notevole contributo al guadagno totale, per cui il basso livello del rumore di Media Frequenza di uscita può comportare notevoli problemi agli effetti della sua valutazione diretta.

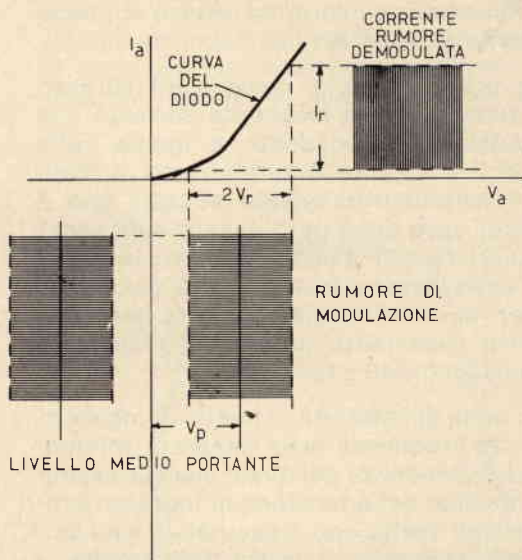


Fig. 2 - Grafico analogo al precedente, illustrante le variazioni della corrente del rivelatore quando le bande laterali applicate contengono sia la portante, sia il rumore.

METODO DI IMPIEGO DEL GENERATORE DI SEGNALI A MODULAZIONE DI AMPIEZZA

Sebbene sia meno diretto che non il metodo standard, il metodo della misura del fattore rumore impiegando un segnale di prova a modulazione di ampiezza può essere applicato ad un ricevitore completo per superare le difficoltà dovute alla mancanza di linearità da parte del rivelatore. Sotto questo aspetto, la **figura 3** illustra una comoda disposizione degli strumenti, mediante uno schema a blocchi di tipo convenzionale. Naturalmente, la disposizione illustrata è assai simile a quella normalmente impiegata per la misura del rap-



Fig. 3 - Schema a blocchi illustrante la sistemazione degli strumenti per effettuare la misura del fattore rumore con l'aiuto di un generatore di segnali: tra il generatore ed il ricevitore sotto prova viene inserito un attenuatore che riduce il livello del segnale di 20 dB

porto segnale-rumore, ed inoltre il procedimento è assai simile.

In primo luogo, si applica all'ingresso del ricevitore una frequenza portante non modulata corrispondente a quella sulla quale il ricevitore è sintonizzato. Il livello di ampiezza di questo segnale non è critico; esso deve però essere sufficiente a polarizzare il diodo rivelatore in modo che esso venga a trovarsi nelle condizioni lineari di commutazione, mentre non deve essere abbastanza ampio da influenzare il guadagno dell'amplificatore.

In linea di massima, il livello di ingresso ad Alta Frequenza deve essere il minimo in corrispondenza del quale una variazione di 3 decibel della tensione di ingresso produce una variazione trascurabile nell'ampiezza del rumore di uscita. Solitamente, è consigliabile disinserire o comunque disattivare il controllo automatico di guadagno (CAV).

Successivamente, si provvede alla misura della potenza di uscita del segnale costituito dal rumore a frequenza acustica; il livello del segnale misurato rappresenta l'uscita effettiva dovuta al rumore che si produce internamente, oltre al rumore termico di ingresso che si produce nella resistenza della sorgente. Per intenderci, definiremo questa grandezza con il simbolo P_r .

Successivamente, la portante ad Alta Frequenza viene modulata con una profondità del 50% e con un segnale avente una frequenza acustica conveniente (ad esempio 1.000 Hz), dopo di che il livello del segnale di ingresso ad Alta Frequenza viene regolato in modo da produrre una potenza di uscita pari a $2P_r$. L'uscita dovuta alle bande laterali di modulazione è quindi uguale alla potenza di rumore, e perciò la tensione efficace di ingresso delle bande laterali equivale a questa tensione equivalente di rumore di ingresso. Ne deriva che — rilevando il rapporto in decibel tra questa tensione delle bande laterali e la tensione del rumore termico nei confronti della resistenza della sorgente impiegata e della larghezza di banda adottate — è possibile calcolare il fattore rumore di un ricevitore.

CALCOLO DEL FATTORE RUMORE

Con una profondità di modulazione pari al 50%, la tensione efficace risultante dalla somma delle due bande laterali ammonta a

$$V_p : (2 \sqrt{2})$$

nella quale V_p rappresenta la tensione della portante; ciò significa che la tensione della banda laterale è di 9 dB inferiore al livello della portante indicato dall'eventuale strumento di misura o comunque dall'attenuatore del generatore di segnali. La tensione efficace del rumore termico è pari a:

$$e_r^2 = 4 kTBR$$

nella quale k rappresenta la costante di Boltzman, pari ad $1,38 \times 10^{-23}$, T rappresenta la temperatura in gradi Kelvin, B rappresenta la larghezza di banda in hertz, ed R la resistenza in ohm. Alla normale temperatura ambiente, T può essere considerato pari a 209 °K, per cui l'espressione diventa:

$$e_r^2 = 1,6 BR \times 10^{-20}$$

In teoria, la larghezza di banda B non corrisponde alla larghezza di banda di 3 dB del ricevitore, bensì alla larghezza di banda di rumore equivalente partendo dal presupposto che il responso sia perfettamente uniforme tra le frequenze di taglio della curva di responso, con un livello di responso eguale a quello del ricevitore nei confronti delle frequenze della banda laterale.

Il metodo mediante il quale è possibile determinare la larghezza di banda del rumore equivalente è il seguente: in primo luogo, si traccia la curva caratteristica di responso totale alla frequenza del ricevitore nei confronti della frequenza di sintonia che si desidera impiegare. Il suddetto responso deve essere espresso in funzione della potenza di uscita per una determinata ampiezza della tensione del segnale di ingresso. Rispetto a tale caratteristica, si controlla il responso medio alle frequenze delle due bande laterali (partendo dal presupposto che il generatore di segnali sia sintonizzato sulla frequenza centrale), e si considera il risultato come livello dato.

Successivamente, si calcola l'area presente al di sotto della curva mediante la regola di Simpson, oppure con un metodo simile, e si ottiene la larghezza di banda del rumore equivalente dividendo la suddetta area per il livello di responso dato. In pratica — tuttavia — questa larghezza di banda integrata è solitamente così prossima alla larghezza di banda di 3 dB che la distinzione risulta piuttosto accademica, come risulta evidente osservando la **figura 4**.

Una volta ottenuta la larghezza di banda di rumore, è possibile calcolare la tensione del rumore termico e — rilevando il rapporto in decibel di questa tensione rispetto a quella della banda laterale di ingresso — è possibile ottenere direttamente il fattore rumore, vale a dire:

$$F = \left(10 \log \frac{V_c^2}{e_{rt}^2} \right) - 9 \text{ dB}$$

SEMPLIFICAZIONE DELLA MISURA

Il calcolo testé descritto tende a rendere il metodo del generatore di segnale piuttosto complicato, e — se le misure di questo tipo devono essere effettuate con una certa frequenza — può risultare opportuno compiere uno sforzo per semplificare l'attrezzatura necessaria.

Per qualsiasi determinato valore della resistenza interna della sorgente, è possibile scegliere una larghezza di banda di rumore equivalente tale che la tensione effettiva di rumore termico determini un rapporto in decibel conveniente rispetto ad una tensione efficace prestabilita della banda laterale.

La larghezza di banda di rumore del ricevitore può essere regolata al valore stabilito, per eseguire la misura, inserendo un filtro per frequenze acustiche tra i terminali di uscita del ricevitore ed il dispositivo con cui viene misurata la potenza, così come si osserva alla **figura 5**. Se l'ampiezza della banda passante attraverso il filtro è esigua rispetto alla larghezza di banda di 3 dB a frequenza acustica del ricevitore, la larghezza di banda di rumore effettiva in corrispondenza dei terminali di ingresso del ricevitore risulterà pari esattamente al doppio dell'ampiezza

di banda del filtro, per cui qualsiasi effetto dovuto all'andamento della caratteristica di responso del ricevitore risulterà mascherato da quello apportato dal filtro stesso.

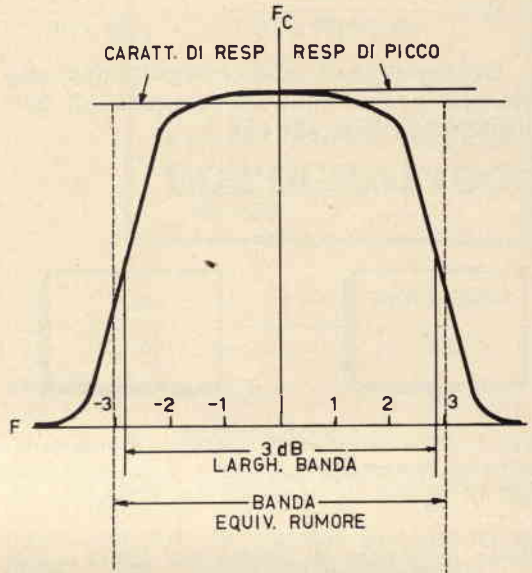


Fig. 4 - Curva caratteristica della larghezza di banda equivalente del rumore. F_c rappresenta la frequenza centrale, ed il responso entro 3 dB è compreso tra una frequenza minima ed una frequenza massima, in corrispondenza dei quali estremi l'ampiezza effettiva del segnale ad Alta Frequenza ammonta al 50% dell'ampiezza massima.

Progettando e realizzando in modo adeguato il suddetto filtro — quindi — la larghezza di banda di rumore può essere regolata in modo tale che l'attenuatore di uscita del generatore di segnali fornisca virtualmente la lettura diretta del fattore rumore.

In numerosi tipi di generatori di segnali, gli attenuatori sono calibrati in funzione del livello in decibel relativo ad 1 μV , e — con un livello della portante di 1 μV efficace — la tensione efficace del segnale della banda laterale equivale a $10^{-12} : 8$.

Inserendo un « pad » (ossia un dispositivo di attenuazione) da 20 dB tra il generatore di segnali ed il ricevitore, questo valore viene ridotto a $10^{-14} : 8$. Se a questo punto si sostituisce il suddetto valore al valore letterario e_{rt}^2 nell'espressio-

ne con la quale viene calcolato il rumore termico, si ottiene l'espressione che segue mediante la quale è possibile calcolare la larghezza di banda totale integrata:

$$B = \frac{10^{-14}}{8 \times 1,6R \times 10^{-20}} = \frac{10^6}{12 \times 8R}$$

La larghezza di banda integrata necessaria per il filtro equivale alla metà di questo valore, vale a dire a:

$$B_f = \frac{10^6}{25 \times 6R}$$

Se R è pari a 50 ohm, abbiamo che B_f uguale 781 Hz: inoltre, se R è pari a 75 Ω, abbiamo che B' uguale 520 Hz.

Se vengono usati in abbinamento con filtri a frequenza acustica aventi le suddette larghezze di banda di rumore, i generatori di segnali aventi una resistenza di uscita di valore appropriato consentono la lettura diretta del fattore rumore con la procedura di misura testé descritta.

Adottando una frequenza di modulazione di 1.000 Hz come frequenza centrale

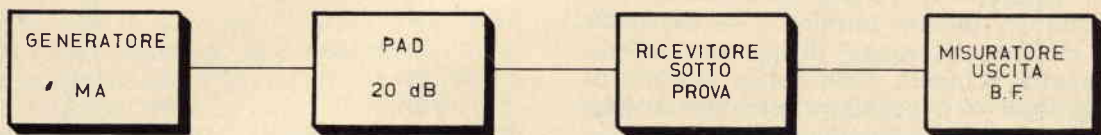


Fig. 5 - Schema a blocchi illustrante il metodo di aggiunta di un filtro a banda passante a frequenza acustica tra l'uscita del ricevitore e lo strumento che misura la potenza, per ottenere l'indicazione diretta del fattore rumore sul quadrante dell'attenuatore del generatore di segnali.

della larghezza di banda del filtro a frequenza acustica, la banda passante verrebbe estesa da 610 a 1.391 Hz per una resistenza interna della sorgente di 50 Ω, oppure da 740 a 1.260 Hz per una resistenza interna della sorgente pari a 75 Ω. In entrambi i casi, il sistema di banda passante più soddisfacente dovrebbe comprendere due filtri separati di cui uno passa-alto ed uno passa-basso, fornenti una caratteristica di responso lineare entro limiti ben definiti, con variazioni assai ripide del responso stesso.

Adottando filtri ben calcolati, la caratteristica di responso, tracciata in funzione della potenza rispetto alla frequenza, risulterebbe sufficientemente lineare, per cui la larghezza di banda totale di 3 dB potrebbe essere considerata come la larghezza di banda del rumore equivalente del sistema. Il responso medio sarebbe quindi pari al responso a 1.000 Hz, per cui sarebbe inutile effettuare il calcolo descritto.

CONTROLLO DELLA POTENZA

In conclusione, è bene considerare brevemente il metodo di misura della potenza. Il fatto che sia teoricamente necessario impiegare un indicatore che rispon-

da alla potenza media effettiva (ossia alla tensione efficace) è inconfutabile. Tuttavia, agli effetti pratici, si è riscontrato che l'errore che risulta dall'impiego di uno strumento per la misura della potenza di uscita a Bassa Frequenza di tipo convenzionale può solitamente essere considerato trascurabile.

Gli strumenti di questo tipo presentano il vantaggio di avere una resistenza di ingresso commutabile, per cui il circuito può essere fatto funzionare col carico adatto, ed inoltre essi sono solitamente più sensibili che non gli strumenti di misura a termocoppia o dinamometrici. Essi normalmente rispondono ad una tensione media o corrente, con una taratura della scala in potenza media.

Il fattore del rumore di Gauss è tale che l'indicazione fornita dallo strumento che misura la corrente media comporta un errore pari approssimativamente a -1 dB, il che può essere considerato solitamente trascurabile. Tuttavia, nei confronti delle misure di tipo maggiormente critico, questa cifra può essere applicata al risultato finale come fattore di conversione. In altre parole, un decibel viene sottratto dal fattore di rumore misurato, per ottenere il valore effettivo.

di L. Biancoli

TEMPORIZZATORE AD INDICAZIONE NUMERICA

Il parte

**LABORATORIO
FOTOGRAFICO**

Facendo seguito alla prima parte, precisiamo che questa apparecchiatura viene descritta a seguito di una lettera di un lettore secondo il quale i temporizzatori in commercio o descritti in altre occasioni vengono di solito progettati senza tener conto delle effettive esigenze di chi deve farne uso. Riteniamo che — almeno in teoria — questa descrizione colmi tale lacuna.

Il temporizzatore impiega sedici circuiti bistabili, il cui prototipo è illustrato alla figura 2-A: prima di proseguire, occorre però precisare che quasi tutti i circuiti bistabili possono essere usati a tale scopo, a patto che le esigenze di ampiezza del segnale di ingresso vengano rispettate.

Dal momento che gli intervalli di tempo considerati come intervalli campione vengono derivati dalla tensione alternata di rete alla frequenza di 50 Hz, per ottenere la necessaria precisione il decodificatore implica l'impiego di sette stadi binari. Di conseguenza, la regolazione minima consentita dal temporizzatore equivale a:

$$2^7 \times 10^{-2} = 1,28 \text{ s}$$

D'altro canto, la massima durata del periodo di funzionamento ammonta a dieci

minuti, vale a dire a:

$$60.000 \times 10 \text{ ms}$$

Il conteggio massimo per il quale vengono impiegati sedici stadi è pari a 2^{15} , ossia a 59.904, equivalente alla durata di nove minuti e 59,04 secondi. Questo è il motivo per il quale sono necessari sedici stadi.

La figura 2-B illustra il simbolo del circuito logico, mettendo in evidenza i riferimenti in codice relativi ai vari terminali.

La figura 3 illustra invece il circuito logico del calcolatore ed i circuiti del decodificatore. Gli impulsi della durata di 10 ms in opposizione di fase tra loro vengono applicati ad uno stadio binario pre-selezionato, tramite i commutatori S_{1a} ed S_{1b} . Questo commutatore a comando unico consente la selezione dei periodi di tempo fondamentali, ciascuno dei quali equivale ad un aumento dell'esposizione di una unità. I valori del tempo vengono numerati da uno a nove sul pannello di comando del prototipo, in quanto è del tutto inutile conoscere l'ammontare del tempo espresso in secondi nel campo della fotografia. La commutazione all'intervallo di tempo più alto successivo non fa altro che raddoppiare il periodo, il che rappresenta proprio il metodo ideale per prestabilire la durata delle esposizioni.

I valori di tempo corrispondenti ad ottavi del periodo vengono invece selezionati dalle uscite comprese tra B_{10} e B_{16} .

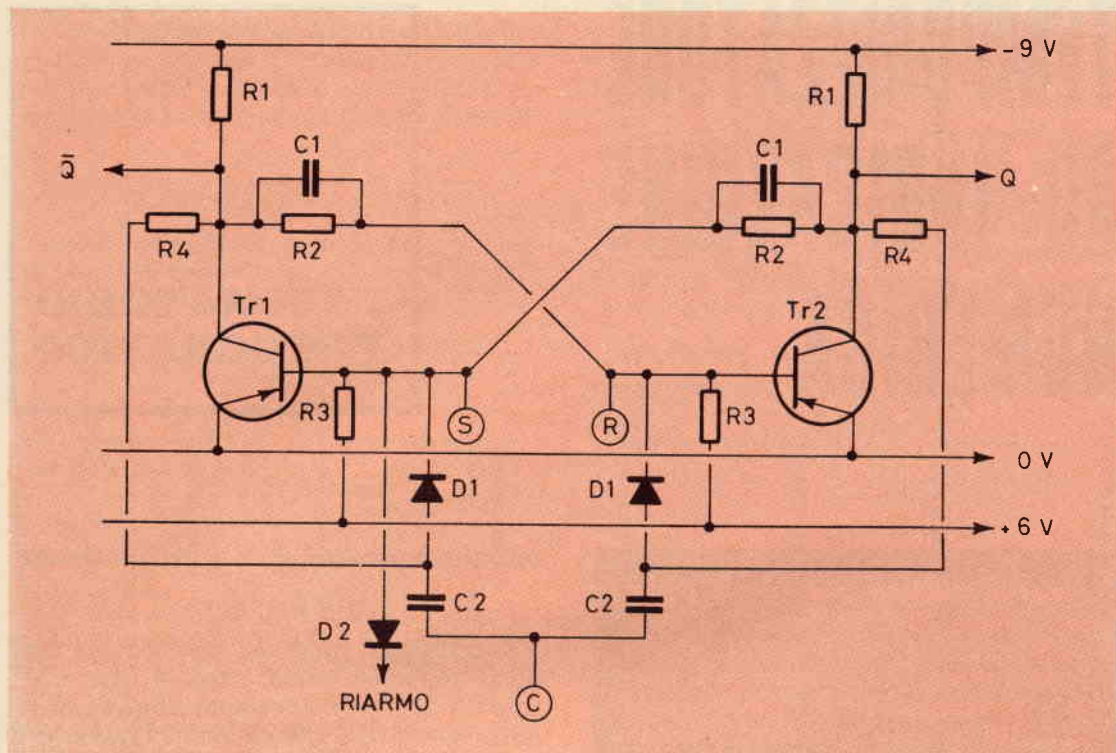


Fig. 2 - A rappresenta il circuito delle sezioni bistabili costituite da due transistor del tipo OC45 e da pochi altri componenti

TABELLA DEI VALORI del Circuito di figura 2-A

R1 = 5.100 Ω	Tr1 = OC 45
R2 = 16.000 Ω	Tr2 = OC 45
R3 = 20.000 Ω	D1 = Diodo al germanio
R4 = 22.000 Ω	D2 = Diodo al germanio
C1 = 100 pF	o al silicio
C2 = 1 nF	

Queste uscite vengono applicate ad un circuito decodificatore a diodi tramite il quale la frazione desiderata del periodo viene selezionata mediante S_2 . S_1 determina quindi l'aumento o la diminuzione di una unità del tempo di esposizione, qualunque sia la posizione di S_2 .

Sebbene il decodificatore sembri complesso, esso rappresenta soltanto gli ingressi a diodo per un circuito « NAND gate », G_1 , funzionante con diodi e transistor. I diodi risultano collegati alle uscite degli stadi bistabili, a seconda della presenza di uno stato 1 nell'equivalente binario di ciascuno stato.

B_{17} è un circuito bistabile, il cui compito consiste nel bloccare l'uscita, ossia nello spegnere la lampada di esposizione, dopo ciascun periodo di temporizzazione.

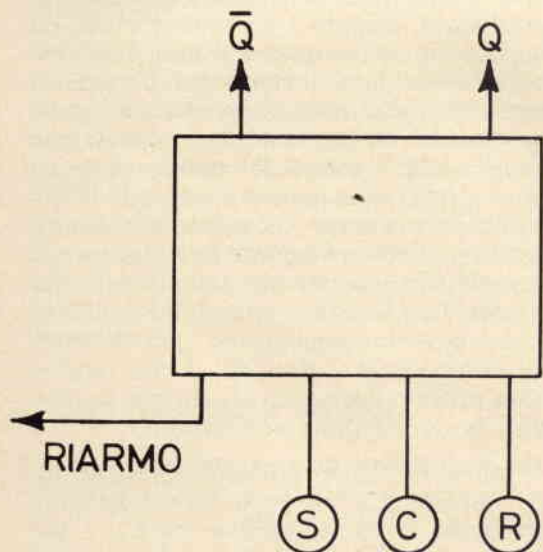


Fig. 2 - B rappresenta il simbolo logico della medesima sezione, con evidenza dei soli terminali recanti i contrassegni convenzionali.

NovoTest

BREVETTATO

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 - 1,5 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

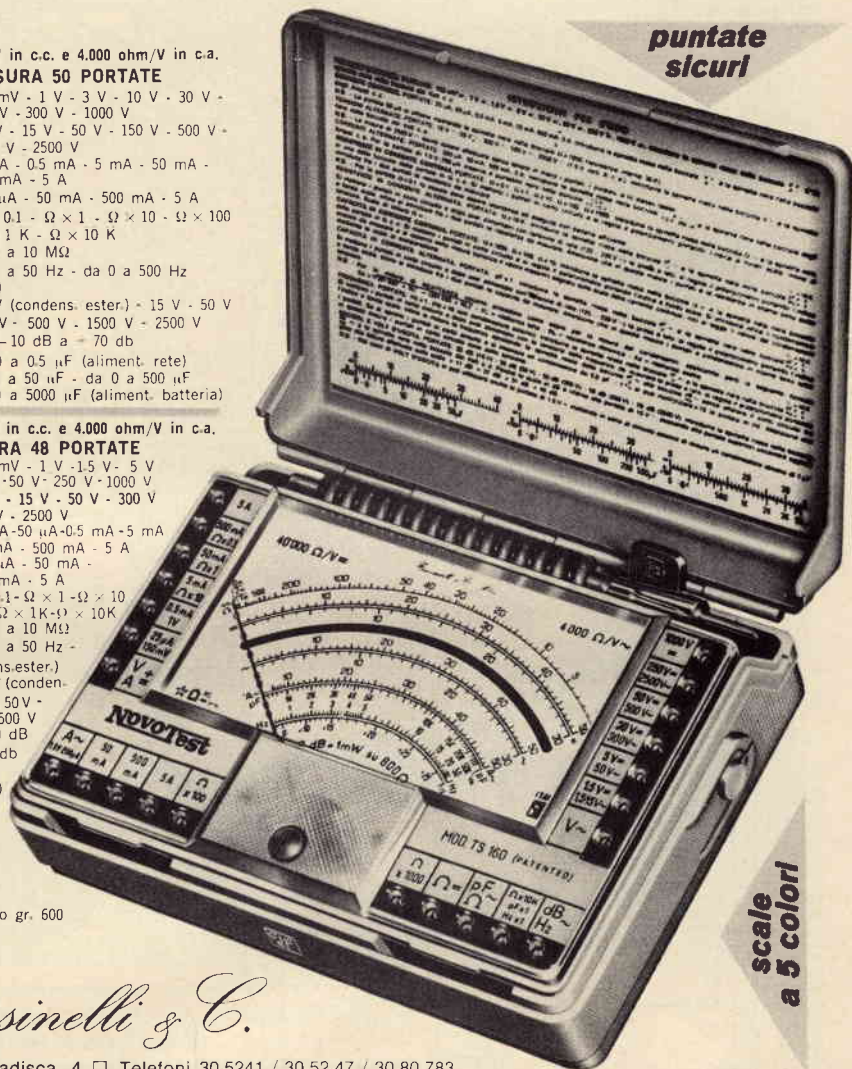
ITALY



Cassinelli & C.

20151 Milano □ Via Gradisca, 4 □ Telefoni 30.5241 / 30.52.47 / 30.80.783

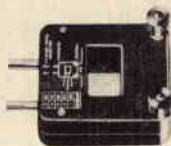
puntate
sicuri



scale
a 5 colori

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

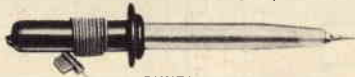


**RIDUTTORE PER
CORRENTE
ALTERNATA**

Mod. TA 6/N
portata 25 A -
50 A - 100 A -
200 A

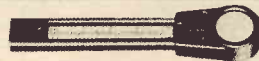


DERIVATORE PER Mod. SH/150 portata 150 A
CORRENTE CONTINUA Mod. SH/30 portata 30 A



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. Sibani Attilio
Via Zanardi 2/10
CATANIA - RIEM
Via Cadamosto 18

FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Fra Bartolomeo 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvo 18
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Poma
C.so D. degli Abruzzi 58 bis

PRAGA - Luigi Benadetti
C.se V. Emanuele 103/3
PESCARA - P.I. Accorzi Giuseppe
Via Osento, 25
ROMA - Tardini di E. Caruso 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

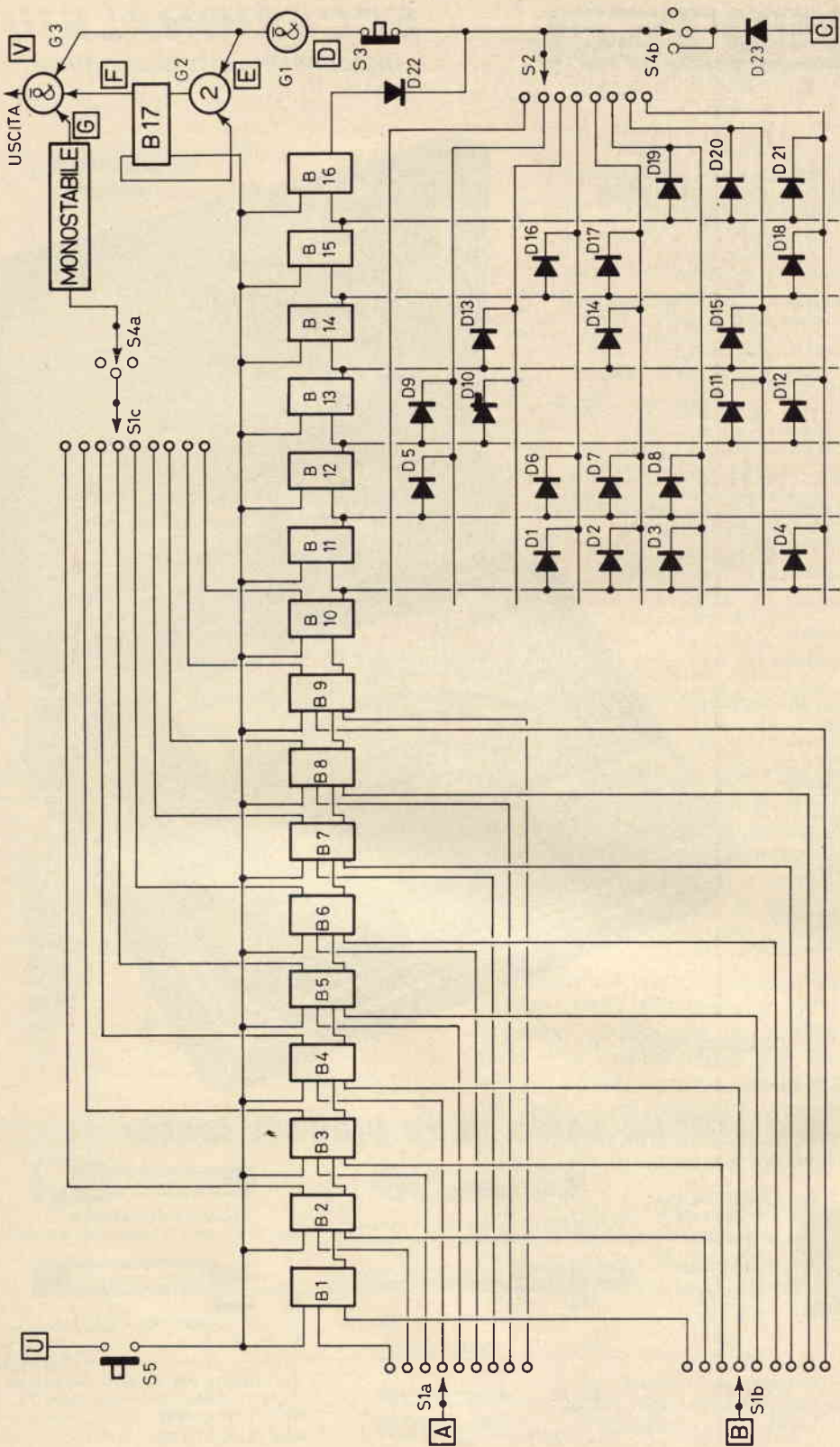


Fig. 3 - Circuito elettrico del calcolatore logico e dei circuiti di decodificazione. Il commutatore S₁ è del tipo a tre vie, nove posizioni (da 1 a 9: valori del tempo); S₂ è del tipo monopolare ad otto vie (da 0 a 7: ottavi di un intervallo); S₃ è un interruttore a pulsante normalmente chiuso (pulsante di arresto); S₄ è un commutatore a due vie, tre posizioni (per predisporre le posizioni di funzionamento automatico, di focalizzazione, e di funzionamento manuale); S₅ è un interruttore a pulsante normalmente aperto (di avviamento).



per ogni tipo e modello di Registratore a nastro,
anche a quattro piste

per una fedele, perfetta registrazione e un
gradevole ascolto.

Nastri Magnetici BASF

universalmente noti

sono disponibili anche nei tipi e confezioni per
impieghi di carattere specificatamente
tecnico-professionale



Badische Anilin- & Soda-Fabrik AG - 6700 Ludwigshafen am Rhein
S.A.S.E.A. Settore M - 20123 Milano - Via M. Bandello, 6 - Telefono 483.341/4

G_3 è un altro dispositivo « NAND gate », che pilota il thyristore attraverso un amplificatore ad impulsali. Il carico risulta inserito quando l'uscita è costituita da un segnale nello stato 0.

Il funzionamento del circuito avviene come segue: presumendo che il carico a corrente alternata (ossia la lampada) sia disinserito, l'uscita da parte di G_3 risulta essere 1. S_5 viene abbassato in modo da chiudere il circuito, portando la linea di riarmo allo stato 1. Ciò permette di mantenere tutti gli stadi del calcolatore nello stato 1, e porta anche l'uscita di B_{17} allo stato 1. Dal momento che all'inizio tutti gli stadi del calcolatore sono nello stato 1, l'uscita di G_1 risulta 0, qualunque sia la posizione di S_2 . Questa uscita viene collegata all'ingresso del circuito « NAND gate », G_3 , e l'uscita di G_3 risulta quindi del tipo 1, il che mantiene disinserito il carico a corrente alternata.

Se ora S_5 viene lasciato libero, il contatore è in grado di cominciare il conteggio. Il primo impulso della durata di 10 ms eccita il calcolatore commutando tutte le uscite allo stato 0. G_1 assume lo stato 1, e G_3 assume lo stato 0, in quanto entrambi gli ingressi del circuito « gate » risultano nello stato 1. Ne deriva che il carico a corrente alternata viene inserito. Il circuito bistabile B_{17} non subisce alcuna influenza, in quanto per commutarlo è necessario un impulso positivo attraverso il circuito « gate » G_2 .

Il conteggio continua finché tutti i diodi del decodificatore selezionato e D_{22} risultano collegati alle uscite 1. L'effetto consiste nel portare l'uscita di G_1 allo stato 0, per la durata di 10 ms. Un impulso positivo che passi attraverso G_2 commuta il circuito bistabile in modo tale che il circuito G_3 rimanga allo stato 1 qualunque sia lo stato di G_1 ; dal momento che l'uscita di B_{17} è 1, e non può essere riportata ad 0 finché non viene nuovamente azionato S_5 , G_3 disinscrive il carico a corrente alternata.

La capacità C_1 , presente come vedremo nella sezione di controllo, risulta inserita nel circuito di G_1 , affinché l'ingresso relativo presenti un certo ritardo. Ciò è necessario in quanto, quando il contatore viene percorso da un impulso (vale a dire

quando B_{16} sta per passare allo stato 1), i diodi del decodificatore « vedono » uno stato 1 in ciascuno stadio per un breve periodo transitorio.

C_1 viene scelto con caratteristiche tali che il circuito « gate » non permetta il passaggio di questo transitorio, ma lasci invece passare l'impulso di 10 ms alla fine del periodo di temporizzazione.

S_{4b} comprende una posizione che consente il controllo manuale del dispositivo. Uno degli ingressi di G_1 viene tenuto allo stato 0 ad opera di D_{23} collegato alla linea di alimentazione a 0 V attraverso il terminale C. In tali condizioni, nessun impulso può passare attraversando G_1 , ed il temporizzatore non effettua alcuna commutazione finché non viene azionato il pulsante di arresto, S_3 .

S_3 può eventualmente essere usato durante il funzionamento per escludere la lampada prima che abbia termine il procedimento di conteggio. Ciò risulta assai utile appena dopo la messa in funzione del dispositivo, nell'eventualità che B_{17} venga a trovarsi accidentalmente in uno stato irregolare.

La posizione centrale di messa a fuoco di S_4 permette di far funzionare la lampada con la metà della sua intensità luminosa, in quanto interrompe ritmicamente la tensione di uscita in modo che venga lasciato passare soltanto un ciclo su due.

Sarebbe stato possibile ottenere il medesimo effetto rettificando una sola semionda della tensione di alimentazione della lampada: tuttavia, in questo caso, si sarebbe prelevata una corrente pulsante ma continua dal dispositivo di alimentazione, il che non è desiderabile in quanto solitamente l'alimentazione per la lampada viene prelevata tramite un trasformatore a tensione costante, soprattutto quando si effettuano stampe a colori mediante un ingranditore. (Le eventuali variazioni nella tensione di alimentazione provocherebbero variazioni corrispondenti nel bilanciamento dei colori agli effetti della stampa). Occorre infine considerare che il funzionamento di un trasformatore a tensione costante risulterebbe influenzato in modo assai negativo qualora venisse percorso da una corrente continua.

Gli impulsi della durata di 20 ms vengono ottenuti dall'uscita Q del circuito bistabile che segue il circuito bistabile di ingresso, selezionato mediante S_{1c} . L'uscita assume lo stato 0 approssimativamente 3 ms dopo l'inizio di un semi-periodo, per cui non risulta possibile applicare questi impulsi direttamente al circuito « gate » di uscita, G_3 ; diversamente, il thyristore di cui diremmo entrebbe in funzione all'inizio di uno dei due semi-periodi che devono essere soppressi. Gli impulsi vengono applicati ad un circuito monostabile, in modo tale che un impulso variabile in senso positivo applicato all'ingresso determini il passaggio del segnale di uscita allo stato 0 per circa 27 ms.

Mentre S_4 si trova in posizione di messa a fuoco, gli ingressi di G_3 provenienti da B_{17} e da G_1 vengono predisposti nello stato 1. Lo stato 0 nei confronti dell'ingresso, proveniente dal circuito monostabile, determina quindi il passaggio del

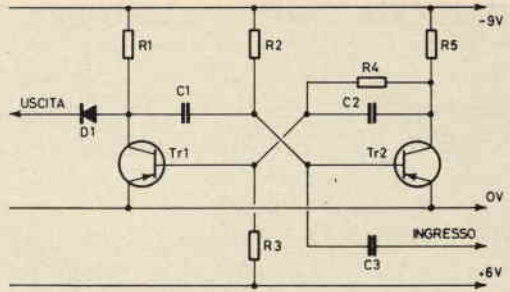


Fig. 4 - Circuito elettrico della sezione monostabile.

TABELLA DEI VALORI del Circuito di figura 4

R1	=	5.100 Ω
R2	=	68.000 Ω
R3	=	20.000 Ω
R4	=	16.000 Ω
R5	=	5.100 Ω
C1	=	500 nF a pellicola metallica
C2	=	100 pF in polistirene
C3	=	10 nF
Tr1/2	=	OC 45
D1	=	Diodo al germanio o al silicio

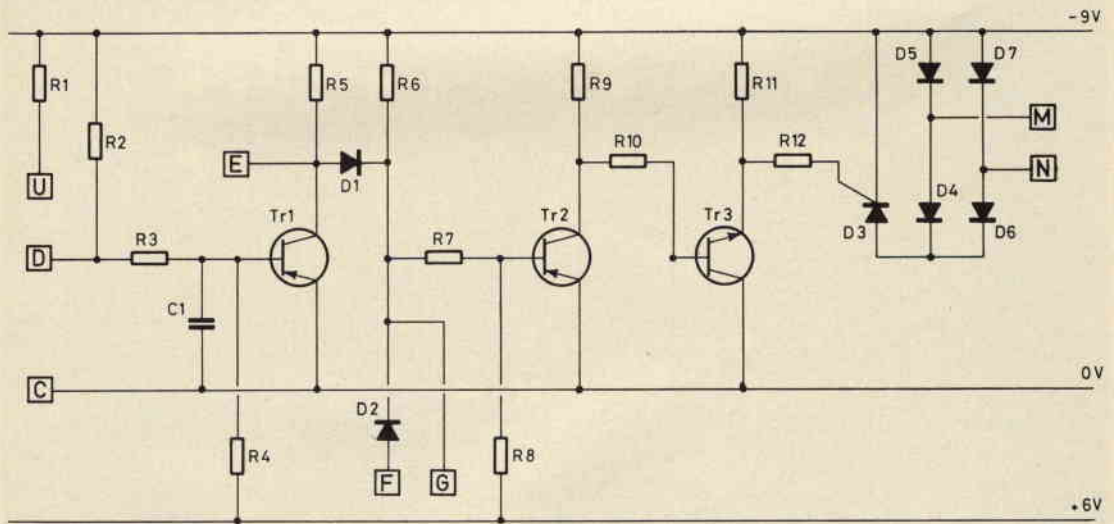


Fig. 5 - Circuito elettrico della sezione di controllo di potenza; i vari contrassegni dei terminali servono per individuare la loro destinazione nell'intera apparecchiatura.

TABELLA DEI VALORI del Circuito di figura 5

R1	=	2.200 Ω	R7	=	2.200 Ω	C1	=	50 nF a pellicola metallica
R2	=	16.000 Ω	R8	=	20.000 Ω	Tr1	=	OC 45
R3	=	2.200 Ω	R9	=	5.100 Ω	Tr2	=	OC 45
R4	=	20.000 Ω	R10	=	1.000 Ω	D1/2	=	Diodo al germanio o al silicio
R5	=	5.100 Ω	R11	=	5.600 Ω	D3	=	Rett. contr. al silicio da 400 V - 1 A
R6	=	16.000 Ω	R12	=	470 Ω	D4/5/6/7	=	Rettificatore a ponte da 400 V - 1 A

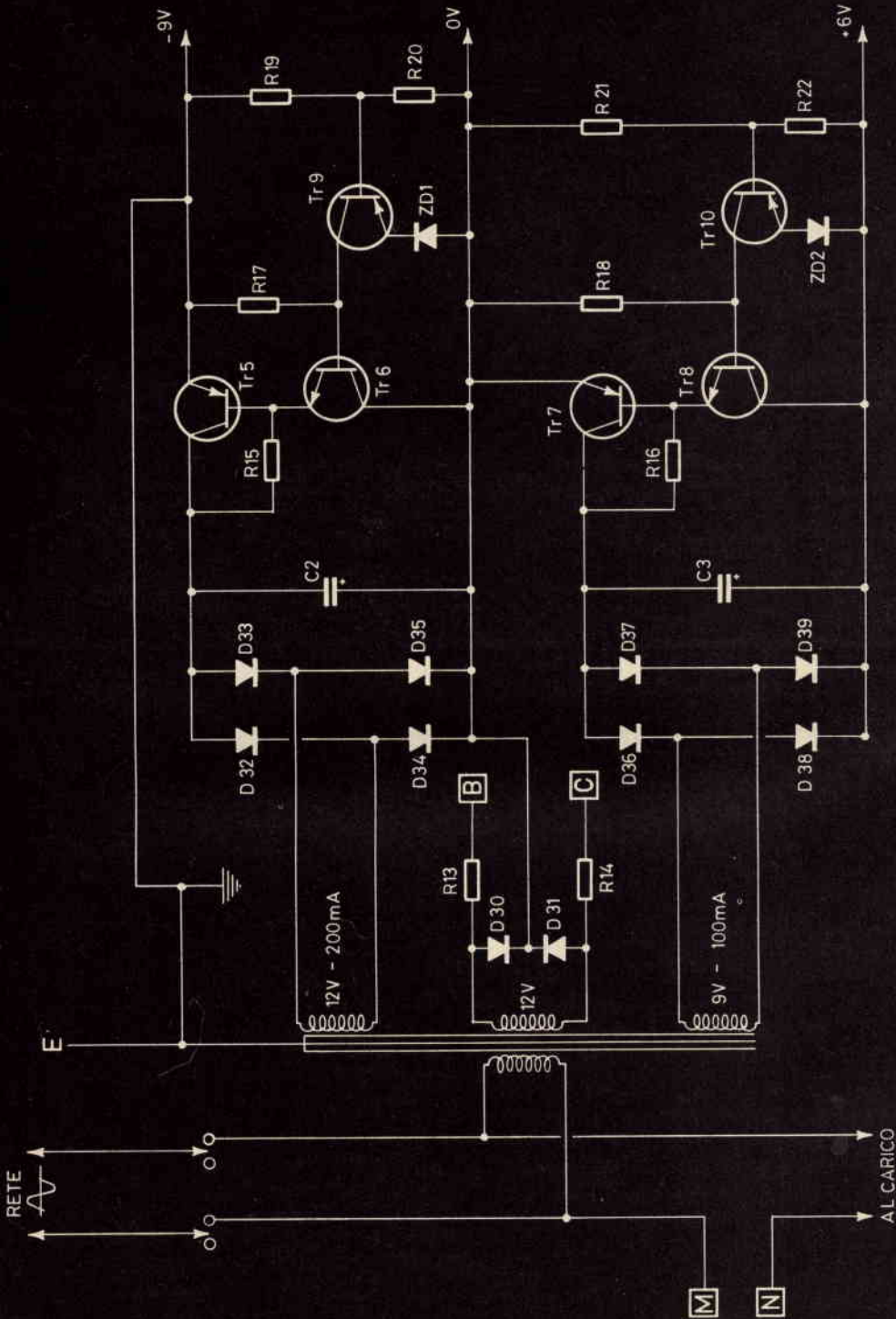


Fig. 6 - Circuito elettrico della doppia sezione di alimentazione.

TABELLA DEI VALORI del Circuito di figura 6

R13	=	15.000 Ω
R14	=	15.000 Ω
R15	=	820 Ω
R16	=	820 Ω
R17	=	470 Ω
R18	=	470 Ω
R19	=	680 Ω
R20	=	2.700 Ω
R21	=	620 Ω
R22	=	2.200 Ω
C2	=	1.500 μF - 25 V
C3	=	1.500 μF - 25 V
Tr5	=	OC 35
Tr6	=	Trans. « n-p-n » al silicio
Tr7	=	OC 83
Tr8	=	Trans. « n-p-n » al silicio
Tr9/10	=	OC 44
D32 ÷ 39	=	Diodi a giunz. al germanio da 100 mA (tipo OA 10 o equivalente)

thyristore allo stato di interdizione, al termine del semiperiodo della corrente. Quando S_4 si trova in una qualsiasi delle due posizioni laterali, il circuito monostabile rimase escluso, presenta un'uscita del tipo I, e non esercita quindi alcuna influenza agli effetti degli altri modi di funzionamento.

Non appena l'uscita del circuito monostabile assume lo stato 0, approssimativamente 3 ms dopo l'inizio di un semi-periodo, esso può soltanto inibire l'uscita del temporizzatore per i due semi-periodi successivi, e la durata dello stato quasi-stabile deve essere tale che l'uscita monostabile ritorni allo stato I all'estremità del secondo semi-periodo.

Il valore della resistenza R_2 del circuito monostabile deve essere scelto in modo tale da consentire questo risultato, e — nel prototipo — ammontava a 68 k Ω . Nell'eventualità che non sia disponibile un oscilloscopio per effettuare la scelta di questo valore, è possibile collegare un voltmetro per corrente continua in parallelo alla lampada: R deve essere fatta variare finché l'indice dello strumento oscilla intorno alla posizione 0.

Il segnale di ingresso a 50 Hz applicato ad S_{1a} e S_{1b} viene derivato — come vedremo — da un avvolgimento a 12 V del trasformatore di alimentazione. I diodi D_{30} e D_{31} forniscono gli impulsi in op-

posizione di fase per pilotare gli ingressi a corrente continua dei circuiti bistabili.

I circuiti completi delle sezioni monostabili, dei circuiti « gate » e delle uscite a thyristori sono illustrati alle figure 4 e 5. I collegamenti tra questi circuiti e le sezioni bistabili sono diretti, così come si osserva alla citata figura 2, che reca anche i contrassegni delle connessioni nei confronti del circuito decodificatore a diodi.

LE SEZIONI DI ALIMENTAZIONE

Per il funzionamento dell'apparecchiatura è necessario disporre di due tensioni di alimentazione, di cui una di 9 V negativi rispetto a massa, ed una di 6 V positivi rispetto a massa. Lo stabilizzatore provvede a regolare la tensione a seguito di una sia pur minima variazione della caduta di tensione che si sviluppa ai capi del transistor in serie: ciò nonostante, la sua realizzazione può essere considerata relativamente economica.

Il circuito è illustrato alla figura 6. Il prototipo è stato studiato per essere impiegato con un trasformatore del tipo a tensione costante, provvisto di tre avvolgimenti secondari isolati.

Il rettificatore a ponte della sezione superiore (D32 - 33 - 34 - 35) provvede a collegare alternativamente i due poli del secondario a 12 V, 200 mA, alla linea di alimentazione a 9 V, facente capo inferiormente al telaio collegato a massa.

Se il temporizzatore dovesse essere usato senza l'impiego di un trasformatore di isolamento, sarebbe necessario o schermare i componenti rispetto alla terra (collegando lo schermo alla linea a -9 V) o — diversamente — sarebbe necessario aggiungere un metodo di commutazione che impedisse il verificarsi di fenomeni di instabilità: in caso contrario, l'eventuale presenza di un rumore di fondo alla frequenza di 50 Hz determinerebbe il cattivo funzionamento dell'intero dispositivo.

Gli impulsi della durata di 10 ms vengono prelevati dai terminali contrassegnati B e C nel circuito di figura 6. I suddetti impulsi — in pratica — sono costituiti da semi-periodi di forma d'onda si-

nusoidale: ciò comunque non ha alcuna importanza, in quanto i circuiti bistabili ai quali essi fanno capo provvedono a conferire loro una forma d'onda quadra onde renderli adatti al controllo del funzionamento degli stadi successivi.

I transistor del tipo « n-p-n » dello stabilizzatore devono essere del tipo planare al silicio, mentre il transistor stabilizzatore in serie (Tr_5 come pure Tr_{10}) deve essere del tipo al germanio. Ciò è di notevole importanza, in quanto la caduta di tensione che si presenta ai capi di R_{17} (e di R_{18}) deve essere del maggior valore possibile per ottenere un funzionamento soddisfacente, mentre — d'altro canto — è limitata alla differenza tra le tensioni tra base ed emettitore di Tr_5 e Tr_6 (come per Tr_7 e Tr_8). Gli eventuali fenomeni di instabilità del circuito possono essere evitati senza l'impiego di una capacità, mediante la semplice scelta di transistor per Alta Frequenza per Tr_9 e per Tr_{10} , e di un tipo di transistor adatto al funzionamento in Bassa Frequenza per Tr_5 e Tr_7 . La resistenza R_{19} deve essere invece scelta in modo tale da fornire una tensione di -9 V, mentre R_{21} deve fornire una tensione di $+6$ V.

REALIZZAZIONE

Le sezioni dei circuiti bistabili e dei circuiti « gate » possono essere realizzate su di una basetta avente le dimensioni approssimative di 130×85 mm, mentre la sezione di alimentazione può essere realizzata su di una basetta avente le dimensioni di 80×70 mm.

Non è consigliabile l'impiego di lampade spia per la costruzione di questo dispositivo, in quanto esso viene spesso usato per prestabilire la durata dell'esposizione della stampa di fotografie a colori, il che deve essere eseguito nel buio più assoluto: anche una debole luce rossa potrebbe infatti influenzare il risultato finale.

USO DELL'APPARECCHIATURA

Il modo di funzionamento viene scelto agendo opportunamente sul commutatore S_4 . Nella posizione che determina il fun-

zionamento automatico, l'esposizione viene iniziata premendo e lasciando quindi libero il pulsante di innesto, S_5 , nel qual caso la durata dell'esposizione viene predisposta a seconda della posizione di S_1 e di S_2 . In ogni caso, l'esposizione può essere sempre interrotta — ove lo si ritenga necessario — premendo il pulsante di arresto S_3 .

La posizione di focalizzazione permette di far funzionare la lampada di esposizione con metà della sua potenza normale. In tal modo, è possibile usare una lampada di maggiori dimensioni nell'ingranditore, senza pericolo di surriscaldamento, in quanto essa funziona a regime ridotto durante tutte le operazioni di messa a fuoco e di regolazione delle dimensioni. L'accensione a piena intensità ha luogo soltanto nell'istante in cui avviene l'esposizione propriamente detta.

Naturalmente, il controllo definitivo della messa a fuoco può essere eseguito anche con intensità luminosa massima, semplicemente agendo sul pulsante di funzionamento. Alternativamente, è possibile usare la posizione di controllo manuale di S_4 , il che permette di dare inizio all'esposizione premendo il pulsante S_5 , e di concluderla premendo invece il pulsante S_3 .

Il temporizzatore descritto rappresenta un metodo di temporizzazione basato su di una legge logaritmica, con elevata precisione e con possibilità di ripetizione all'infinito, e può essere impiegato per stabilire la durata dell'esposizione di ingrandimenti in bianco e nero, come pure a colori.

Quasi tutti gli appassionati più scrupolosi nel campo della fotografia, ossia coloro che provvedono da sé alla stampa di fotografie a colori, impiegano il metodo della cosiddetta « luce bianca » (con una esposizione di prova); in tal caso le eventuali correzioni del colore vengono effettuate inserendo filtri colorati sottrattivi lungo il percorso del raggio di luce. Ebbene, questo tipo di temporizzatore consente anche l'impiego del metodo tricromatico (consistente in tre esposizioni successive attraverso un filtro rosso, uno verde ed uno blu). Fino ad oggi ciò è stato

praticamente impossibile, in quanto l'impossibilità di ripetere con esattezza le medesime esposizioni e con le medesime caratteristiche, dovute all'impiego degli altri metodi noti di temporizzazione, facevano sì che la neutralizzazione dello sbilanciamento cromatico fosse possibile soltanto casualmente, e con l'aiuto della fortuna.

L'apparecchiatura consente inoltre piccole operazioni di messa a punto nei confronti dell'esposizione da eseguire, senza peraltro esercitare alcuna influenza dannosa agli effetti del bilanciamento cromatico.

Quando viene usato con il metodo della « luce bianca », il temporizzatore permette l'impiego di filtri con fattori logaritmici. Ciò semplifica il calcolo dell'esposizione nel passaggio da un filtro con maggiore assorbimento ad un altro con assorbimento minore, in quanto l'operazione consiste semplicemente in una somma o in una sottrazione, anziché in una moltiplicazione o in una divisione.

APPENDICE

Per meglio comprendere il funzionamento del dispositivo, è opportuno citare il metodo più semplice di calcolo degli equivalenti binari di una potenza pari a $2^{x/n}$.

Se un numero binario pari a $2^{x/n}$ viene scritto:

$$1.a_1a_2a_3a_4 \dots a_n$$

(la cifra maggiormente significativa deve essere una 1)

in tal caso, si ha che:

$$a_1 = 1/2 \text{ (decimale)}$$

$$a_2 = 1/4$$

$$a_3 = 1/8$$

$$a_n = 2^{-n}$$

$$a_1 = 2^{-1} \text{ ossia } 0$$

$$a_2 = 2^{-2} \text{ ossia } 0$$

$$a_3 = 2^{-3} \text{ ossia } 0$$

Naturalmente, ciascuna cifra può essere zero, a seconda del numero che viene sostituito nella versione binaria.

In primo luogo, si comincia col calcolare la frazione decimale di $2^{x/n}$, dopo di che si sottraggono dalla frazione tutti i possibili coefficienti del numero binario. Si provvede in altre parole a scrivere una 1 per ciascuna sottrazione possibile, ed una 0 per ciascuna sottrazione impossibile.

L'esempio che segue renderà il procedimento assai più chiaro: supponiamo di dover calcolare l'equivalente binario di $2^{1/2}$

$$\log 2 = 0,3010300$$

$$+ 2 = 0,1505150$$

$$\text{antilog} = 1,414214$$

ESPRESSIONE DECIMALE	ESPRESSIONE BINARIA
1,414214 1	1
0,414214 0,5 0,25	10 101
0,164214 0,125	1011
0,039214 0,0625 0,03125	10110 101101
0,007964 0,015625 0,007813	1011010 10110101

Numero binario pari a $2^{1/2}$ fino a sette cifre significative = 1.011011 e l'equivalente binario è quindi 1011011.

Calcolo degli errori

L'errore di decodificazione è il rapporto tra l'equivalente decimale del numero binario usato per la decodificazione, ed il numero decimale effettivo. Ad esempio, l'equivalente decimale di 1011011 è

$$1 + 0,25 + 0,125 \dots \text{ecc.} = 1,421875$$

La percentuale di errore è quindi:

$$\frac{100 (1,421875 - 1,414214)}{1,414214} = 0,542\%$$



alla **GBC** di
ELETRONICA

41100 - MODENA
 Viale Monte Kosica, 204 - Tel. 27.398

**troverete un vasto
 assortimento
 di materiale
 elettronico**

**APPARECCHI STEREO - HI-FI
 RADIO - TV - REGISTRATORI**

La massima percentuale di errore equivale a più o meno la durata della $(k + 1)^{ma}$ una cifra significativa, come percentuale di $2^{1/n}$.

Di conseguenza:

$$\begin{aligned} \text{massimo errore di decodificazione} &= \\ &= \pm 100,2^{-k} \times 2^{-1/n} \% \end{aligned}$$

Il massimo errore per questa apparecchiatura ammonta quindi a $\pm 0,85\%$.

Tabella di conversione del fattore dei filtri

Per trovare il valore logaritmico del fattore del filtro (valore del filtro FV) è necessario leggere il valore del tempo nella testata superiore della tabella che qui riportiamo, ed individuare il valore frazionario nella colonna di sinistra in rapporto al fattore appropriato.

Ad esempio, proviamo a calcolare il valore di filtraggio della cifra 6: il fattore più vicino equivale a 6,2; Fv = 2 e 5/8.

In occasione della sostituzione dei filtri, la somma dei valori tipici della serie di filtri precedenti viene sottratta dall'esposizione (in valori di tempo) mentre la somma dei valori di filtraggio della nuova serie viene sommata al tempo di esposizione.

Le tabelle relative a frazioni diverse da n : 8 possono essere calcolate mediante l'espressione

$$\text{fattore di filtraggio} = 2^{Fv}$$

FRAZ.	0	1	2	3	4
0	1,0	2,0	4,0	8,0	16
1/8	1,1	2,2	4,4	8,7	17
1/4	1,2	2,4	4,8	9,5	19
3/8	1,3	2,6	5,2	10,5	21
1/2	1,4	2,8	5,7	11,5	23
5/8	1,5	3,1	6,2	12,5	25
3/4	1,7	3,4	6,7	13,5	27
7/8	1,8	3,7	7,3	14,5	29
1	2,0	4,0	8,0	16	32

Fine

DISPOSITIVO ELETTRONICO PER IL CONTROLLO CONTINUO DELLE PRESSIONI SISTOLICA E DIASTOLICA

**ELETTRONICA
MEDICALE**

II PARTE

Per esporre razionalmente il principio di funzionamento di questa interessante applicazione dell'elettronica alla medicina, o meglio alla chirurgia, abbiamo descritto nella prima parte di questa nota le diverse sezioni che la compongono: non ci resta quindi che esaminare l'apparecchiatura completa, e descriverne la tecnica di regolazione.

Il vantaggio principale di questa applicazione consiste nel fatto che i due strumenti di misura mediante i quali è possibile controllare direttamente e con continuità le due pressioni possono essere installati in posizione assai prossima al letto operatorio, sebbene l'apparecchiatura vera e propria sia nella camera di controllo. In tal caso, l'addetto al suo funzionamento può osservare continuamente gli strumenti a sua disposizione, ed avvertire il chirurgo ed i suoi assistenti — con la massima tempestività — l'eventuale presenza di qualche irregolarità che potrebbe compromettere l'esito dell'intervento.

A seguito dell'avviso ricevuto, il chirurgo, o chi per lui, può perciò effettuare la lettura diretta, e prendere immediatamente i provvedimenti necessari al buon esito dell'operazione.

TARATURA DELLO STRUMENTO

La **figura 10** illustra lo schema elettrico dell'apparecchiatura completa: in esso è possibile osservare le connessioni che vengono effettuate tra le varie sezioni descritte separatamente, ad eccezione delle due sezioni di alimentazione, le quali devono essere collegate semplicemente tra massa e la linea positiva e quella negativa di alimentazione. Nella pagina a lato è riportato l'elenco dei valori indicativi, nel quale vengono citati anche i tipi di transistori che all'occorrenza possono essere sostituiti anche da altri tipi equivalenti, nella eventualità che i tipi citati non fossero reperibili in commercio. Le condizioni di funzionamento non sono molto critiche, per cui la sostituzione dei vari stadi con tipi equivalenti può essere effettuata con una certa facilità, a patto che — durante

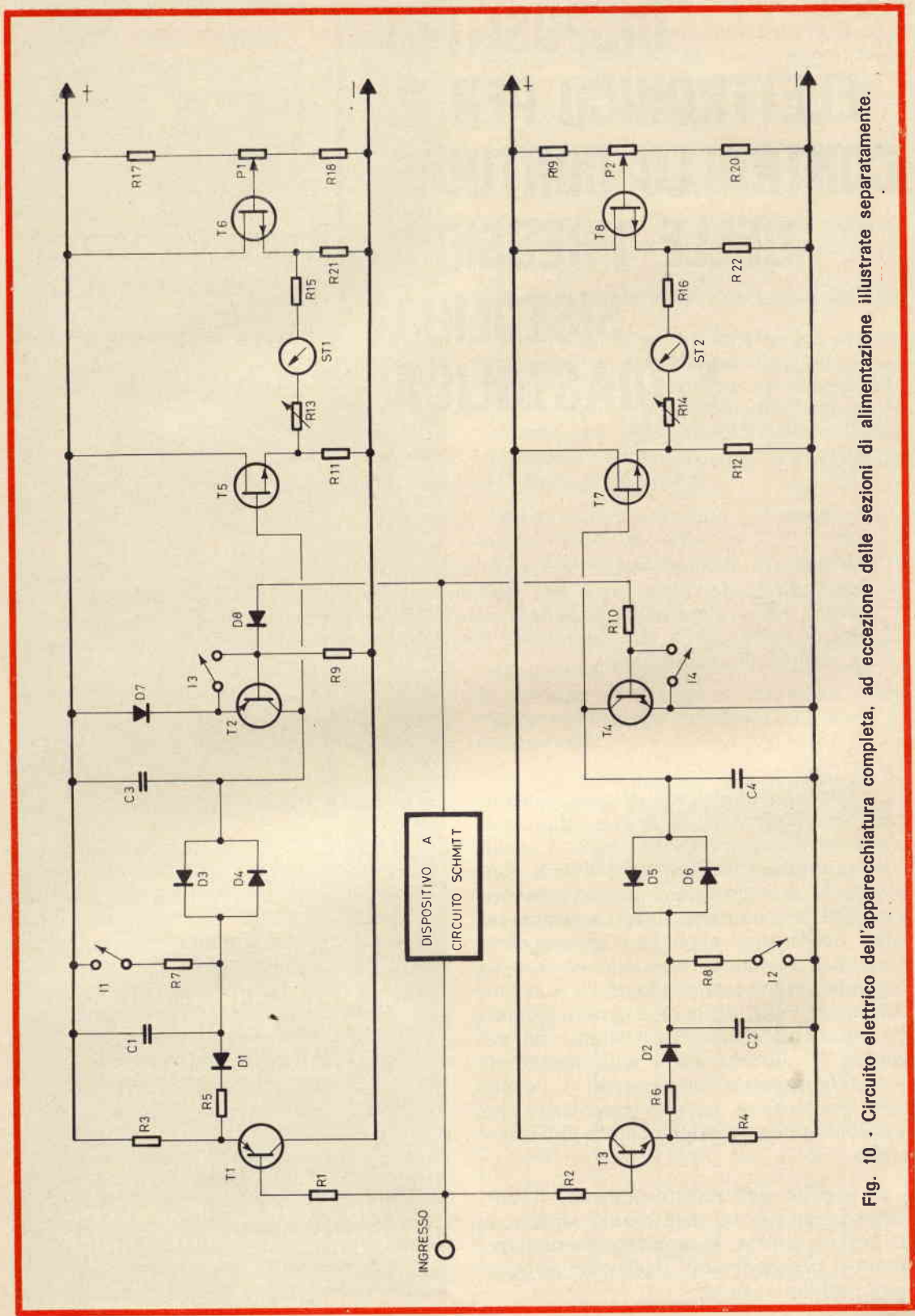


Fig. 10 - Circuito elettrico dell'apparecchiatura completa, ad eccezione delle sezioni di alimentazione illustrate separatamente.

ELENCO DEI VALORI INDICATIVI

R1 - R2	=	3,9 kΩ
R3 - R4	=	4,7 kΩ
R5 - R6	=	2,2 kΩ
R7 - R8	=	5,6 MΩ
R9	=	47 kΩ
R10	=	22 kΩ
R11 - R12	=	4,7 kΩ
R13 - R14	=	10 kΩ
R15 - R16	=	valore dipendente dalla sensibilità di ST1 ed ST2
R17	=	47 kΩ
R18	=	18 kΩ
R19	=	33 kΩ
R20	=	27 kΩ
R21 - R22	=	4,7 kΩ
P1 - P2	=	25 kΩ
C1 - C2 - C3 - C4	=	1 μF
T1 - T2	=	2N3645
T3 - T4	=	2N3569
T5 - T6 - T7 - T8	=	3SK11
D1 - D2 - D7	=	OA202
D3 - D4 - D5 - D6	=	1N2069

la messa a punto — si provveda a quelle piccole variazioni dei componenti necessari per ottenere le condizioni ideali di funzionamento.

La taratura dello strumento può essere eseguita come segue:

A - regolando il livello « zero » per entrambi gli strumenti della sezione sistolica e di quella diastolica, usando come riferimento il segnale di uscita precedentemente calibrato fornito dall'apparecchiatura Sanborn.

B - Regolando entrambi i comandi di sensibilità (R13 ed R14) in modo da leggere con precisione un valore predeterminato. Se lo strumento viene fatto funzionare in abbinamento con una apparecchiatura Sanborn, ciò può essere effettuato assai comodamente usando il commutatore di taratura.

Per entrambi i comandi di regolazione dello « zero » e della sensibilità, i perni dei relativi potenziometri sono protetti in modo tale da evitare spostamenti accidentali: la loro regolazione è infatti possibile soltanto mediante un cacciavite, che viene introdotto nei fori attraverso i quali i perni sono accessibili.

Una volta effettuata la messa a punto, lo strumento è pronto per funzionare non

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 kΩ.

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

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

appena un commutatore di selezione viene azionato. La commutazione è possibile tra due rami, di cui quello superiore per ottenere il controllo continuo delle pressioni, e quello inferiore per le pressioni controllate tramite la sonda, o per altre funzioni. Ciascun ramo contiene cinque commutatori a sei vie, e ciascun commutatore di ciascun ramo rappresenta un modulo pre-amplificatore nell'apparecchiatura Sanborn. Se si desidera ottenere il controllo continuo delle pressioni, ad esempio tramite il secondo amplificatore a partire da sinistra della serie di dispositivi Sanborn, in tal caso occorre azionare il secondo commutatore a partire da sinistra nella fila superiore.

Analogamente, per ottenere le letture in valore « assoluto » o tramite la sonda, occorre azionare il secondo commutatore della fila inferiore. È importante notare che un solo commutatore deve essere azionato ogni volta. L'ultimo commutatore di ciascuna fila (all'estremità destra) è stato modificato per funzionare come commutatore di riarmo, per cui — ogni qualvolta viene azionato — tutti gli altri commutatori della fila tornano nella posizione normale.

Le lampade indicatrici — ove vengano aggiunte — compiono due funzioni specifiche: se il commutatore della fila superiore viene abbassato, si accende la lampada superiore. Ciò dimostra in primo luogo che funziona la sezione superiore per la lettura continua, e che il segnale di ingresso e la tensione di alimentazione sono collegati alla relativa unità. Quanto sopra sussiste naturalmente anche nei confronti della fila inferiore.

Il comando restante per il controllo del livello di pilotaggio viene usato in occasione del rilevamento di valori di pressione tramite la sonda. Esso neutralizza le false letture provocate dall'inserimento dell'ago, e viene fatto funzionare regolando l'unità di controllo fino ad ottenere la completa cancellazione: successivamente — come già abbiamo accennato — il dispositivo viene escluso.

Le pressioni in corrispondenza della sonda possono essere lette direttamente sugli strumenti: nell'eventualità che la cancellazione delle letture iniziali non sia necessaria, è possibile usare il funzionamento mediante la sonda senza spostare il comando di regolazione del livello di innesco dalla posizione in cui esso risulta escluso.

CONCLUSIONE

In pratica, l'apparecchiatura descritta è stata concepita per funzionare in abbinamento con una complessa apparecchiatura principale, consistente in un elettrocardiografo ed in un de-fibrillatore. Il primo serve notoriamente per controllare l'andamento grafico delle pulsazioni del cuore, soprattutto durante gli interventi chirurgici, ed il secondo per applicare al cuore particolari impulsi elettrici che lo rimettono in condizioni di funzionare pressoché regolarmente, quando — a seguito di alterazioni biologiche del paziente durante l'intervento — i veri e propri battiti vengono sostituiti da un tremolio irregolare, dovuto appunto alle fibrillazioni del muscolo.

L'elettrocardiografo funziona con elettrodi applicati al paziente, attraverso i quali i segnali elettrici prodotti dal cuore a causa delle sue contrazioni, vengono prelevati mediante contatto facilitato da una speciale pasta conduttrice, oppure mediante elettrodi aghiformi introdotti nel tessuto. Tali segnali, aventi una loro tensione originale, vengono successivamente amplificati per effettuarne la registrazione sul chimografo dell'elettrocardiografo.

Il de-fibrillatore — invece — produce impulsi di tensione aventi un'ampiezza, una frequenza ed una forma d'onda particolare, mediante i quali il cuore viene stimolato affinché riprenda a battere regolarmente. Per questo motivo, l'apparecchio è munito di particolari elettrodi che a volte vengono applicati direttamente sul muscolo cardiaco.

Fine

Riportiamo in questo articolo alcuni esempi di impiego delle fotocellule associate a dei relè oppure in circuiti pratici come nel caso di circuiti per il controllo di fiamma.

**ELETTRONICA
INDUSTRIALE**

applicazioni delle cellule fotovoltaiche

Nella maggior parte di queste applicazioni, gli elementi essenziali e caratteristici dei circuiti sono evidentemente la cellula fotosensibile e il dispositivo per l'eccitazione di quest'ultima, vale a dire una sorgente di luce di natura determinata dall'applicazione.

La cellula stessa deve essere adatta alla luce eccitatrice. Fra questi due elementi essenziali, si deve in certi casi, intercalare un dispositivo ottico (lenti, obiettivi ecc.) per meglio dirigere il flusso luminoso verso la cellula ed eventualmente anche per proteggerla. In senso generale, in un circuito equipaggiato di una cellula fotosensibile, è necessario un sistema di alimentazione se il tipo di cellula necessita di una alimentazione, un amplificatore, un dispositivo di azione sul circuito da pilotare, e un dispositivo di azione sulla cellula.

Come si vede, si fa appello a diverse tecniche e principalmente all'elettronica, all'ottica e alla meccanica (relè) ma

ogni altra specie di fenomeni fisici possono intervenire in un circuito equipaggiato di fotocellule.

Associazione con dei relè

Consideriamo delle cellule a vuoto aventi una resistenza elevata. Conviene associarle a dei tubi amplificatori in continua in cui la resistenza d'ingresso sia anch'essa elevata, come è il caso delle valvole a vuoto o dei transistori ad effetto di campo.

La figura 1 mostra l'associazione cellula-tubo-relè in cui quest'ultimo è azionato quando la luce è presente. La cellula è collegata con l'anodo A direttamente collegato al polo positivo della batteria 2 ad alta tensione, e il catodo al cursore del potenziometro P che permette di far variare la tensione totale di alimentazione della cellula fra due valori, il massimo quando il cursore è collegato al polo negativo della batte-

ria 1 e il minimo quando il cursore è collegato al polo positivo di questa batteria. Il punto di massa è sul polo positivo della batteria 1, sul negativo della batteria 2 e sul catodo della valvola (o sull'elettrodo « sorgente » del transistor ad effetto di campo a canale N).

La griglia del tubo V, è allo stesso potenziale del catodo della cellula. Questa griglia G viene polarizzata negativamente rispetto al catodo collegato a massa. Più il cursore si avvicina al negativo della batteria 1, più la griglia è negativa e la corrente di placca debole. Essa può diventare nulla con una polarizzazione sufficientemente negativa.

La corrente di placca (o « drain » di un transistor ad effetto di campo) attraversa il relè REL.

E' evidente che per dei valori sufficienti di corrente, il relè sarà azionato e se la corrente è bassa o nulla il relè non verrà più azionato.

La resistenza della cellula è elevata in assenza di luce e bassa quando essa viene eccitata dalla luce. Nel caso di assenza di luce, l'elettrodo G sarà sufficientemente polarizzato negativamente purché la corrente di placca e del relè sia bassa o nulla alfine che il relè non sia più azionato dunque non ci sia corrente fra i contatti x e y.

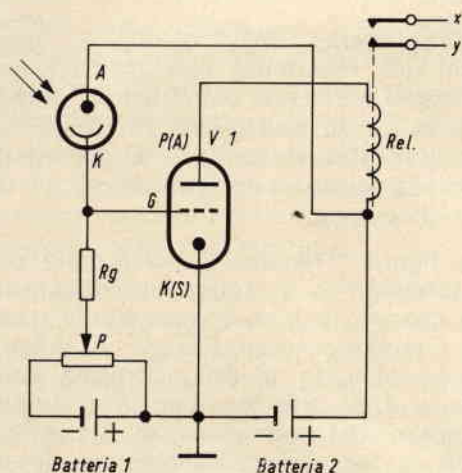


Fig. 1 - Esempio di circuito comprendente la fotocellula e un relè, azionato in presenza di luce.

Quando la luce raggiunge il catodo della cellula, la resistenza della cellula diminuisce. Considerando quest'ultima la resistenza R_0 e una parte del potenziometro come un divisore di tensione, si vede che l'elettrodo G diventa meno negativo. Per una regolazione di P, corrispondente alle caratteristiche della cellula, dell'intensità luminosa e del tubo V_1 , la corrente nel relè sarà sufficiente perché questa sia azionata oppure chiusa dal circuito xy.

Vediamo quindi, in fig. 2, un circuito che funziona in modo che il relè venga azionato quando la luce è assente e non azionato quando si invia della luce sul catodo della cellula.

In questo circuito la cellula è collegata con il catodo al polo negativo della batteria 1 e l'anodo al potenziometro P, il tubo V_1 resta montato come in precedenza.

Supponiamo che la luce sia assente. Regoliamo la polarizzazione di V_1 con P di modo che la polarizzazione di griglia permetta di ottenere una corrente di uscita, che attraversa il relè e sia sufficiente perché questa sia azionata cioè, possa collegare i punti di contatto x e y.

Applichiamo la luce di eccitazione sul catodo della cellula la resistenza interna di quest'ultima diminuisce e, con R_0 ,

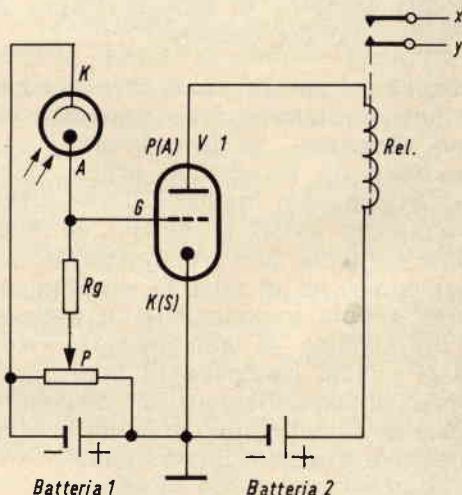
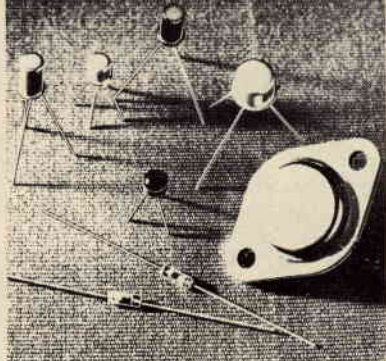


Fig. 2 - Esempio di circuito in cui il relè è azionato in assenza di luce.

TRANSISTORI AL GERMANIO E AL SILICIO PER IMPIEGHI CIVILI



AL GERMANIO

STADI PREAMPLIFICATORI, PILOTA E FINALI

SFT 323
2 x SFT 323
SFT 337
SFT 343
SFT 353
AC 180
2 x AC 180
AC 180 K
2 x AC 180 K
AC 183

STADI FINALI COMPLEMENTARI

AC 184 - 185
AC 180 - 181
AC 180 K - 181 K

AMPLIFICATORI RADIO FREQUENZA STADI CONVERTITORI, AMPLIFICATORI DI FREQUENZA INTERMEDIA

SFT 316
SFT 319
SFT 320
SFT 357
SFT 358

AL SILICIO

STADI PREAMPLIFICATORI E PILOTA

BC 207 NPN
BC 205 »
BC 209 »
BC 204 PNP
BC 205 »
BC 206 »

VHF

BF 206
BF 209

AMPLIFICATORI DI RADIO FREQUENZA

BF 233
BF 234
BF 235
BF 207
BF 208

UHF

BF 212
BF 213

PREAMPLIFICATORI VIDEO

BF 169
AMPLIFICATORI
FINALI VIDEO
BF 140
BF 178
BF 179

IMPIEGO GENERALE

BS W 42 NPN
BS W 43 »
BS W 44 PNP
BS W 45 »

DIODI AL GERMANIO E AL SILICIO PER TUTTE LE APPLICAZIONI



MANIFATTURA INTEREUROPEA SEMICONDUTTORI
TRANSISTORI - LATINA

Direzione Commerciale: Milano Via M. Gioia, 72
Tel. 6884103 - 6884123

shunta il braccio negativo della batteria cursore e il polo negativo della batteria 1). Per questo fatto, G diventa più negativo, la corrente del relè diminuisce o anche, si annulla e il relè non viene più azionato. I contatti x e y si distaccano.

Basandoci sui dispositivi di fig. 1 e di fig. 2, si possono immaginare numerose varianti in cui l'amplificatore in continua sia più complicato, per esempio un guadagno più elevato, ottenuto accoppiando un certo numero di stadi amplificatori a collegamento diretto.

L'impiego di un transistor ad effetto di campo è molto indicato all'ingresso e potrà essere seguito da transistori bipolari normali di cui l'ultimo, se necessario, sarà di potenza.

Circuiti a cellule fotoconduttrici

Le cellule fotoconduttrici dette anche fotoresistenze possono essere dal punto di vista pratico dei montaggi elettronici, considerate come delle resistenze il cui valore dipende dalla luce che le raggiunge.

Si definisce una resistenza di oscurità che è dell'ordine di $10^6 - 10^8 \Omega$ (cioè $1 M\Omega - 100 M\Omega$). Quando la luce è presente, la cellula non presenta che una resistenza molto bassa rispetto a quella di oscurità, questa resistenza è allora dell'ordine di $1 k\Omega$. Il circuito di fig. 3 può essere considerato come circuito di base di numerosi dispositivi che utilizzano questo genere di cellule, principalmente quelle al solfuro di cadmio e quelle al solfuro di piombo.



Fig. 3 - Circuito di base di una fotoresistenza.

Il segnale (sorgente) è applicato alla cellula per mezzo di una resistenza R_L e quando si vuole per mezzo di un milliamperometro inserito nel punto M che indicherà la corrente del circuito.

Il carico R_L deve essere determinato secondo il circuito da realizzare; il suo valore può essere compreso, generalmente, fra i due valori della resistenza interna della cellula.

Queste cellule funzionano con un segnale di alimentazione continua (di senso indifferente) o alternata. La corrente è dunque indipendente dalla polarità della tensione applicata alla cellula fotore-sistiva.

Grazie alla possibilità d'impiego della alternata come alimentazione, si possono realizzare dei montaggi ad alimentazione diretta sulla rete.

Si associano spesso, le cellule fotore-sistive ai thyatron a catodo freddo come vedremo in seguito. Riportiamo ora rapidamente il funzionamento di questi tubi.

Thyatron a catodo freddo

I thyatron sono dei tubi a riempimento gassoso senza filamento a tre elettrodi: catodo, anodo e starter o anodo ausiliario. Esso ha una scarica, vale a dire uno spostamento di elettroni fra catodo e anodo, quando la tensione dello starter raggiunge un certo valore. Una volta che la scarica è iniziata, poi si mantiene.

Il vantaggio dei thyatron a catodo freddo è quello di consumare solo durante la

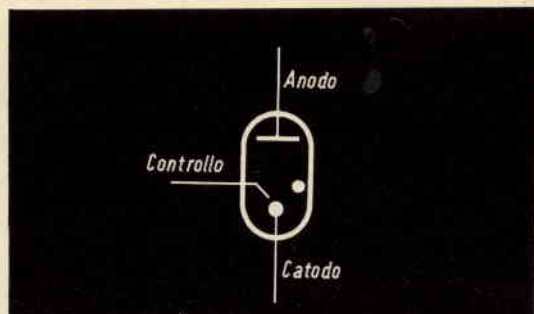


Fig. 4 - Rappresentazione di un thyatron.

BRATORE PER
SCILLOSCOPIO

K/80



SCATOLE DI MONTAGGIO

SERIE



- Sirena elettronica
- Allarme antifurto
- Avvisatore d'incendio
- Interfonico
- Amplificatore BF
- Amplificatore da 3 W
- Amplificatore da 3 W
- Metronomo elettronico
- Tremolo
- Lampeggiatore
- Fotocellula
- Alimentatore
- Oscillatore di nota
- Prova transistor
- Carica batteria
- Rivelatore di ghiaccio
- Calibratore per oscilloscopio
- Amplificatore telefonico
- Bongo elettronico
- Microricevitore AM
- Microtrasmettitore FM
- Amplificatore stereo 5 + 5 W
- Amplificatore HI-FI 8 W
- Gruppo comandi mono
- Convertitore Standard fr.
- Trasmettitore per radiocomando
- Ricevitore per radiocomando
- Gruppo canali
- Signal-Tracer
- Termometro elettronico
- Box di resistori
- Generatore B.F.
- Millivoltmetro
- Capacimetro a ponte
- Radiorecettore Supereterodina
- Radiorecettore AM-FM
- Radiorecettore OM
- Alimentatore stabilizzato
- Alimentatore 18 Vc.c.
- Fringuello elettronico
- TV 11"
- TV 24"

- UK 10
- UK 15
- UK 20
- UK 25
- UK 30
- UK 31
- UK 32
- UK 35
- UK 40
- UK 45
- UK 50
- UK 55
- UK 60
- UK 65
- UK 70
- UK 75
- UK 80
- UK 90
- UK 95
- UK 100
- UK 105
- UK 110
- UK 115
- UK 130
- UK 200
- UK 300
- UK 305
- UK 310
- UK 315
- UK 405
- UK 410
- UK 415
- UK 420
- UK 430
- UK 440
- UK 505
- UK 510
- UK 515
- UK 600
- UK 605
- UK 700
- UK 1000
- UK 1050

UK 80



original concept by
radio.

scarica, ciò che li fa somigliare ai transistori grazie all'assenza del filamento.

Vediamo ora qualche applicazione nella quale si troveranno delle fotoresistenze e dei thyatron a catodo freddo.

Controllo di fiamma

In diversi procedimenti industriali o altri, si può aver necessità di esercitare la sorveglianza di una fiamma come per esempio il caso di forni o di bruciatori.

Un pericolo può nascere dallo spegnimento o dall'accensione di una fiamma, l'esempio più noto di questa specie di pericolo è quello della fiamma di uno scaldabagno a gas che, per una ragione indipendente dalla volontà dell'utilizzatore, si può spegnere. Quando l'alimentazione del gas viene ristabilita, il gas si spande nella casa provocando una infinità di incidenti.

Il principio del metodo di controllo di fiamma è quello di utilizzare la fiamma come sorgente di luce per l'eccitazione di una cellula. Se la fiamma si spegne, il regime di funzionamento della cellula è modificato e ne risulta una variazione di segnale elettrico che agisce per esempio per accendere il gas che si era spento. In fig. 5 è riportato un esempio di circuito di questo genere.

Il circuito è semplice e abbastanza facile da realizzare perché la sua alimentazione viene effettuata in corrente alternata, dunque si elimina il problema della alimentazione speciale per la cellula e per il circuito elettronico che è ad esso associato.

Si fa, in effetti, nel caso dei dispositivi di sicurezza che essi stessi siano il meno possibile soggetti a dei guasti e questa condizione si può raggiungere se il circuito è semplice e la sua alimentazione è sicura.

Nel circuito di fig. 5 viene usata una fotocellula al solfuro di cadmio tipo ORP61 molto adatto a questo genere di applicazioni in quanto è sensibile alle radiazioni emesse da una fiamma.

Il funzionamento è basato sulla chiusura del relé durante l'eccitazione della fiamma.

Questa chiusura agisce a sua volta su un dispositivo che chiude l'alimentazione del carburante della fiamma. Come alimentazione del circuito di fig. 5, si deve usare la rete a 220 V. Una variante di questo circuito è la sostituzione della chiusura dell'alimentazione del carburante con una suoneria o un altro avvertimento d'allarme, che permetterà all'utilizzatore di intervenire immediatamente per rimettere le cose in ordine.

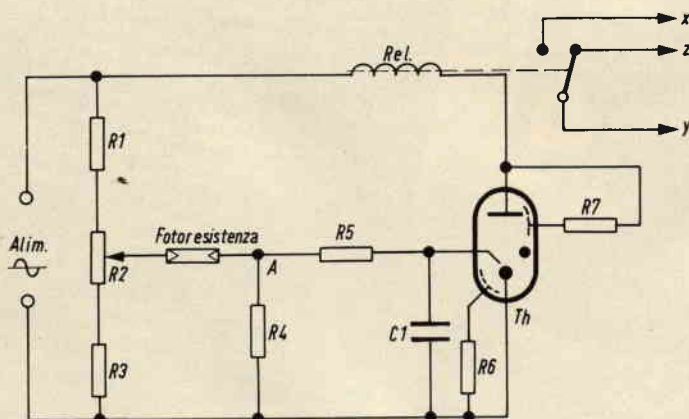


Fig. 5 - Esempio di un circuito per il controllo di fiamma.

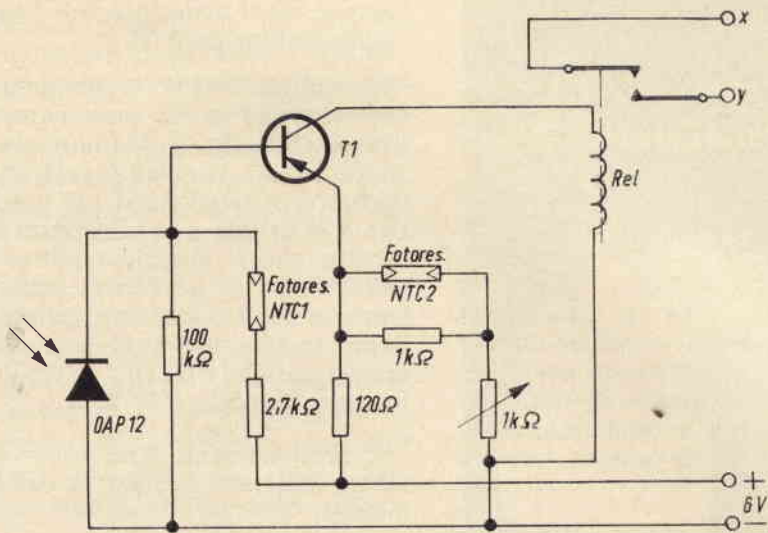


Fig. 6 - Altro impiego del fotodiode OAP 12.

La tensione di sganciamento dello starter del thyatron a catodo freddo (esso non ha filamento) è prelevata sul partitore di tensione R_1 - R_2 - R_3 attraverso la fotoresistenza. Questa cellula, considerata come una resistenza il cui valore varia con l'eccitazione luminosa che si esercita su di essa, è sottomessa alla illuminazione della fiamma. Quando essa è illuminata, la resistenza della cellula diminuisce e senza illuminazione la resistenza aumenta. Le frecce simboleggiano la luce eccitatrice della cellula.

Si deve sapere che una messa a punto minuziosa potrà essere effettuata purché la luce applicata alla cellula sia conveniente al funzionamento, di quello che deve essere protetto dalla fiamma.

Quando grazie all'illuminazione, la resistenza della cellula è ridotta, la tensione del punto A aumenta.

Per un certo livello di illuminazione, la tensione applicata allo starter del thyatron a catodo freddo supera la tensione di innesco e il thyatron Z805U è fatto scattare, ciò significa che il relé, funzionante in corrente alternata, chiude il circuito xy.

Il livello di illuminazione della cellula

che produce lo smorzamento è regolabile con l'aiuto del potenziometro R_2 che determina, insomma, il regime di funzionamento della cellula. La corrente dello starter è limitata dalla resistenza in serie R_5 .

Notiamo che si hanno due possibilità di far funzionare il dispositivo di fig. 5.

In un primo caso, quello descritto, l'aumento dell'intensità luminosa (o anche, la sua apparizione, caso di un incendio) agisce aumentando la tensione nel punto A e provocando la chiusura del circuito

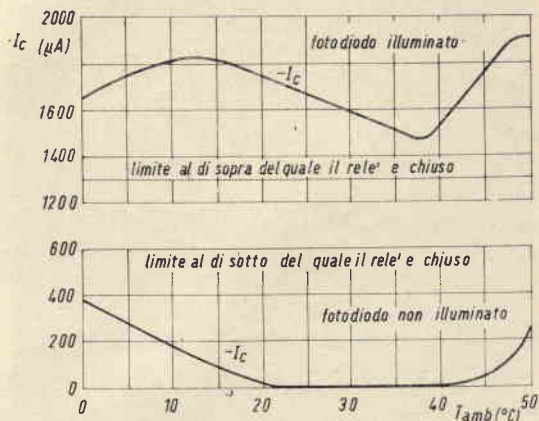


Fig. 7 - Curve di variazione della corrente di collettore in funzione della temperatura.

xy. E' possibile anche il contrario. La disposizione della fiamma, nel caso in cui la sua esistenza è lo stato normale del funzionamento, aumenta la resistenza della cellula e può, per mezzo del thyatron, mettere il relé a riposo, chiudendo allora il circuito yz o aprendo il circuito xy.

Circuito con fotodiodo OAP12

Questo circuito utilizza dei componenti di natura diversa come il fotodiodo OAP12 e delle resistenze NTC. Queste sono delle resistenze a coefficiente di temperatura negativo, cioè se la temperatura aumenta, la resistenza di questo componente diminuisce.

Ricordiamo che la maggior parte delle resistenze normali sono a coefficiente di temperatura positivo, il loro valore aumenta allo stesso tempo della temperatura.

Il fotodiodo OAP12 comporta una giunzione P-N. Uno strato di iridio è disposto sulla piastrina di germanio tipo N. A una temperatura elevata durante questa preparazione, gli atomi di iridio si diffondono nel germanio, formando uno strato sottile di materiale tipo P.

La giunzione è stabilita parallelamente alla superficie della placca e il diodo è realizzato.

Esso si deve montare in modo che la luce precedente cada perpendicolarmente sulla sua superficie. La superficie sensibile di questo fotodiodo è di circa 1 mm^2 e la sua forma è circolare.

L'elemento è montato in un cilindro metallico che lo protegge. A una estremità di questo cilindro è montata una piccola lente di vetro. Il fascetto di eccitazione deve convergere sulla superficie sensibile. La piastrina di iridio forma lo elettrodo P. Esso deve essere collegato al polo positivo di alimentazione, mentre la piastrina di germanio tipo N sarà collegata al negativo dell'alimentatore.

Consideriamo quindi il circuito di fig. 6 in cui l'elemento amplificatore in continua è un transistor PNP tipo OC 71 o un tipo equivalente. Il transistor fornisce la cor-

rente che aziona il relé la cui bobina è inserita fra il collettore e il negativo dell'alimentatore da 6 V.

La cellula OAP12 è collegata fra la linea negativa e la base del transistor; essa è shuntata da una normale resistenza da $100 \text{ k}\Omega$. La base è polarizzata da un partitore di tensione il cui braccio negativo è la cellula e la resistenza da $100 \text{ k}\Omega$ mentre che il braccio positivo è quello della NTC 1 in serie con una resistenza normale da $2,7 \text{ k}\Omega$. Fra l'emettitore e la linea positiva, si trova un circuito a resistenze normali 120Ω , $1 \text{ k}\Omega$ e $1 \text{ k}\Omega$ regolabile e anche la NTC 2.

Il funzionamento essenziale è l'azionamento del relé quando la cellula è illuminata.

In effetti, in assenza di luce sulla cellula, la sua resistenza è molto elevata rispetto a $100 \text{ k}\Omega$, dunque praticamente solo questa resistenza determina la polarizzazione di base e ciò che riguarda il braccio negativo del partitore di tensione.

La base è allora polarizzata meno negativamente e la corrente del collettore sarà più bassa o nulla, in quanto il relé non è azionato.

Se la cellula è illuminata, la sua resistenza è bassa rispetto a quella da $100 \text{ k}\Omega$, la base diventa più negativa, la corrente di collettore aumenta e il relé può essere azionato.

Ricordiamo che la resistenza variabile da $1 \text{ k}\Omega$ permette di regolare la polarizzazione negativa (rispetto alla linea positiva) dell'emettitore. Nel presente circuito, questo elettrodo è polarizzato da un partitore di tensione montato fra il + ed il - dell'alimentatore. La regolazione della polarizzazione dell'emettitore permette di regolare il livello di illuminazione necessario per la chiusura del contatto del relé. A questo livello corrisponde, di conseguenza, una corrente I_c di collettore che attraversa la bobina del relé. Al di sotto di I_c , il relé sarà aperto grazie alle due NTC, si realizza così la stabilizzazione in temperatura fra 0°C e 52°C .

Questa stabilizzazione si ottiene nel modo seguente. Quando la temperatura aumenta, il valore della NTC 1 diminuisce, questo tende a rendere la base meno negativa, vale a dire a far diminuire la corrente di collettore, cosa questa che compensa parzialmente l'aumento di questa corrente quando la temperatura aumenta.

La seconda correzione si fa con una seconda resistenza NTC collegata in serie con la resistenza variabile del circuito di emettitore. Di conseguenza la corrente attraverso le resistenze aumenta con la temperatura, ciò che fa diminuire la tensione di emettitore allo stesso tempo che la corrente di collettore diminuisce.

Le curve di fig. 7 indicano:

- 1) le variazioni di corrente di collettore in funzione della temperatura;
- 2) il limite al di sopra del quale il relé cessa di chiudersi;
- 3) il limite al di sotto del quale il relé non si apre più.

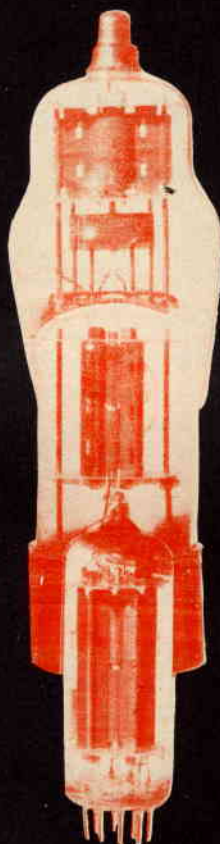
Un basso margine di sicurezza è stato lasciato alle due estremità della gamma di temperatura. Le forme delle curve mostrano tuttavia che conviene non scartare troppo fortemente dai limiti fissi. E' possibile adottare degli elementi di correzione che funzionano secondo gli stessi principi negli altri circuiti di amplificazione, ma può allora essere necessario scegliere dei valori diversi per le resistenze NTC anche per le resistenze fisse.

La corrente di collettore è messa a zero inizialmente con una temperatura media d'impiego, in quanto il fotodiodo non è più illuminato.

La sorgente luminosa è costituita da una lampadina del tipo di quelle usate sulle scale parlanti dei ricevitori (6,3 V - 0,3 A); essa viene posta a 5 cm dal fotodiodo. Questo circuito è stato proposto a titolo di esempio d'impiego della cellula OAP12.

(Da « Le Haut Parleur » 1198)

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTICHE**

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

**ELETTRONICA
INDUSTRIALE**

AMPLIFICATORE INTEGRATO AUDIO

IL μ A 716

Questa relazione descrive il μ A 716, amplificatore audio monolitico, adatto per applicazioni nel campo delle medie potenze. Dopo averne analizzato le caratteristiche circuitali, si forniscono dati utili per l'impiego e alcune applicazioni di questo microcircuito.

La scarsa flessibilità delle tecnologie di produzione ha finora limitato la possibilità di avere degli amplificatori monolitici per piccoli segnali, a guadagno fisso, in grado di fornire medie correnti all'uscita. Vari metodi sono stati tentati nel passato per ottenere dispositivi capaci di erogare correnti di media intensità, come l'uso di circuiti ibridi o amplificatori operazionali monolitici in unione con transistor di uscita esterni, però, sebbene abbiano avuto esito positivo, di solito essi sono limitati a quelle applicazioni dove il costo è di importanza secondaria.

In generale, i problemi associati al progetto e alla produzione di circuiti previsti per l'amplificazione di correnti alternate sono più facilmente risolvibili che non nel caso di amplificatori di corrente continua. Però, anche in questo caso, ci si devono aspettare variazioni tipiche nei parametri dovute alla produzione, per cui, dal momento che si desiderano prestazioni stabili e ripetibili, l'uso di un sistema di controreazione è giustificato. Esso consente un eccellente controllo sulle variazioni di produzione, rendendo possibile la

realizzazione di un amplificatore a bassa distorsione, con guadagno prefissabile, ad alto rendimento e basso costo.

Questo amplificatore monolitico, il μ A 716, è stato progettato per quelle applicazioni dove si richiede un dispositivo stabile, con un guadagno regolabile sui valori di 200, 100, 20 e 10.

Gli obbiettivi del progetto includevano una tensione di alimentazione compresa tra 18 e 24 V, con la possibilità di fornire una potenza d'uscita di 100 mW per 21 V di alimentazione. Inoltre si richiedeva l'accoppiamento al carico tramite condensatore esterno, onde consentire il funzionamento dell'amplificatore sia con carichi resistivi, sia con carichi accoppiati tramite trasformatore. In questo modo le correnti di polarizzazione non attraversano gli avvolgimenti del trasformatore, consentendo di mantenerne al minimo le dimensioni e il costo. Era desiderabile altresì poter disporre l'impedenza d'uscita dell'amplificatore ad un qualsiasi valore nominale (600 Ω , ad esempio), con una tolleranza del 10 per cento. Si

richiedeva infine il funzionamento sopra l'intero spettro delle frequenze audio con almeno 40 dB di retroazione.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Al fine di soddisfare le esigenze di bassa distorsione dell'amplificatore, nello stadio d'ingresso si è fatto uso di una coppia di transistor collegati per emettitore (fig. 1). Questa configurazione circuitale consente di ottenere un guadagno di tensione ragionevolmente alto, con una distorsione molto bassa, per la gamma tipica di tensioni all'ingresso; fornisce inoltre un conveniente ingresso invertitore, ad alta impedenza, per la rete di controreazione. Come si vede in fig. 1, la rete di retroazione è un semplice partitore di tensione connesso alla base di Q 4. Dal momento che questa impedenza nodale è molto alta (nell'ordine di 400 kΩ), si ottiene un carico della rete trascurabile. La connessione di un condensatore di disaccoppiamento all'adatto terminale dell'amplificatore consente l'utilizzazione delle quattro opzioni di guadagno.

Al fine di compensare la riduzione del guadagno in tensione dello stadio d'ingres-

so, dovuta alla connessione di tipo Darlington, si sono introdotte le resistenze R 4 e R 5, tra la base e l'emettitore di Q 2 e Q 3. Esse provvedono a regolare la corrente di emettitore di Q 1 e Q 4, in modo da rendere trascurabile l'impedenza della sorgente (vista da Q 2 e Q 3), affinché non ci sia perdita di guadagno. L'uso di resistenze, in luogo di sorgenti di corrente, è giustificato, dal momento che in questo dispositivo la reiezione a modo comune non è un parametro di particolare interesse.

Il guadagno di tensione dello stadio d'ingresso è dato approssimativamente dal rapporto tra la resistenza effettiva del carico, e la somma delle resistenze dinamiche e di contatto dei dispositivi Q 2 e Q 3 (l'effetto dell'impedenza della sorgente è considerato trascurabile). L'inseguitore d'emettitore Q 5 diminuisce l'effetto del carico, dovuto al secondo stadio, sulla resistenza di collettore, R 6, cosicché la espressione semplificata del guadagno è data da:

$$A_v = \frac{R'_L}{2 (r_e + R_c)} \quad (1)$$

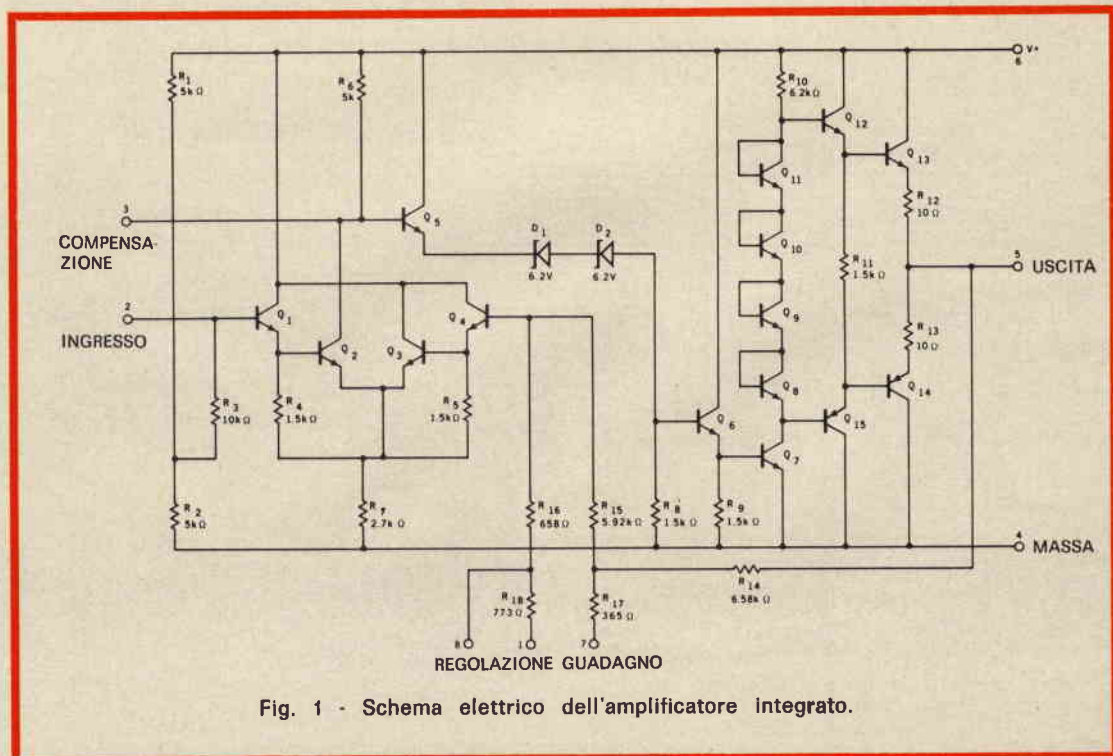


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore integrato.

circuiti

Di produzione interamente europea, la gamma di Circuiti Integrati Philips offre le soluzioni più adatte ad ogni vostro problema:

DTL ($t_{pd} = 30 \text{ ns}$)

Serie FC - Compatibile con la serie 200
0-75°C

- FCH 101 - Singola porta NAND
- FCH 111 - Singola porta NAND
- FCH 121 - Doppia porta NAND
- FCH 131 - Doppia porta NAND
- FCH 141 - Tripla porta NAND
- FCH 151 - Tripla porta NAND
- FCH 161 - Tripla porta NAND
- FCH 171 - Tripla porta NAND
- FCH 181 - Quadrupla porta NAND
- FCH 191 - Quadrupla porta NAND
- FCH 201 - Sestuplo invertet
- FCH 211 - Sestuplo invertet
- FCH 221 - Doppia porta NAND per pilotaggio di linee
- FCH 231 - Doppia porta NAND per pilotaggio di linee
- FCY 101 - Triplo espansore di ingresso
- FCJ 101 - Flip-Flop J.K.
- FCJ 111 - Flip-Flop J.K. master-slave
- FCJ 201 - Flip-Flop J.K. master-slave
- FCJ 121 - Doppio Flip-Flop J.K. master-slave
- FCJ 131 - Doppio Flip-Flop J.K. master-slave
- FCJ 191 - Doppio Flip-Flop J.K. master-slave
- FCJ 211 - Doppio Flip-Flop J.K. master-slave
- FCK 101 - Multivibratore monostabile
- FCK 101Q - Multivibratore monostabile
- FCL 101 - Rivelatore di livello (trigger di Schmitt)

Circuiti complessi

- FCH 281 - Comparatore a 5 bits
- FCH 291 - Rivelatore di parità a 10 bits
- FCH 301 - Decodificatore a 4 bits
- FCJ 141 - Decade asincrona
- FCJ 221 - Quadruplo Flip-Flop tipo D
- FCL 111 - Decoder/NIT driver

DTL

Serie FC - Versione militare
-55° + 125°C

- FCH 102 - fino a 212 - Porte NAND
- FCH 222 - Doppia porta NAND per pilotaggio di linee
- FCJ 102 - Flip-Flop J.K.
- FCK 102 - Multivibratore monostabile
- FCK 102Q - Multivibratore monostabile
- FCL 102 - Rivelatore di livello

TTL ($t_{pd} = 13 \text{ ns}$)

Serie FJ - Compatibile con la serie 74

- FJH 101 - Singola porta NAND (7430)
- FJH 111 - Doppia porta NAND (7420)
- FJH 121 - Tripla porta NAND (7410)
- FJH 131 - Quadrupla porta NAND (7400)
- FJH 141 - Doppia porta NAND (buffer) (7440)
- FJH 151 - Doppia porta AND-OR-NOT (7450)
- FJH 161 - Doppia porta AND-OR-NOT (7451)
- FJH 171 - Porta espandibile AND-OR-NOT (7453)
- FJH 181 - Porta AND-OR-NOT (7454)
- FJH 221 - Quadrupla porta NOR (7402)
- FJH 231 - Quadrupla porta NAND (7401)
- FJY 101 - Doppio espansore AND-OR-NOT (7460)
- FJJ 101 - Flip-Flop J.K. (7470)
- FJJ 111 - Flip-Flop J.K. master-slave (7472)
- FJJ 121 - Doppio Flip-Flop J.K. master-slave (7473)
- FJJ 131 - Doppio Flip-Flop tipo D (7474)

Circuiti complessi

- FJJ 141 - Decade asincrona (7490)
- FJJ 181 - Quadruplo Flip-Flop (7475)
- FJJ 191 - Doppio Flip-Flop J.K. master-slave (7476)
- FJL 101 - Decoder/Nit Driver (7441A)

SEZ. ELCOMA
PHILIPS

Documentazioni Tecniche
sui Circuiti Integrati

Dati tecnici:

- 299 - Circuiti integrati lineari
- 291 - Circuiti integrati digitali (serie FC, FJ, FH)

integrati

- Serie digitali di varia velocità complete di elementi complessi.
- Circuiti lineari per applicazioni industriali e in telecomunicazioni.
- Circuiti per applicazioni in radio, televisione e bassa frequenza.

PHILIPS

TTL ($t_{pd} = 6 \text{ ns}$)

Serie FH - Compatibile con la serie SUHL II

FHH 101A	- Singola porta NAND	(SG 262)
FHH 101B	- Singola porta NAND	(SG 263)
FHH 121A	- Doppia porta NAND	(SG 242)
FHH 121B	- Doppia porta NAND	(SG 243)
FHH 141A	- Quadrupla porta NAND	(SG 222)
FHH 141B	- Quadrupla porta NAND	(SG 223)
FHH 161A	- Singola porta AND-OR-NOT	(SG 252)
FHH 161B	- Singola porta AND-OR-NOT	(SG 253)
FHH 181A	- Singola porta AND-OR-NOT	(SG 212)
FHH 181B	- Singola porta AND-OR-NOT	(SG 213)
FHY 101	- Espansore d'ingresso AND-OR-NOT	(SG 232)
FHY 121	- Doppio espansore d'ingresso AND-OR-NOT	(SG 272)
FHJ 101A	- Flip-Flop J K (ingressi AND)	(SF 252)
FHJ 101B	- Flip-Flop J K (ingressi AND)	(SF 253)
FHJ 121A	- Flip-Flop J K (ingressi AND-OR)	(SF 262)
FHJ 121B	- Flip-Flop J K (ingressi AND-OR)	(SF 263)

M.O.S.

Serie FD: shift registers dinamici

FDJ 111	- shift-register a 25 bit
FDJ 121A	- shift-register a 8 bit

Serie FE: shift registers statici

FEJ 111	- shift-register a 21 bit
FEJ 121	- shift-register a 64 bit

Serie FK

E'CL ($t_{pd} = 2.5 \text{ ns}$)

FKH 111	- Doppia porta
FKH 101	- Doppia porta con possibilità di OR
FKH 121	- Line driver
FKJ 101	- Flip-Flop-RS

LINEARI

TAA 201	- Amplificatore differenziale
TAA 202	- Amplificatore differenziale
TAA 182	- Amplificatore operazionale
TAA 241	- Amplificatore operazionale
TAA 242	- Amplificatore operazionale
TAA 243	- Amplificatore operazionale
TAA 521	- Amplificatore operazionale
TAA 231	- Amplificatore a larga banda
TAA 232	- Amplificatore a larga banda
TAB 101	- (De) modulatore ad anello
TAA 480	- Amplificatore di canale
TAA 500	- Amplificatore microfonico
TAA 530	- Chopper a quattro MOST
OM 200	- Preamplificatore per bassa frequenza
TAA 370	- Amplificatore per protesi auditive
TAA 103	- Amplificatore per basso livello
TAA 263	- Amplificatore per basso livello
TAA 293	- Amplificatore per uso generale
TAA 310	- Preamplificatore per bassa frequenza
TAA 320	- Preamplificatore M.O.S.
TAA 435	- Amplificatore per bassa frequenza
TAA 300	- Amplificatore audio in classe B da 1 W
TAA 350	- Amplificatore R.F.
TAA 380	- Amplificatore R.F. - discriminatore
TAA 450	- Amplificatore R.F. - discriminatore
TAD 100	- Circuito integrato per ricevitore A.M.
TAA 550	- Stabilizzatore per sintonizzatori a varicap
TAA 700	- Circuito junque per TV
TAA 570	- Amplificatore R.F.

Circuiti M.S.I. e L.S.I. sono inoltre realizzabili su richiesta, sia con tecniche bipolari che M.O.S.

Dati di impiego:

- Circuiti integrati digitali serie FC - generalità e applicazioni.
- Circuiti integrati digitali serie FJ - generalità e applicazioni.
- Circuiti integrati lineari per radio TV b.f. - generalità e applicazioni.

Le richieste di queste documentazioni tecniche vanno indirizzate a:
PHILIPS s.p.a. - Reparto Microelettronica
piazza IV Novembre 3 - 20124 Milano

dove:

R'_L = resistenza di carico di Q 2, comprendente l'effetto del traslatore di livello;

r_e = resistenza dinamica d'emettitore di Q 2 e Q 3;

R_c = resistenza di contatto d'emettitore di Q 2 e Q 3.

Questa espressione è vera soltanto per dispositivi (Q 2 e Q 3) accoppiati, con uguali correnti di collettore. Dal momento che queste condizioni sono ideali, ci si deve aspettare qualche scostamento dalla simmetria nei dispositivi provenienti dalla fabbricazione di serie. (E' stata sviluppata un'espressione completa per il guadagno di tensione, ma non è necessario parlarne a questo punto. I risultati della valutazione particolareggiata del guadagno verranno riassunti in un paragrafo posteriore).

Lo stadio d'uscita, complementare in classe AB, comprendente Q 12, 13, 14 e 15, assicura agevolmente il simultaneo raggiungimento della bassa distorsione e bassa corrente di riposo richieste, ed è in grado di sostenere notevoli correnti di carico. I transistor connessi a diodo (da Q 8 a Q 11), offrono un eccellente accoppiamento ai dispositivi d'uscita, tanto che la tensione di soglia tipica è pari a pochi mV (a spira aperta). Inoltre la loro resistenza dinamica è considerevolmente al di sotto di quella di una resistenza equivalente lineare, il che significa che il guadagno di tensione dello stadio è determinato principalmente da R 10. L'uso di transistor complementari assicura il pilotaggio del carico, da parte di una sorgente a bassa impedenza, sia durante le escursioni positive del segnale, sia in quelle negative.

La principale causa di distorsione nello stadio d'uscita è la diminuzione del guadagno di corrente nei dispositivi d'uscita in presenza di grandi correnti. Dato il valore della retroazione usata, tuttavia, essa è, tipicamente, inferiore allo 0,5 per cento per la opzione di guadagno più alta (200), alla potenza d'uscita di 150 mW, ed è considerevolmente più bassa nel caso delle altre opzioni. Le resistenze R 12

e R 13 hanno il compito di assorbire ogni eventuale variazione della tensione d'alimentazione, e di prevenire la sopraelevazione termica nei dispositivi d'uscita, nel caso di una notevole dissipazione interna.

La traslazione di livello dallo stadio d'ingresso a quello d'uscita è effettuata mediante i diodi Zener D 1 e D 2, e gli inseguitori emittorici Q 5 e Q 6. Questi ultimi riducono il carico dello stadio d'ingresso, e provvedono alla stabilizzazione termica della tensione trasferita. Il guadagno di tensione dello stadio d'uscita e del traslatore è dato da un'espressione simile a quella trovata per lo stadio d'ingresso. E' necessario solo aggiungere una adatta costante per tener conto del non ideale guadagno unitario di traslazione.

Si ha quindi

$$A_v = \frac{kR'_{10}}{(r_e + R_c)} \quad (2)$$

dove:

k = guadagno del traslatore di livello;

R'_{10} = carico effettivo sul collettore di Q 7;

$r_e + R_c$ = somma della resistenza dinamica e di contatto d'emettitore.

GUADAGNO TOTALE DI TENSIONE

L'espressione generale del guadagno di tensione del $\mu A716$ è data da:

$$A_v = (k) (gm_1) (gm_2) (R_6) (R_{10}), \quad (3)$$

dove:

gm_1 = trasconduttanza dello stadio d'ingresso;

gm_2 = trasconduttanza dello stadio d'uscita;

R_6 = carico effettivo dello stadio d'ingresso;

R_{10} = carico effettivo dello stadio d'uscita;

k = costante di guadagno del traslatore di livello.

Il valore di ciascuno dei termini dell'equazione varia in relazione alla tempe-

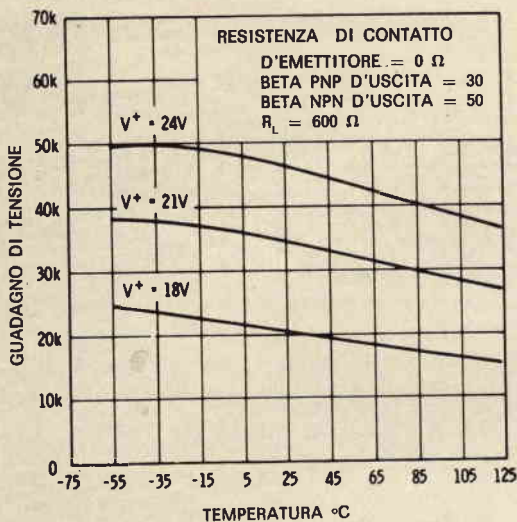


Fig. 2 - Guadagno di tensione in funzione della temperatura ambiente.

ratura, alla tensione d'alimentazione, e, per un certo grado, al carico posto all'uscita, giacché il guadagno di corrente dei transistor finali dipende dalla corrente d'uscita. Le variazioni più notevoli sono quelle connesse con la resistenza dinamica d'emettitore, col guadagno di corrente, la tensione base-emettitore, le resistenze integrate e la resistenza di contatto. Sfortunatamente la maggior parte dei parametri che ci interessano non è ben definita

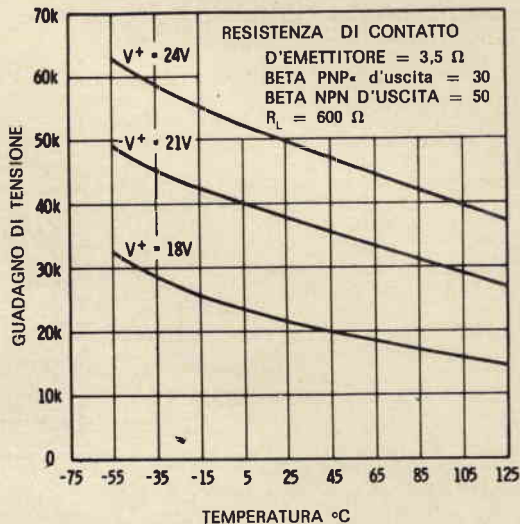


Fig. 3 - Guadagno di tensione in funzione della temperatura ambiente.

in termini di stabilità termica, pertanto si devono determinare relazioni empiriche, partendo da dati misurati. Le uniche eccezioni, naturalmente, sono la tensione base-emettitore e la resistenza dinamica d'emettitore che seguono la ben nota equazione del diodo.

Usando espressioni determinate empiricamente per le variazioni dei valori delle resistenze e del guadagno di corren-

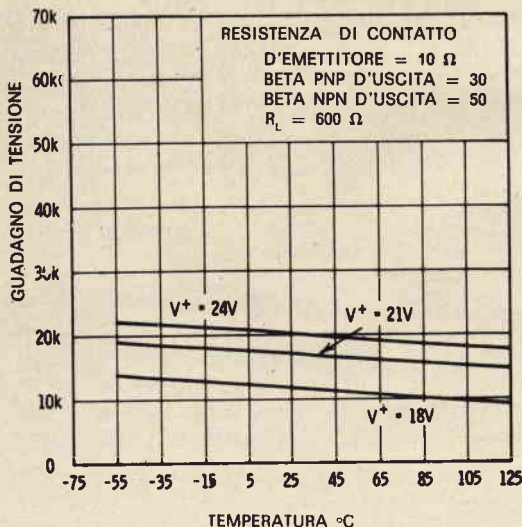


Fig. 4 - Guadagno di tensione in funzione della temperatura ambiente.

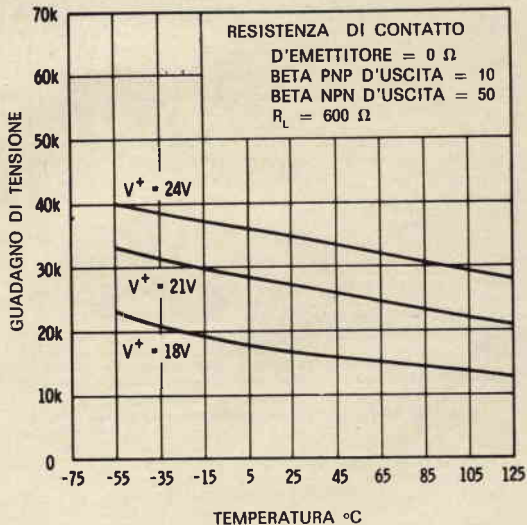


Fig. 5 - Guadagno di tensione in funzione della temperatura ambiente.

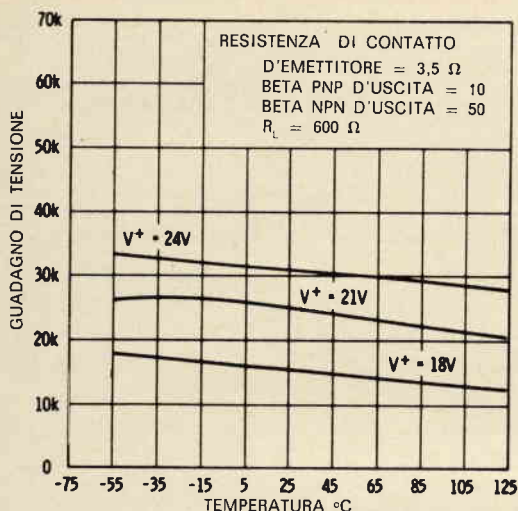


Fig. 6 - Guadagno di tensione in funzione della temperatura ambiente.

te, si effettuò un'analisi particolareggiata del guadagno di tensione dell'amplificatore su di un calcolatore digitale SDS 930, includendo ogni effetto dovuto alla temperatura e alla tensione d'alimentazione. La resistenza di contatto d'emettitore fu considerata come parametro nei diagrammi che rappresentano il guadagno di tensione in funzione della temperatura, così come lo furono i guadagni di corrente a temperatura ambiente dei transistor.

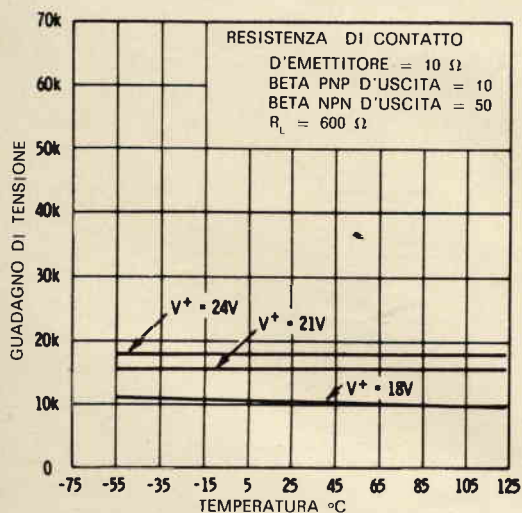


Fig. 7 - Guadagno di tensione in funzione della temperatura ambiente.

Nelle figure 2, 3, 4, 5, 6 e 7 sono visibili i risultati di sei serie di calcoli, con resistenze di contatto d'emettitore di 0, 3,5 e 10 Ω, assunto pari a 30 e 10 Ω il valore del beta (a temperatura ambiente) dei transistor PNP. In questi calcoli il beta dei dispositivi NPN fu considerato pari a 50, e la resistenza di carico dell'amplificatore 600 Ω. I diagrammi coprono la gamma di temperature che va da -55 a +125 °C, con tensioni d'alimentazione di 18, 21 e 24 V. Le figure 3 e 4 possono considerarsi indicative della variazione tipica della resistenza di contatto d'emettitore e del beta dovuta alla produzione. Le altre figure indicano il significato dei parametri non controllabili in relazione al guadagno di tensione a spira aperta dell'amplificatore.

Dai diagrammi di fig. 3 è possibile vedere che la variazione del guadagno di tensione è approssimativamente pari a $\pm 1,5$ dB al variare della temperatura, e a $+1,5, -3$ dB al variare della tensione d'alimentazione (riferite la prima a 25 °C, a -21 V la seconda). L'alto guadagno di tensione a spira aperta del $\mu A716$ consente di ottenere una stabilità, a spira chiusa, di circa $\pm 0,25$ dB per variazioni nella temperatura e nell'alimentazione. La stabilità del guadagno di tensione effettivamente misurata bene si accorda con i valori previsti, come si vede nelle figg. 8 e 9: la prima illustra la variazione del guadagno di tensione in relazione alla temperatura, la seconda in funzione della tensione d'alimentazione. Per ciò che riguarda le opzioni a guadagno più basso (10 e 20), le variazioni nella risposta a spira chiusa sono, generalmente, un ordine di grandezza migliori di quelle che contraddistinguono le opzioni a guadagno più alto.

RISPOSTA IN FREQUENZA

La risposta in frequenza a spira aperta del $\mu A716$ è caratterizzata da un roll-off a tre poli, più un termine in eccesso di fase che implica instabilità per grandi differenze di ritorno (1). Infatti senza compensazione tutto quello che si può ottenere è un guadagno minimo a spira chiusa di 50 dB. Pertanto, al fine di stabilizzare l'amplificatore nelle opzioni di guadagno disponibili, si richiede una compensazione esterna in frequenza. A que-

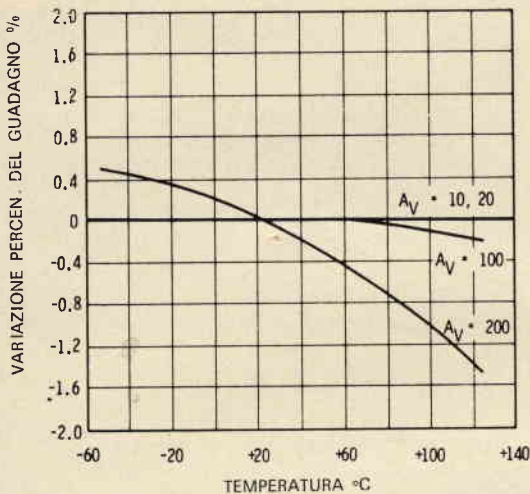
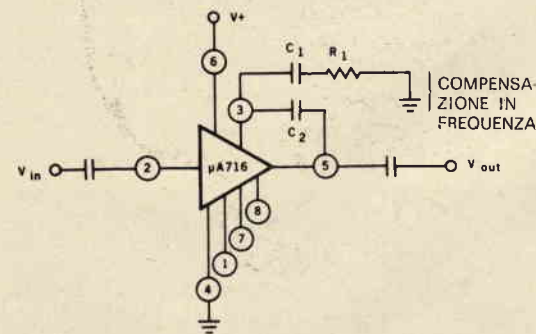


Fig. 8 - Variazione percentuale del guadagno in funzione della temperatura ambiente.

sto provvede un condensatore, di piccolo valore, connesso tra il terminale di compensazione (collettore di Q2) e l'uscita. Per le opzioni a basso guadagno è necessaria una rete RC addizionale.

Nelle figure 11, 12, 13, 14 e 15 si può vedere l'effetto delle reti di compensazione, rappresentate in fig. 10, sulla curva di risposta dell'amplificatore. La fig. 11 raffigura la curva del guadagno in tensione in funzione della frequenza, mentre le altre illustrano l'eccellente rispo-



GUADAGNO DI TENSIONE	C ₁ (pF)	C ₂ (pF)	R ₁ Ω	DISACCOPIARE PIEDINI
10	68	39	75	1
20	50	27	75	8
100	NONE	3	NONE	1,7
200	NONE	3	NONE	7,8

Fig. 10 - Schema delle connessioni e tabella dei componenti per le opzioni di guadagno disponibili.

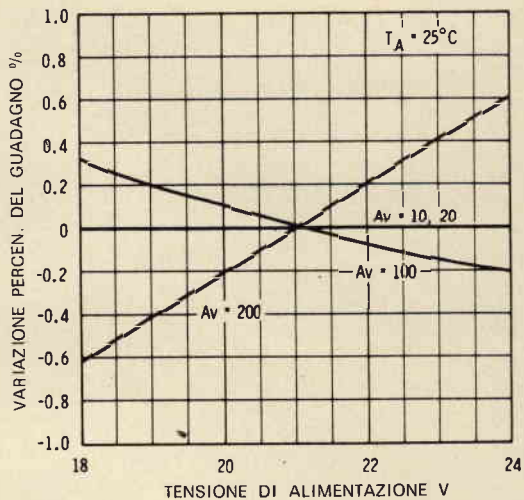


Fig. 9 - Variazione percentuale del guadagno in funzione della tensione d'alimentazione.

sta agli impulsi del dispositivo a spirale chiusa. Come si può notare, ancora in fig. 11, l'aggiunta di un piccolo condensatore (3 pF) ha fatto avvicinare il roll-off dell'amplificatore alla pendenza ideale di 6 dB/ottava. Alcuni autori hanno attribuito questo effetto al « pole-splitting » (divisione di polo), ma riteniamo esso sia meglio spiegabile mediante il ben noto effetto di moltiplicazione di Miller (2).

Un importante parametro addizionale, direttamente in rapporto con la larghezza

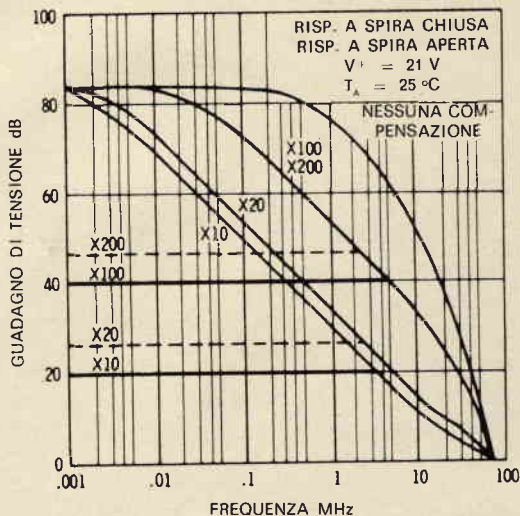


Fig. 11 - Risposta dell'amplificatore a spirale aperta per la compensazione a spirale chiusa proposta.

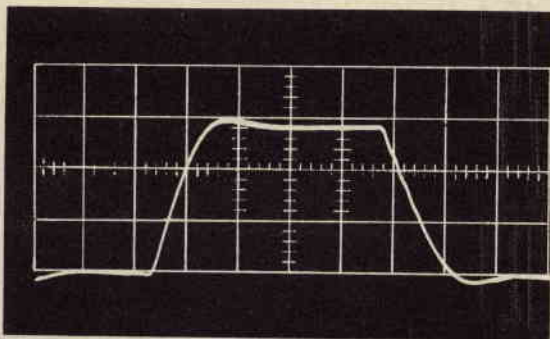


Fig. 12 - Risposta agli impulsi del $\mu A716$ per $A_v = 10$.

di banda dell'amplificatore, è rappresentato dalla potenza d'uscita utilizzabile in funzione della frequenza. Idealmente, la massima potenza d'uscita disponibile deve potersi ottenere sopra l'intera banda passante del dispositivo. In pratica, tuttavia, a causa della capacità dispersa e della non infinita capacità di erogare corrente ad ogni nodo dato, la piena potenza è di solito utilizzabile solo sopra una piccola frazione della larghezza di banda massima. Per gli amplificatori operazionali, ad esempio, questa limitazione è espressa dalla cifra dello slew-rate (velocità di deviazione), ma nel caso di un amplificatore audio questo parametro non riesce più utile: è preferibile conoscere la relazione tra frequenza e potenza d'uscita ad un livello dato di distorsione. In fig. 16 si forniscono le curve della potenza d'uscita, con distorsioni armoniche di valore costante (1 e 5 per cento), in funzione della frequenza, che è parametro nel guadagno di tensione dell'amplificatore. Come si vede, la massima po-

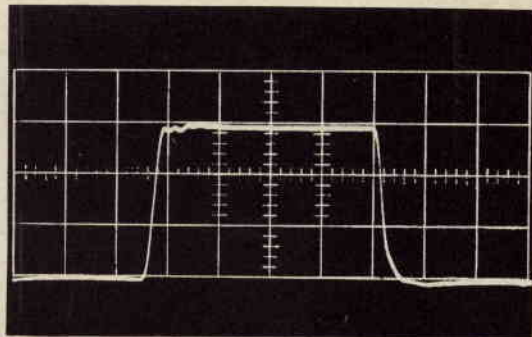


Fig. 13 - Risposta agli impulsi del $\mu A716$ per $A_v = 100$.

tenza d'uscita può essere mantenuta fino a circa 100 kHz.

Come s'è detto prima, la distorsione è presente a causa della relazione tra il guadagno di corrente dei transistor d'uscita e il carico posto all'uscita. Dal momento che il dispositivo è caratterizzato da grandi differenze di ritorno, le non linearità nella funzione di trasferimento dell'amplificatore a spira chiusa sono minime. Una raffigurazione quantitativa dell'effetto del carico sull'amplificatore è visibile nella figura 17, che mostra la distorsione armonica totale in funzione della potenza d'uscita, la quale pure è parametro nel guadagno di tensione (per distorsioni inferiori allo 0,05 per cento le misure sono limitate dalle apparecchiature). La resistenza d'uscita del $\mu A716$ è funzione del guadagno a spira chiusa, ma è sempre minore di 1Ω . In fig. 18 si rileva inoltre come la dissipazione del dispositivo aumenta solo di 60 mW mentre la potenza d'uscita sale da 10 a 150 mW.

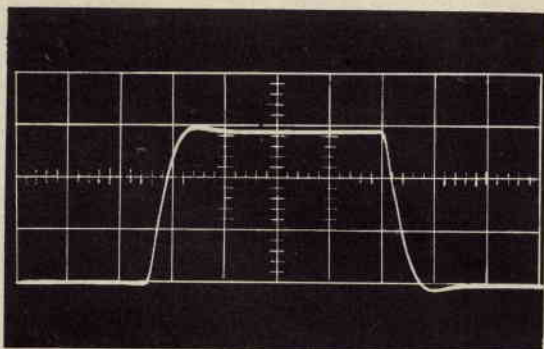


Fig. 14 - Risposta agli impulsi del $\mu A716$ per $A_v = 20$.

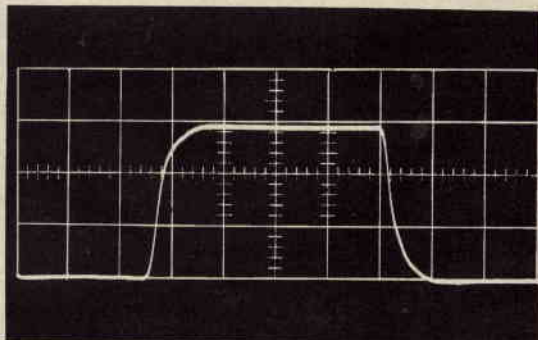


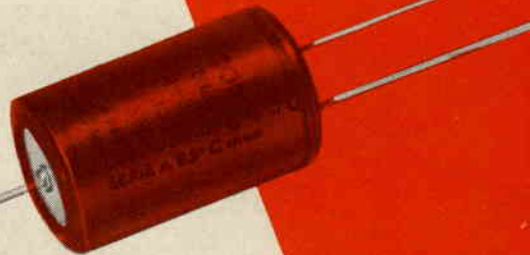
Fig. 15 - Risposta agli impulsi del $\mu A716$ per $A_v = 200$.

per le più severe
esigenze di impiego
la nuova serie di

condensatori elettrolitici

FACON

per temperature
di funzionamento
fino a $+70^{\circ}\text{C}$
e a $+85^{\circ}\text{C}$



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

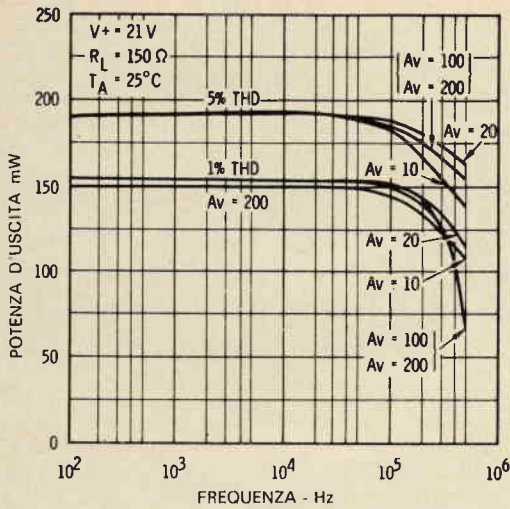


Fig. 16 - Potenza d'uscita in funzione della frequenza.

La curva superiore rappresenta il consumo totale dell'amplificatore, e la differenza tra le due curve è la potenza immessa sul carico.

AMPLIFICATORE PER CANALE TELEFONICO

La trasmissione delle frequenze vocali tra abbonati a un sistema telefonico, è generalmente effettuata in modulazione d'ampiezza, con portante soppressa. I componenti della forma d'onda modulante sono limitati alla gamma di frequenze

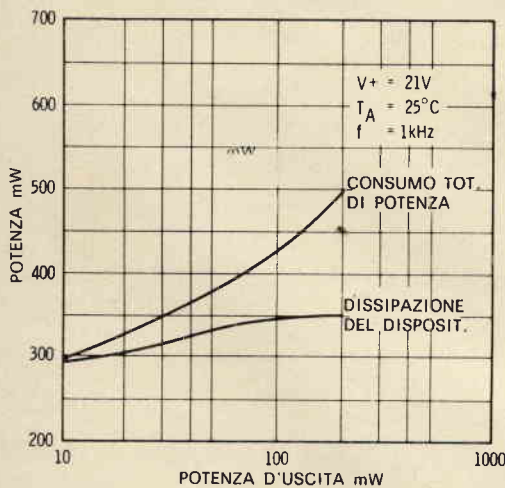


Fig. 18 - Consumo totale e dissipazione interna in funzione della potenza d'uscita.

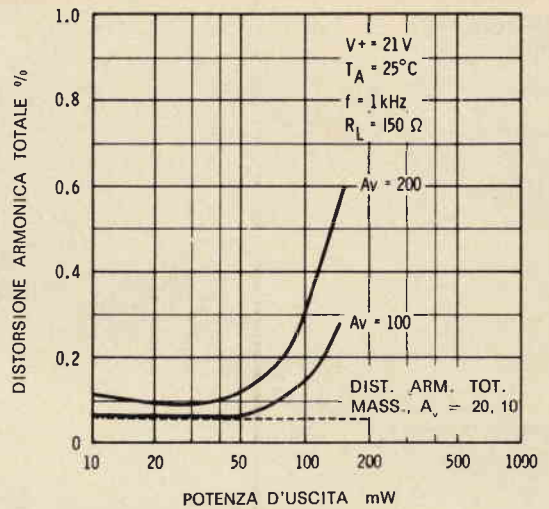


Fig. 17 - Distorsione armonica totale (THD) in funzione della potenza d'uscita.

tra 100 e 3200 Hz circa. Previa demodulazione al terminale ricevente del sistema, le frequenze vocali sono amplificate e inoltrate all'abbonato tramite un canale amplificatore. Le specifiche elettriche per un amplificatore di questo tipo richiedono bassa distorsione, risposta in frequenza piatta su tutta la larghezza di banda del canale, impedenza d'ingresso e di uscita pari a 600 Ω (per accoppiare la linea di trasmissione e i filtri) e la capacità di erogare + 13 dBm. Inoltre se la CC è eliminata dal trasformatore di accoppia-

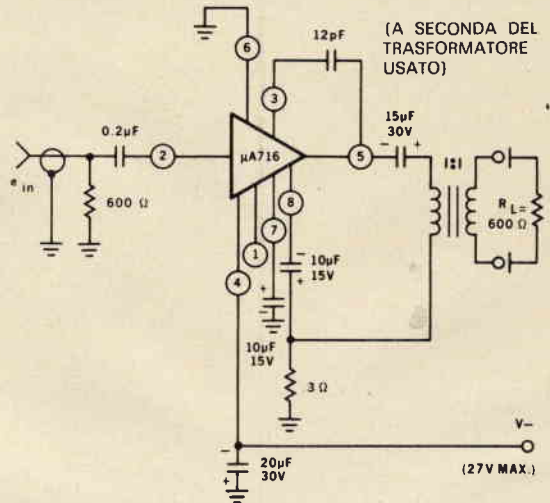


Fig. 19 - Schema dell'amplificatore per canale telefonico.

mento all'uscita, si può realizzare un considerevole risparmio.

Il circuito di figura 19 mostra come si può far uso del $\mu A716$ per soddisfare le caratteristiche richieste per un tipico amplificatore telefonico. L'aggiunta di una resistenza da 3Ω nella rete di retroazione fa salire l'impedenza di uscita del dispositivo da 1 a 600Ω ; il valore dell'im-

pedenza d'ingresso (600Ω) è determinato dalla resistenza da 600Ω posta all'entrata, sostituibile con un potenziometro se si desidera controllare il guadagno dell'amplificatore.

Nella tavola I sono elencate le prestazioni elettriche richieste per un amplificatore telefonico, e, a fianco, i risultati misurati sul circuito sopra descritto.

TAVOLA 1.

Specifiche elettriche per un amplificatore telefonico

Parametro	Richiesto	Misurato
Larghezza di banda	100 Hz — 4 kHz	50 Hz - > 100 kHz
Guadagno di tensione	40 dB	40 dB
Stabilità di guadagno	$\pm 0,3$ dB	$\pm 0,05$ dB
Distorsione armonica totale	$P_{uscita} = +7$ dBm 0,5 %	0,15 %
Resistenza d'ingresso	$600 \Omega \pm 10 \%$	$600 \Omega \pm 10 \%$
Resistenza d'uscita	$600 \Omega \pm 10 \%$	$600 \Omega \pm 10 \%$
Livello del rumore d'uscita	$R_s = 600 \Omega$ $B_n = 4$ kHz $A_v = 40$ dB - 64 dBm	- 75 dBm
Punto di rottura della tens. d'uscita	+ 13 dBm	+ 17 dBm
Alimentazione	- 21 V \pm 1 V	18-24 V
Consumo totale	—	280 mW
	$P_{uscita} = 0$ $P_{uscita} = 20$ mW	300 mW
Accoppiamento d'uscita	CA	CA

Nota: ($V^- = 20$ V, $R_L = 600 \Omega$, $0^\circ C < T_A < 70^\circ C$).

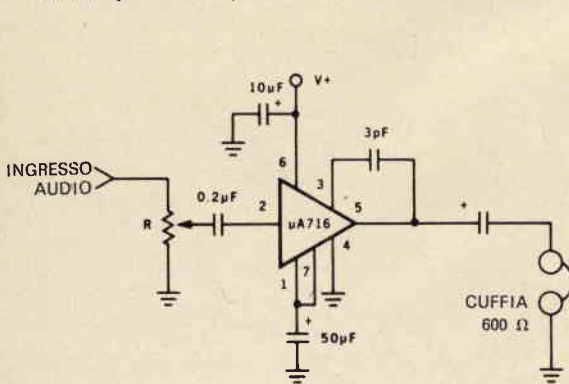


Fig. 20 - Amplificatore per cuffia.

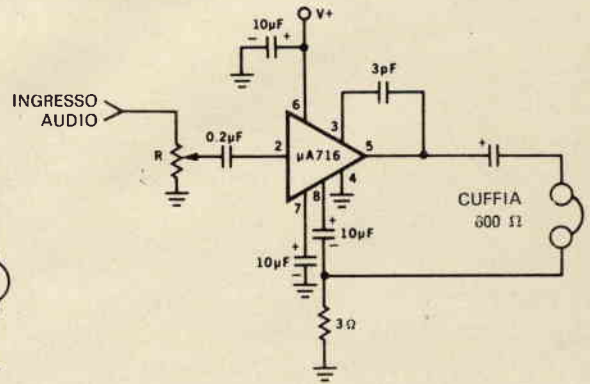


Fig. 21 - Amplificatore per cuffia con accoppiamento diretto.

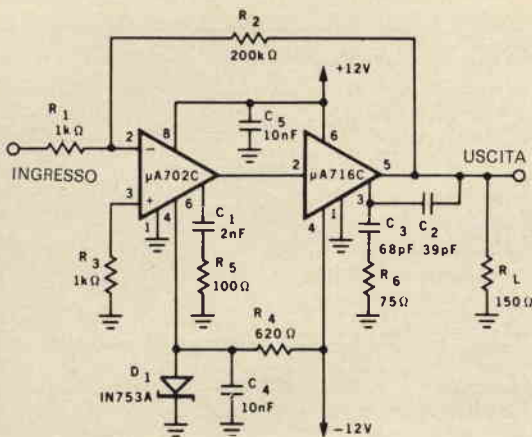


Fig. 22 - Amplificatore di media potenza.

AMPLIFICATORE PER CUFFIA

Il circuito di figura 20 mostra un'altra applicazione del $\mu A716$: un semplice amplificatore-pilota per cuffia, adatto per l'uso con ricevitori commerciali, aeronautici, militari, in laboratori di lingue, eccetera. Il potenziometro posto all'ingresso provvede a regolare il livello di entrata del segnale, mentre il condensatore di disaccoppiamento fissa il guadagno di tensione dell'amplificatore al valore di 40 dB. Il condensatore da 3 pF posto tra i terminali 3 e 5 del $\mu A716$ fornisce una compensazione in frequenza sufficiente a stabilizzare il dispositivo.

Se lo si desidera, è possibile accoppiare direttamente la cuffia all'amplificatore, tramite l'uso di una resistenza da 3 Ω (fig. 21). Si raccomanda altresì di collegare un condensatore addizionale di disaccoppiamento al terminale 7.

AMPLIFICATORE DI MEDIA POTENZA

Il $\mu A716$ può essere usato sia in CC, sia in CA, come stadio d'uscita di media potenza. La fig. 22 ce lo mostra appunto, in unione con un $\mu A702$, come stadio di uscita di un amplificatore operazionale, avente la bassa tensione di squilibrio e di deriva del $\mu A702$ insieme alla bassa distorsione e alla possibilità di erogare alte correnti d'uscita del $\mu A716$. Il guadagno dell'amplificatore così composto è uguale a 36.000 (200 a spira chiusa), e la sua tensione tipica di sbilanciamento è pari a 1,5 mV; il dispositivo è in grado di fornire 15 Vpp su un carico di 150 Ω , con meno dello 0,5 per cento di distorsione, dalla CC fino a 10 kHz. La compensazione in frequenza viene effettuata tramite C 1 e R 4 per il $\mu A702$, e da C 2, C 3 e R 6 per il $\mu A716$.

di SPINELLI

(1) L.J. Savant, « Control System Design », McGraw-Hill 1964. II, pagg. 214-216.

(2) L. Strauss, « Wave Generation and Shaping », McGraw-Hi

All'Esposizione 1969 « Victam » che si è tenuta ad Utrecht nel maggio scorso è stato esposto un sistema completamente elettronico di pesatura e dosatura dei mangimi, che ha dato risultati della massima precisione. Il sistema, già adottato in oltre 5.000 impianti di pesatura che coprono una vasta serie di applicazioni, è estremamente flessibile essendo adatto sia a impianti nuovi che a impianti già esistenti.

Il sistema di pesatura e dosatura non è basato su principi meccanici: qualunque indicazione di peso è indicata elettronicamente su « tubi-cifra » cosicché la relativa precisione si mantiene indefinitamente. Non essendovi collegamenti particolari, l'apparecchiatura non è esposta a usura né a deterioramenti; la polvere presente nell'atmosfera non ha effetti negativi sul suo funzionamento.

La manutenzione è ridotta al minimo ed è assicurata un'assoluta regolarità di funzionamento.

Un altro importante vantaggio è quello di poter utilizzare una scheda perforata che permette una precisa ripetibilità nella composizione di qualsiasi miscela in modo da mantenere costantemente ottimi risultati.

I QUADRI POLI ADDATTATORI NELLE APPLICAZIONI RADIO - TV

L'ABC DELLA
ELETTRONICA

Un generatore (intendendo con questa denominazione, un'apparecchiatura tecnica, atta a produrre energia elettrica alternata da utilizzarsi), non ha mai una resistenza interna puramente ohmica, perché contiene sempre nella sua struttura, delle reattanze. Più elevata è la frequenza prodotta, più la sua impedenza interna s'allontana da un comportamento puramente ohmico. Ma in un certo intervallo della frequenza generata, per progetto e costruzione esso, generatore, può ritenersi avere una impedenza interna coincidente con una resistenza ohmica di pari valore, o da ritenersi tale, e, specialmente quando esso sia chiuso su d'un utilizzatore avente resistenza interna pura, o da reputarsi tale, e coincidente con quella del generatore, in quell'intervallo di frequenza.

Questo comportamento puramente ohmico del circuito completo così composto, permette la trasmissione dell'energia dal generatore al ricevitore con il massimo rendimento. Se la frequenza del generatore è variabile (nell'intervallo consentito), essa energia, colle premesse succitate, viene trasmessa all'utilizzazione con responso costante, cioè con uniformità di fase e di ampiezza, essendo, nel circuito, il rapporto reattanza-resistenza ohmica, trascurabile per quelle frequenze.

Se la resistenza di carico R_c (utilizzatore), differisce sensibilmente da quella del generatore, R_g , il generatore non immette più sul carico la massima potenza, e la conseguente mancanza di adattamento può rivelare, sia nel generatore, sia nell'utilizzatore (specialmente in alta fre-

quenza), per squilibrio, reattanze presenti non più neutralizzate, con produzione di riflessioni, disuniformità di responso in frequenza, alterazione del responso di fase, infedeltà nei transistorii, modifica di percentuale armonica, ecc.

In questa situazione, dovendo effettuare misure d'una certa precisione, verrebbe a mancare l'attendibilità.

Quindi, solo generatore ed utilizzatore che presentino nelle loro strutture, resistenze ohmiche pure uguali o reputate tali con criterio, possono essere collegati direttamente, ottenendo oltre che il massimo trasferimento d'energia, l'uniforme responso in ampiezza e fase al variare della frequenza.

Nel caso che la R_c del carico, fosse diseguale dalla R_g generatore (R_c , R_g , puramente ohmiche nell'intervallo di frequenza di lavoro), generatore ed utilizzatore, non possono più essere raccordati direttamente per i motivi precedentemente esposti, ma deve essere interposto tra loro un quadripolo di adattamento od un trasformatore adattatore, che possenga i seguenti requisiti:

- 1) presenti nella banda di frequenza consentita, una resistenza d'ingresso (carico R_c connesso ai morsetti d'uscita), uguale alla resistenza interna del generatore R_g ;
- 2) presenti all'uscita, nella direzione verso generatore (con la R_g generatore collegata ai morsetti d'ingresso), una resistenza R_c uguale alla resistenza R_c del carico.

Con trasformatore d'adattamento le perdite d'inserzione sono minime, mentre col quadripolo adattatore le perdite d'inserzione possono essere ridotte ad un minimo dipendente dal rapporto $K = R_u/R_e$.

Quando la banda passante da trasmettere è molto ampia e la frequenza alta, o quando debbasi trasmettere all'utilizza-

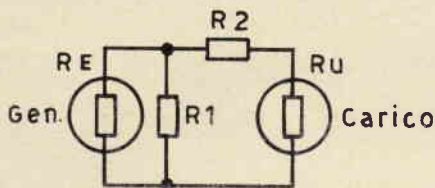


Fig. 1

tore energia su d'un campo esteso di frequenze e con linearità, è necessario e conveniente usare raccordi resistivi, allo scopo di mantenere l'esatto adattamento di impedenza per ogni frequenza del campo.

Circuiti in parallelo ad impedenza costante.

Adattatori, a minima attenuazione, a squadra.

Generatore che alimenta un utilizzatore:

Quando il rapporto K delle impedenze, R_u dell'utilizzatore alla R_e del generatore, differisce dall'unità, in più od in meno, occorre collegare generatore-utilizzatore, per ottenere l'adattamento ad impedenza costante, attraverso delle resistenze compensatrici, che saranno calcolate in base ai dati conosciuti del circuito. Il valore di queste resistenze varierà a seconda del valore di K , se maggiore o minore della unità.

Nel caso di $K = 1$ le due apparecchiature potranno essere collegate direttamente senza alcuna interposizione resistiva, a meno che non si voglia introdurre, tra generatore ed utilizzatore, un'attenuazione. L'adattamento sarà quindi automatico.

Nel caso di $K > 1$ (fig. 1), per ottenere l'adattamento a minima attenuazione, occorrono due resistenze: R_2 e R_3 ; R_3 in parallelo a R_e , R_2 in serie a R_u . Il loro calcolo dipende dal concetto di adattamento perfetto tra R_e ed R_u , cioè: la resi-

stenza interna R_e del generatore deve vedere, guardando dai suoi morsetti verso il carico, la sua stessa resistenza R_e , mentre il carico R_u deve vedere dai suoi morsetti, guardando verso il generatore, la sua stessa resistenza R_u . Tutto ciò con generatore ed utilizzatore connessi al quadripolo adattatore.

Chiamando:

V_e - tensione prodotta dal generatore chiuso sulla sua impedenza caratteristica;

V_u - tensione applicata al carico;

I_e - corrente erogata dal generatore chiuso sulla sua impedenza caratteristica;

I_u - corrente nel carico;

W_e - potenza erogata dal generatore sul carico caratteristico;

W_u - potenza immessa nel carico;

$V_u/V_e = a_{vm}$ - attenuazione minima della tensione prodotta dal quadripolo adattatore;

$I_e/I_u = a_{im}$ - attenuazione minima della corrente prodotta dal quadripolo adattatore;

$W_e/W_u = a_{wm}$ - attenuazione minima della potenza nel trasferimento;

e ponendo per il caso $K > 1$ (calcolo attenuatori): $a_v^2 K - 2 K a_v + 1 = 0$:

$$a_{vm} = 1 + \sqrt{1 - \frac{1}{K}} \quad (1)$$

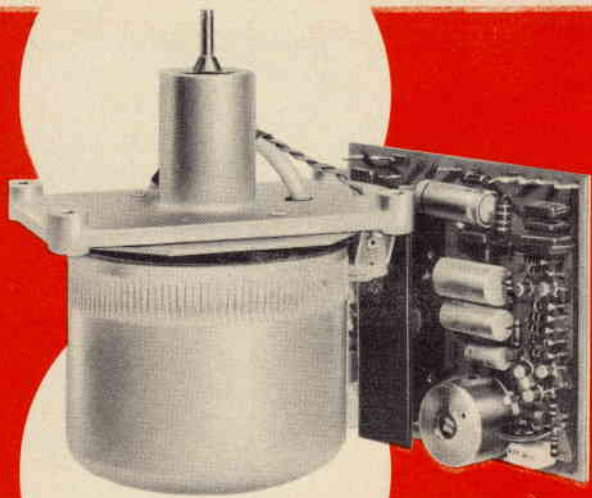
$$a_{im} = K a_{vm} = K \left[1 + \sqrt{1 - \frac{1}{K}} \right] \quad (1)'$$

$$a_{wm} = a_{vm} \cdot a_{im} = 2K \left[1 + \sqrt{1 - \frac{1}{K}} \right] - 1$$

$$a_{wm} = 2K \left[1 + \sqrt{1 - \frac{1}{K}} \right] - 1 \quad (1)''$$

$$K = R_u/R_e \quad (2)$$

dalle formule (1) e (2), essendo le misure di tensione le più pratiche ad eseguirsi, si avrà per R_3 e R_2 :



un punto fisso
nello sviluppo della tecnica

REGISTRATORE
REVOX
A77

CON MOTORE-CAPSTAN REGOLATO ELETTRONICAMENTE

Il motore-capstan regolato elettronicamente è una realizzazione di avanguardia nel settore dei registratori magnetici. Il nuovo motore è più piccolo, più leggero, di minor consumo ed ha un considerevole margine di potenza. Inoltre la costanza di rotazione è completamente indipendente dalle variazioni della frequenza e della tensione di rete di alimentazione.

2 o 4 tracce • 9,5 e 19 cm/s • 3 motori • cambio elettronico di velocità • chassis pressofuso • bobine fino a 26,5 cm • circuiti elettronici interamente a transistori • 3 testine • risposta in frequenza da 30 - 20.000 Hz • rapporto segnale - disturbo \geq 54 dB • alimentazione stabilizzata. Presentato e garantito in Italia dalla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens.



SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.
Sede, direzione generale e uffici: 20148 Milano, p.le Zavattari 12 GRUPPO STET

R_3 = resistenza in parallelo al generatore

$$R_u \frac{a_{vm}}{K a_{vm} - 1} \quad (3)$$

R_2 = resistenza in serie al carico

$$R_u \frac{a_{vm} (K - 1)}{a_{vm} K - 1} \quad (3)'$$

Qualora se, per il calcolo delle R_2 e R_3 , fosse più conveniente per motivi di misura o per altri motivi, usare la (1)' (attenuazione in corrente) le (3) e (3)' diverranno:

$$R_3 = \frac{a_{im}}{a_{im} - 1} R_e \quad (3)''$$

$$R_2 = \frac{a_{im}}{a_{im} - 1} (K - 1) R_e \quad (3)'''$$

Le R_e ed R_u nelle formule (3), (3)', (3)'', (3)''' possono sostituirsi l'una all'altra rispettando ad ogni sostituzione la (2), cioè: $K R_e = R_u$.

Esempio di applicazione per $K > 1$:

Sia da collegare un generatore UHF o VHF di impedenza interna 50Ω , all'ingresso d'un televisore con impedenza di ingresso bilanciata di 300Ω . Calcolare il quadripolo di raccordo ad impedenza costante ed a minima attenuazione in tensione.

Dalla (2) calcoliamo subito:

$$K = \frac{300}{50} = 6 \quad \text{indi:}$$

$$a_{vm} \text{ (formula 1) } = 1 + \sqrt{1 - \frac{1}{6}} = 1,91$$

(Dbs = -5,2)

$$R_3, \text{ (f. (3)) } = 300 \cdot \frac{1,91}{10,46} = 54,6 \Omega$$

$$R_2, \text{ (f. (3)') } = 300 \cdot \frac{9,55}{10,46} = 273 \Omega$$

Se, come avviene in pratica, il generatore UHF o VHF ha l'uscita sbilanciata, mentre il TV ha ingresso bilanciato, per

mantenere una certa simmetria nel raccordo, è necessario dividere la R_2 in due porzioni uguali da collegare in serie ad ogni morsetto del TV (fig. 2).

Effettuando misure con un generatore tarato in millivolta (taratura eseguita dalla casa costruttrice con generatore chiuso sulla sua impedenza caratteristica),

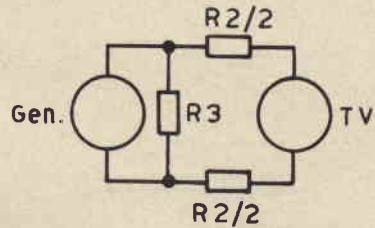


Fig. 2

la taratura in parola va divisa per l'ulteriore attenuazione prodotta dal quadripolo inserito, per avere la reale tensione in millivolta ai morsetti del TV.

Nel caso di $K < 1$, (calcolo attenuatori) per trovare il valore delle minime attenuazioni si porrà:

$$K a_{vm}^2 - 2a_{vm} + 1 = 0 \quad \text{e cioè:}$$

$$a_{vm} = \frac{1}{k} [1 + \sqrt{1 - k}] \quad (4)$$

$$a_{im} = K a_{vm} = 1 + \sqrt{1 - k} \quad (4)'$$

$$a_{vm} = a_{vm} \cdot a_{im} = 2 \frac{1 + \sqrt{1 - k}}{k} - 1 \quad (4)''$$

$$R_3 = R_u \frac{a_{vm}}{a_{vm} - 1} \quad (5)$$

$$R_1 = R_e \frac{a_{vm} (1 - k)}{a_{vm} - 1} \quad (5)'$$

Esempio: supponiamo il caso inverso del precedente cioè: generatore $R_e = 300 \Omega$; utilizzatore $R_u = 50 \Omega$. Da questi dati ricaveremo:

$$K = \frac{50}{300} = 0,1666$$

$$a_{vm} = 6 (1,91) = 11,46 \text{ (Dbs = -21,18)}$$

$$R_3 = 50 \frac{11,46}{10,46} = 54,6 \Omega$$

$$R_1 = 300 \frac{9,55}{10,46} = 273 \Omega$$

Lo schema del circuito è rappresentato in fig. 3.

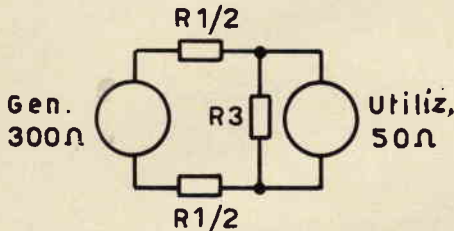


Fig. 3

S'è usato lo stesso valore per le impedenze d'entrata e d'uscita, però invertite, per dimostrare che nei due casi descritti avviene ciò che avviene generalmente nei quadripoli. Rovesciando il quadripolo a causa del rovesciamento delle impedenze terminali, l'attenuazione in potenza resta la stessa nei due casi mentre, le attenuazioni in corrente ed in tensione inter-scambiano i loro valori. Infatti:

Nei quadripolo per $K > 1$:

$$a_{vm} = 1,91 \quad a_{im} = 11,46 \quad a_{wm} = 21,88$$

nel quadripolo per $K < 1$, stessi valori delle impedenze terminali invertite:

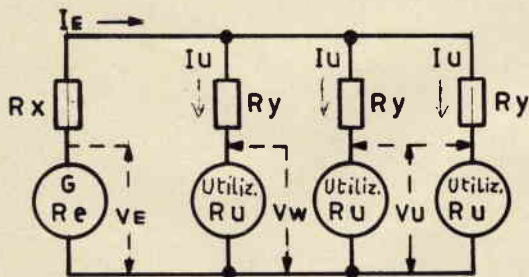


Fig. 4

$$a_{vm} = 11,46 \quad a_{im} = 1,91 \quad a_{wm} = 21,88$$

Generatore che alimenta più utilizzatori in parallelo.

La fig. 4 rappresenta un generatore di resistenza interna R_e che alimenta alcuni

utilizzatori (n) tutti uguali e di resistenza interna singola R_u . Ponendo:

V_e = tensione ai morsetti del generatore chiuso sulla sua impedenza caratteristica;

V_u = tensione trasferita ai morsetti d'uno degli utilizzatori;

I_e = corrente erogata dal generatore chiuso sulla sua impedenza caratteristica;

I_u = corrente utile che percorre uno degli utilizzatori;

dedurremo:

$a_i = I_e/I_u$ = attenuazione della corrente prodotta dall'adattamento;

$a_v = V_e/V_u$ = attenuazione della tensione prodotta dall'adattamento;

$a_w = W_e/W_u$ = attenuazione della potenza prodotta dall'adattamento.

Inoltre per il calcolo dei circuiti in parallelo, sono molto importanti le funzioni:

(6) $p = 2n - 1/n^2$ = funzione limite utenze dell'impianto. Dipende esclusivamente dal numero n degli utilizzatori alimentati;

(7) $h = R_e/R_u$ = rapporto impedenze interne del generatore ed una d'un utilizzatore.

Per la realizzazione dell'impianto occorre tenere presenti tre casi:

1° caso: $h > p$

2° caso: $h = p$

3° caso: $h < p$

Primo caso: $h > p$:

R_x - resistenza compensatrice in serie col generatore = $R_e \frac{h n^2 - 2 n + 1}{h n^2 - 1}$ (8)

R_y - resistenza compensatrice in serie col utilizzatore $R_y = \frac{h n^2 - 2 n h + 1}{h n^2 - 1} R_e$ (8)

$a_i = n$ (9) attenuazione della corrente;
 $a_v = hn$ (9)' attenuazione della tensione;
 $a_w = hn^2$ (9)'' attenuazione della potenza.

Quando $K = 1$, caso notevole, le equazioni (8), (8)', (9), (9)', (9)'' diventano:

$$R_x = R_y = R_o \frac{n-1}{n+1}; \quad (8a)$$

$$a_i = a_v = n \quad (9a); \quad a_w = n^2 \quad (9b)$$

Un esempio pratico di calcolo per $K = 1$, il lettore può trovarlo nel mio articolo « Impianto TV centralizzato per stabili sprovvisti di canalizzazioni apposite », pubblicato su Selezione Radio TV n° 2, anno 1969, pag. 263.

Secondo caso: $h = p$.

E' il caso della minima attenuazione e si ha, quando la R_x , resistenza compensatrice in serie al generatore è nulla, cioè quando:

$$hn^2 - 2n + 1 = 0 \quad (10)$$

allora:

$$R_x = 0 \quad (11)$$

$$R_y = R_o \frac{n-1}{n} \quad (11)'$$

$$a_{im} = n \quad (12)$$

$$a_{vm} = \frac{2n-1}{n} = pn \quad (12)'$$

$$a_{wm} = 2n-1 = pn^2 \quad (12)''$$

Dalla (10), conoscendo il rapporto delle impedenze h , è possibile calcolare quante utenze possono essere alimentate a minima attenuazione, col rapporto dato. Difatti basta risolvere l'equazione (10), incognita: il numero delle utenze. Risolvendo si ha:

$$n = \frac{1}{h} (1 + \sqrt{1-h}) \quad (13)$$

Il numero dei canali ottenuto attraverso questa formula, deve essere scelto intero e per eccesso. Naturalmente se l'eccesso per arrotondamento è sensibile, si devono usare per la precisione le for-

mule (8), (8)', (9), (9)', (9)'' del caso precedente.

Terzo caso: $h < p$.

Quando il rapporto d'impedenza h è inferiore a p , non sarebbe possibile una soluzione ad impedenza costante senza in-

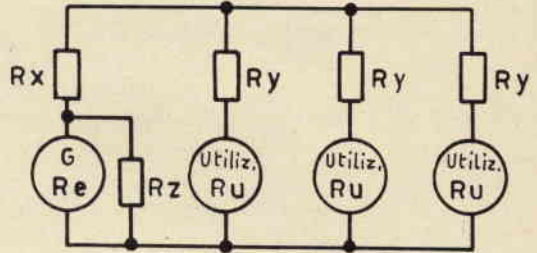


Fig. 5

trovare in circuito, un terzo elemento resistivo in parallelo: R_z (fig. 5).

Naturalmente gli accoppiamenti d'impedenza sotto il limite del secondo caso, come quelli sopra questo limite, avvengono a spese dell'aumento delle attenuazioni. Cerchiamo ora le formule risolutive per questo terzo caso.

Ponendo:

$$b = \sqrt{\frac{p}{p-h}} \quad (12)$$

avremo:

$$R_x = R_o \left[\frac{p}{h} - \frac{b}{b-1} \right] \quad (13)$$

$$R_y = R_o \frac{n-1}{n} = R_o (pn-1) \quad (13)'$$

$$R_z = R_o b \quad (13)''$$

$$a_i = pn \frac{b+1}{bh} \quad (14)$$

$$a_v = pn \frac{b+1}{b} \quad (14)'$$

Esempio di calcolo d'un generatore che alimenta n utilizzatori.

PRESTEL



lo strumento indispensabile per il tecnico e l'installatore tv

**il misuratore
di campo**

Indispensabile per:
Installazioni di antenne - Impianti collettivi centralizzati - Ricerca del segnale utile in zone critiche - Controllo resa materiali e antenne.

modello
6T4G

n° G.B.C.
TS/3140-00

PRESTEL

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

Il misuratore di campo può essere acquistato presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G. B. C. in Italia.

Sia da calcolare un complesso distributivo di energia TV, UHF-VHF, per laboratorio riparazioni, che possa alimentare direttamente prese, a 300Ω d'impedenza, UHF-VHF, per ovviare all'inconveniente, di dover ogniqualvolta, collegare i TV in prova alle prese, con cordone fornito di traslatori e demiscelatore (fig. 6).

Inoltre, detto complesso, deve potersi collegare direttamente, attraverso un semplice demiscelatore (impedenza caratteristica 75Ω), al cavo coassiale arrivo antenna, senza traslatori. Occorre quindi che, tutto l'insieme delle prese TV, rappresenti per il cavo in arrivo antenna: 75Ω ; e ciò per le prese canale UHF, che per le

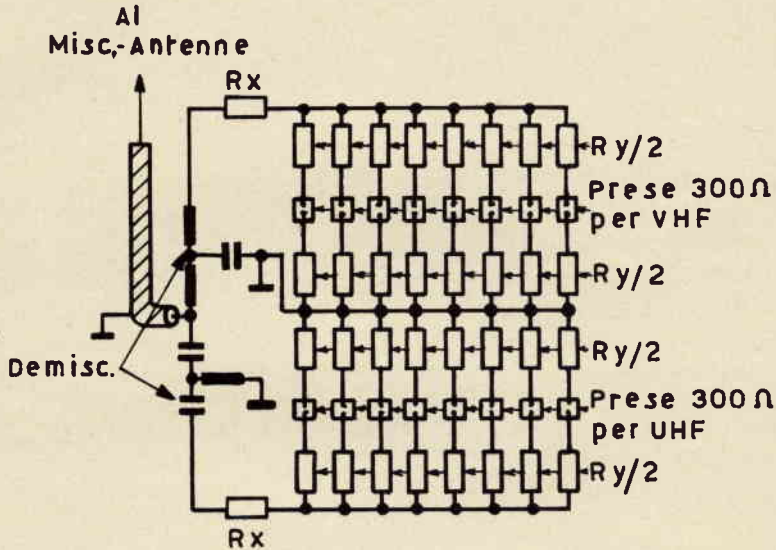


Fig. 6

prese canale VHF, separatamente. Inoltre per la minima attenuazione, è necessario avvicinarsi col calcolo, al secondo caso descritto, cioè $h = p$.

Si tratta, in un primo tempo, quindi di ricavare il numero di canali che possano essere serviti con quei valori di h .

Nel nostro caso abbiamo $h = 75/300 = 0,25$ e dall'equazione (13) ricaviamo una precisa risposta al nostro quesito, cioè:

$$\begin{aligned} \text{n-numero dei canali} &= \\ &= \frac{1}{0,25} (1 + \sqrt{1 - 0,25}) = 7,44 \end{aligned}$$

che dovremo arrotondare ad 8.

Arrotondamento per eccesso.

Questo arrotondamento ci porta nei pressi della minima attenuazione, ma non la minima. Ci converrà quindi, calcolare

le R_y , R_x , a_v , a_i , a_w colle formule risolutive del primo caso. Se la (13), fosse arrotondata per difetto la soluzione del problema si troverebbe nelle formule del terzo caso. Solo quando la (13) desse per il numero dei canali, un risultato intero, la sua soluzione si troverebbe nelle formule del secondo caso.

Risolvendo per eccesso:

$$\text{dalla (8)} \quad R_x = 75 \frac{16 - 16 + 1}{16 - 1} = 5 \Omega$$

$$\text{dalla (8)'} \quad R_y = 300 \frac{16 - 4 + 1}{16 - 1} = 259,8 \Omega$$

$$\text{e dalle (9)} \quad a_i = 8 \quad (9)' \quad a_v = 2$$

$$(9)'' \quad a_w = 16 \quad R_y/2 = 129,9 \Omega$$

lo schema è quello di figura 6.

Arrotondamento per difetto: canali 7.



stabilizzatore
di tensione

**CARATTERISTICHE
TECNICHE**

A forma d'onda corretta. -
Collaudato secondo norme
C.E.I. - Potenza: 250 VA -
Ingresso: 125-160-220-280
V \pm 20% - Uscita: 220 V
 \pm 2% - Rendimento: 87%.
HT/4460



Occorre per l'adattamento una resistenza in più R_z , in parallelo ad ogni uscita del demiscelatore, quindi:

$$\text{dalla (6)} \quad p = \frac{14 - 1}{49} = 0,2653$$

$$\text{dalla (12)} \quad b = \sqrt{\frac{0,2653}{0,0153}} = 4,1$$

$$R_x \text{ (13)} = 75 (1,06 - 0,803) = 19,35 \Omega$$

$$R_y \text{ (13)'} = 300 \frac{6}{7} = 257,1 \Omega$$

$$R_z \text{ (13)''} = 75 \cdot 4,1 = 307,5 \Omega$$

$$a_i = 1,8571 \cdot 4,97 = 9,22$$

$$a_v = \frac{1,8571 \cdot 497}{4} = 2,3$$

$$a_w = a_i \cdot a_v = 21,206$$

Per il montaggio in esempio, come si vede dai risultati, conviene utilizzare il caso primo, poiché esso ci consente di ottenere più basse attenuazioni e maggior numero di canali serviti, e ciò è evidente: la R_z compensatrice di adattamento, consuma energia sottraendola al circuito.

Il circuito resta allora così composto: all'uscita del coassiale, proveniente dalle antenne, v'è un demiscelatore ($Z = 75 \Omega$)

che distribuisce attraverso le resistenze compensatrici R_x ed $R_y/2$, l'energia a Radio frequenza a 8 prese, 300Ω , per il canale UHF, e ad 8 prese per il canale VHF. Le prese a 300Ω UHF-VHF, possono essere fissate sulle facce laterali d'un prisma ottagonale di materiale isolante, posto al centro d'un tavolo rotondo. Gli otto settori di questo tavolo, possono alloggiare otto televisori, in riparazione od in prova, collegati alle rispettive prese UHF-VHF, con semplice piattina e spine a 300Ω . Le prese non utilizzate devono contenere un dispositivo a molla di contatto, che inserisca, a presa non occupata, una resistenza anti-induttiva di 300Ω sui morsetti della presa stessa, per costituire un carico fittizio.

Tutte le resistenze compensatrici R_x ed $R_y/2$ ed il demiscelatore, sono collocate, le resistenze a raggera, nell'interno dell'ottagono, mentre all'esterno si troveranno le sedici prese a 300Ω , due per ogni faccia, del prisma ottagonale.

E' intuitivo che le resistenze R_x ed $R_y/2$ debbano essere ad impasto e cioè anti-induttive.

Potrei citare innumerevoli esempi di applicazione delle formule esposte, sia in circuiti di alta che di bassa frequenza, ma credo che il testo sia sufficiente per una chiara comprensione della loro applicazione pratica.

E. LERCARI

Le pile al mercurio ad alta energia prodotte dalla P.R. Mallory di Indianapolis, hanno fatto parte tanto degli apparecchi elettronici, dei sistemi di comunicazione e dei dispositivi di salvataggio a bordo dei veicoli spaziali Apollo 11 e LEM, quanto degli apparecchi scientifici da lasciare sulla superficie lunare.

E quando gli astronauti dell'Apollo 11 sono ritornati a terra le pile al mercurio Mallory hanno fornito l'energia occorrente ai numerosi dispositivi di salvataggio progettati per le operazioni di recupero rapido.

Queste pile ad alta energia, sono state usate per alimentare uno speciale dispositivo di salvataggio il quale, all'ammarraggio, inizia automaticamente a trasmettere un segnale su una frequenza internazionale di salvataggio. Questo dispositivo emette un segnale che può essere ricevuto fino a oltre 300 chilometri di distanza.

Un altro dispositivo elettronico di salvataggio alimentato da una pila al mercurio Mallory, è un segnalatore luminoso ad alta intensità, dalle dimensioni inferiori a quelle di un pacchetto di sigarette. Questo segnalatore emette una serie di lampi di intensa luminosità, con una frequenza di 50 al minuto, visibili anche alla luce del giorno.

LINEA DI RITARDO PAL/SECAM

TARATURA E CIRCUITI D'IMPIEGO

Il parte

L'ANGOLO
DEL TECNICO
TV

Viene descritta la maniera con cui si effettuano le misure più importanti sulla linea di ritorno a parete di riflessione. Si accenna infine a due interessanti circuiti di impiego della linea stessa.

In un precedente articolo abbiamo illustrato le caratteristiche meccaniche che deve possedere questo importante componente di un decoder PAL/SECAM. Terminiamo l'argomento accennando ad al-

cune tecniche usate per la taratura della linea nonché ad alcuni caratteristici circuiti d'impiego.

Nelle figg. 1 e 2 sono stati riportati alcuni circuiti impiegati per misurare le caratteristiche principali di una linea di ritardo. Circuiti basati sullo stesso principio vengono usati anche all'atto della molatura della faccia riflettente F di fig. 3. La molatura permette, di portare il tempo di ritardo della linea all'esatto valore richiesto.

Per prima cosa si mola la faccia riflettente fino a che il ritardo di gruppo risulta leggermente superiore al valore

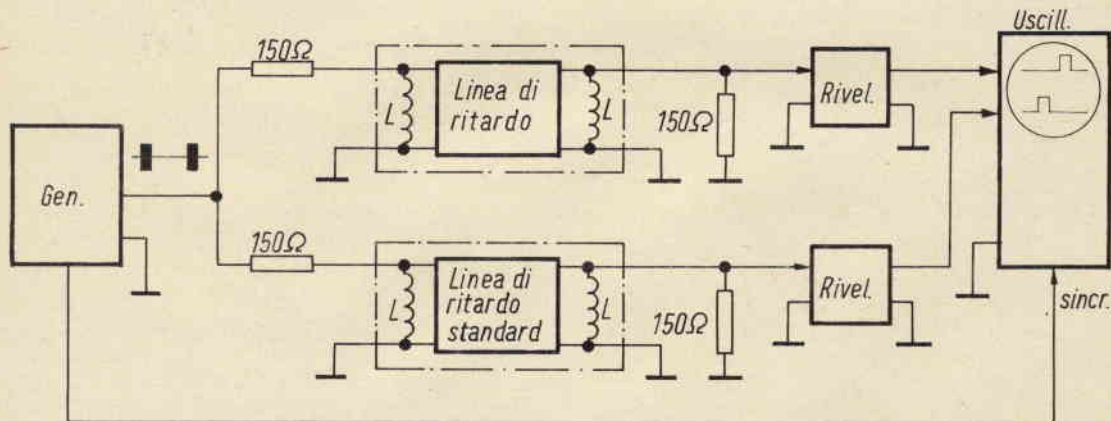


Fig. 1 - Schema di misura per confrontare il ritardo di gruppo di una linea di ritardo qualsiasi DL con quello di una linea di ritardo standard SDL. Gen = generatore che fornisce burst alla frequenza della sottoportante (4.433.619 Hz); D = rivelatori; O = oscilloscopio a doppia traccia; syn = segnale di sincronizzazione; L = bobine per la compensazione delle capacità di ingresso e di uscita delle linee di ritardo.

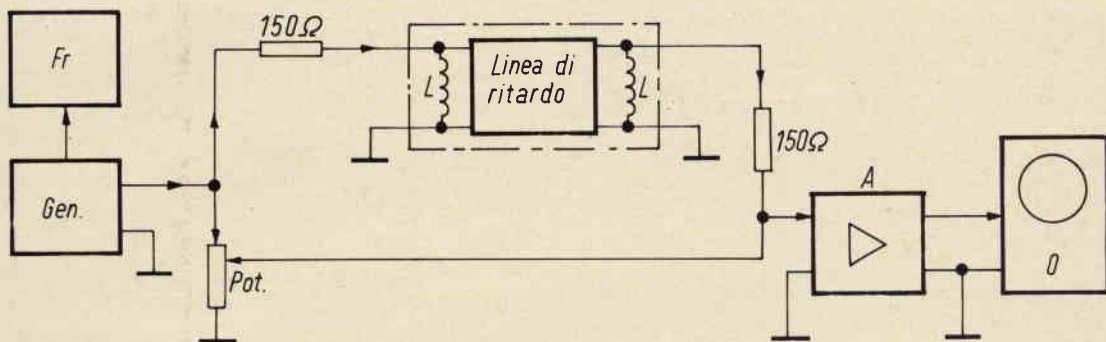


Fig. 2 - Circuito da impiegare quando si mola la parete della linea allo scopo di avere il valore esatto dello spostamento di fase. **A** = amplificatore con impedenza d'ingresso molto bassa. **Pot** = potenziometro. **F** = frequenzimetro.

corretto. Ciò potrà essere fatto con estrema facilità qualora si disponga di una linea di ritardo standard.

Nello schema a blocchi di fig. 1 è indicato un sistema di misura che permette di confrontare il ritardo di gruppo della linea standard con quello di una linea di ritardo qualunque. Il generatore **Gen** fornisce segnali di burst alla frequenza

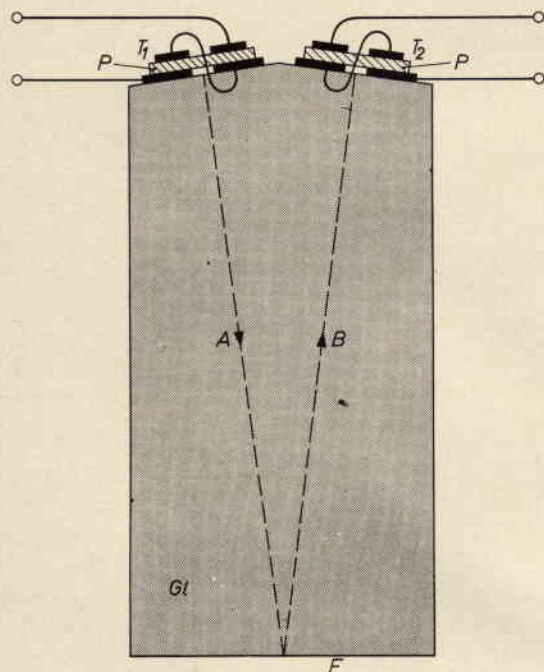


Fig. 3 - Principio di funzionamento della linea di ritardo.

della sottoportante (la frequenza di ripetizione può essere abbastanza bassa).

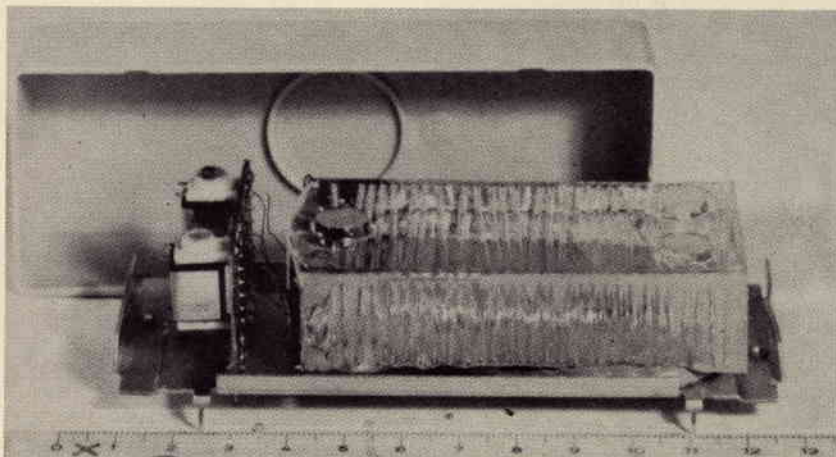
Questi burst passano attraverso le due linee di ritardo, vengono rilevati ed applicati ai circuiti di deflessione verticale di un oscilloscopio a doppio raggio. La base dei tempi dell'oscilloscopio viene sincronizzata con la frequenza di ripetizione dei burst forniti dal generatore.

La differenza esistente nel ritardo di gruppo delle due linee viene indicata dal differente spostamento in senso orizzontale di due treni di impulsi (burst) rivelati.

Quando il ritardo di gruppo ha raggiunto un valore leggermente superiore a quello corretto, la prossima operazione è quella di misurare lo **spostamento di fase**.

In fig. 2 è indicato il circuito impiegato per fare questa misura. Per questa misura il generatore deve fornire un segnale sinusoidale con frequenza costante di 4.433.619 Hz. Questo segnale viene applicato all'amplificatore **A** attraverso due « strade »: in una si trova la linea di ritardo e nell'altra il potenziometro **P₀**, che non introduce alcun ritardo significativo del segnale. Le ampiezze dei due segnali vengono rese uguali e la faccia riflettente **F** del blocco di vetro viene molata fintantoché il segnale d'ingresso dell'amplificatore si azzeri. Anche in questo caso la misura può essere resa visibile sullo schermo di un oscilloscopio. In queste

Fig. 4 - Linea di ritardo con tolto il copercchio.



condizioni, lo spostamento di fase della linea di ritardo sarà un multiplo dispari di π radianti.

Un aggiuntivo spostamento di fase di π radianti può essere ottenuto, se necessario, scambiando i due terminali d'ingresso o d'uscita in modo da spostare la fase di un multiplo pari di π radianti.

La velocità di propagazione del suono nel vetro è circa $2,5 \text{ mm}/\mu\text{s}$ e siccome il fronte dell'onda è virtualmente parallelo alla faccia riflettente, per ridurre il ritardo di 1 ns bisognerà molando asportare uno spessore di circa $1,25 \mu\text{m}$ di vetro. L'accuratezza richiesta nell'operazione di molatura è pertanto dell'ordine di $1 \mu\text{m}$. Per fortuna non è necessario che la faccia riflettente sia otticamente piatta. Le **perdite di inserzione** vengono misurate confrontando il segnale d'uscita dalla linea con il segnale proveniente da un attenuatore calibrato chiuso ai suoi due estremi sui suoi caratteristici valori di impedenza. In questo caso può essere impiegato un generatore di segnali sinusoidali e le perdite verranno espresse in funzione della frequenza. È però anche possibile usare treni di burst come nella misura del ritardo di gruppo. Questa seconda misura ha il vantaggio che l'oscilloscopio usato come strumento indicatore, oltre al segnale desiderato indica anche la riflessione indesiderata. In questo caso, può infatti essere misurata nello stesso tempo anche la riflessione 3δ .

Caratteristiche della linea e suo circuito d'impiego

La fig. 4 riporta una linea di ritardo completa. Ai terminali d'ingresso e di uscita vengono collegate delle induttanze allo scopo di compensare la capacità dei trasduttori (figg. 1 e 2). Queste induttanze hanno lo stesso valore di quelle usate nell'operazione di molatura della linea.

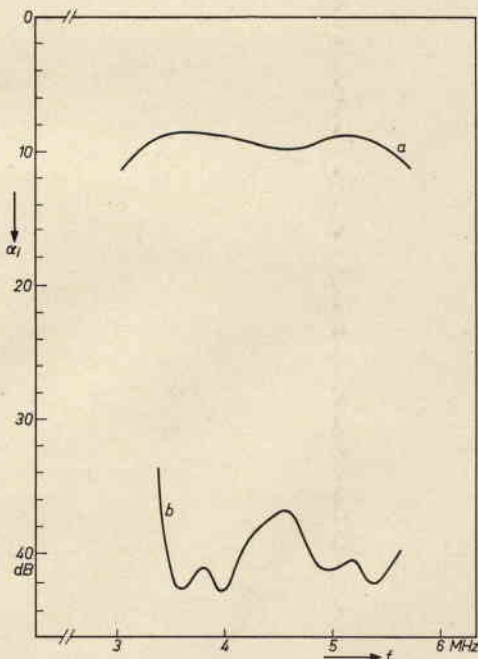


Fig. 5 - Perdite di inserzione α_i in funzione della frequenza f ; la curva a si riferisce al segnale desiderato la curva b si riferisce al segnale non desiderato prodotto dalla riflessione 3τ .

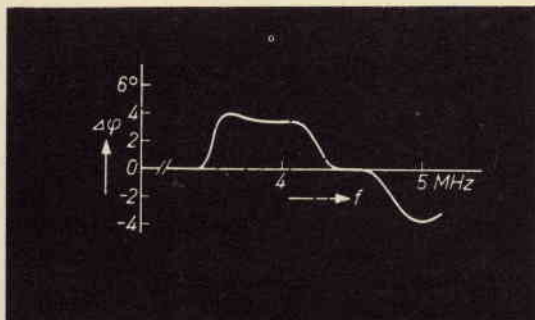


Fig. 6 - Errore di fase $\Delta\phi$ in funzione della frequenza.

In questa maniera non è possibile che si verifichi un errore nel ritardo della fase. Cosa che potrebbe verificarsi nel caso venissero usate differenti bobinette. (Una variazione del 10% nell'induttanza produce un errore di circa 5 ns).

Anche la forma della caratteristica delle perdite può variare considerevolmente nel caso si vari l'induttanza di queste bobinette.

Come detto in precedenza, lo spostamento di fase viene fissato in un multiplo intero di π radianti con l'operazione della molatura.

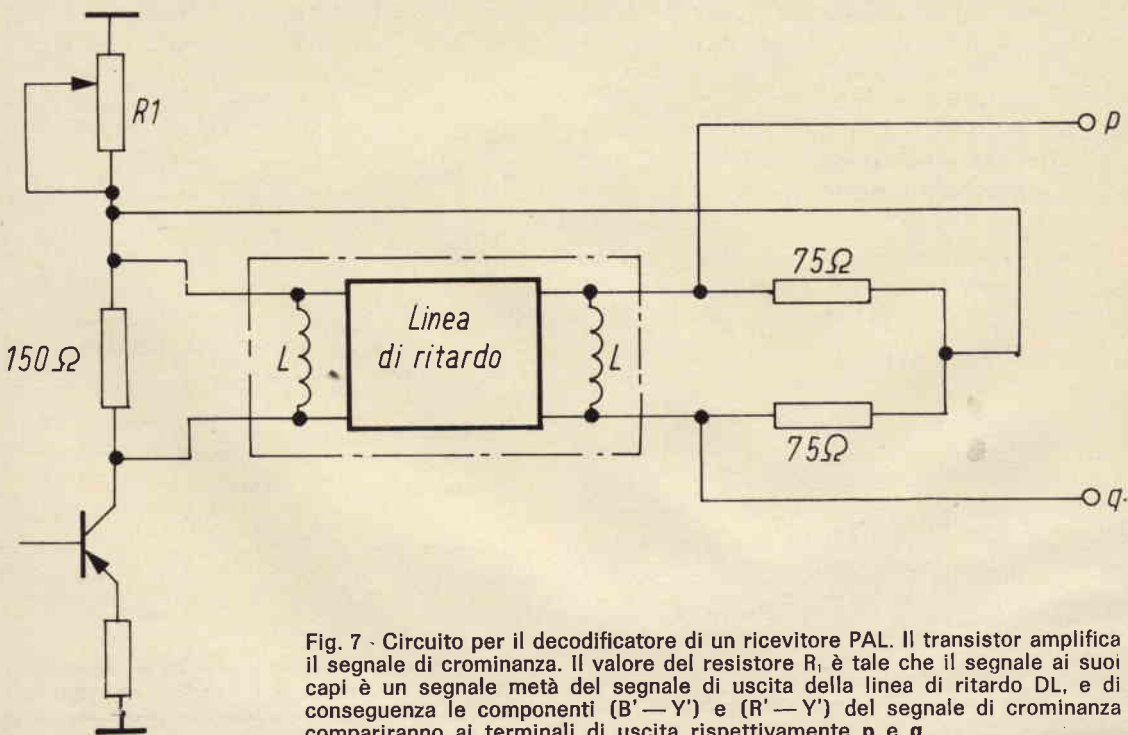


Fig. 7 - Circuito per il decodificatore di un ricevitore PAL. Il transistor amplifica il segnale di crominanza. Il valore del resistore R_1 è tale che il segnale ai suoi capi è un segnale metà del segnale di uscita della linea di ritardo DL, e di conseguenza le componenti $(B' - Y')$ e $(R' - Y')$ del segnale di crominanza compariranno ai terminali di uscita rispettivamente p e q.

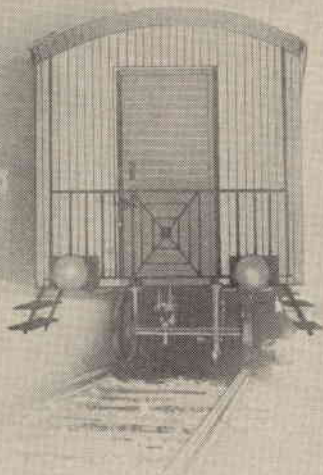
Le figg. 5 e 6 presentano i risultati di alcune misure fatte su una linea di ritardo presa a caso. La fig. 5 dà le perdite d'inserzione in funzione della frequenza, sia per il segnale desiderato (curva a) sia per il segnale prodotto dalla riflessione 3δ (curva b). Si vede come il segnale 3δ risulti attenuato di circa 30 dB rispetto al segnale desiderato.

La fig. 6 mostra in funzione della frequenza, di quanto lo spostamento di fase si allontani dal valore ideale stabilito nella caratteristica di fase. In questa linea particolare, il massimo errore di fase è $\pm 4^\circ$.

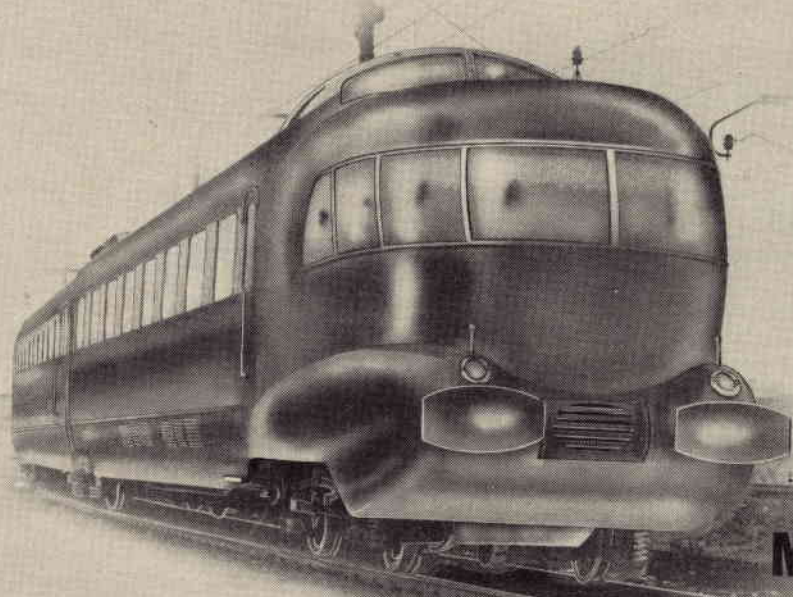
Presentiamo infine due circuiti di un decodificatore munito di linea di ritardo.

Nella fig. 7 il segnale non ritardato è presente sul resistore R_1 , il cui valore è tale per cui questo segnale è uguale a metà del segnale di uscita della linea di ritardo. Se R_1 viene collegato al centro del resistore di terminazione ($2 \times 75\Omega$), il segnale somma $B' - Y'$ ed il segnale differenza $R' - Y'$ compariranno rispettivamente ai terminali di uscita p e q. Con questa disposizione qualsiasi circuito collegato a

ADDIO VECCHIO CONCETTO DI SCATOLE DI MONTAGGIO



SCOPRITECI



**SIAMO
LE
NUOVE
SCATOLE
DI
MONTAGGIO**

**Per gli insegnanti, inventori,
hobbisti esigenti,
principianti. vere
costruzioni elettroniche**



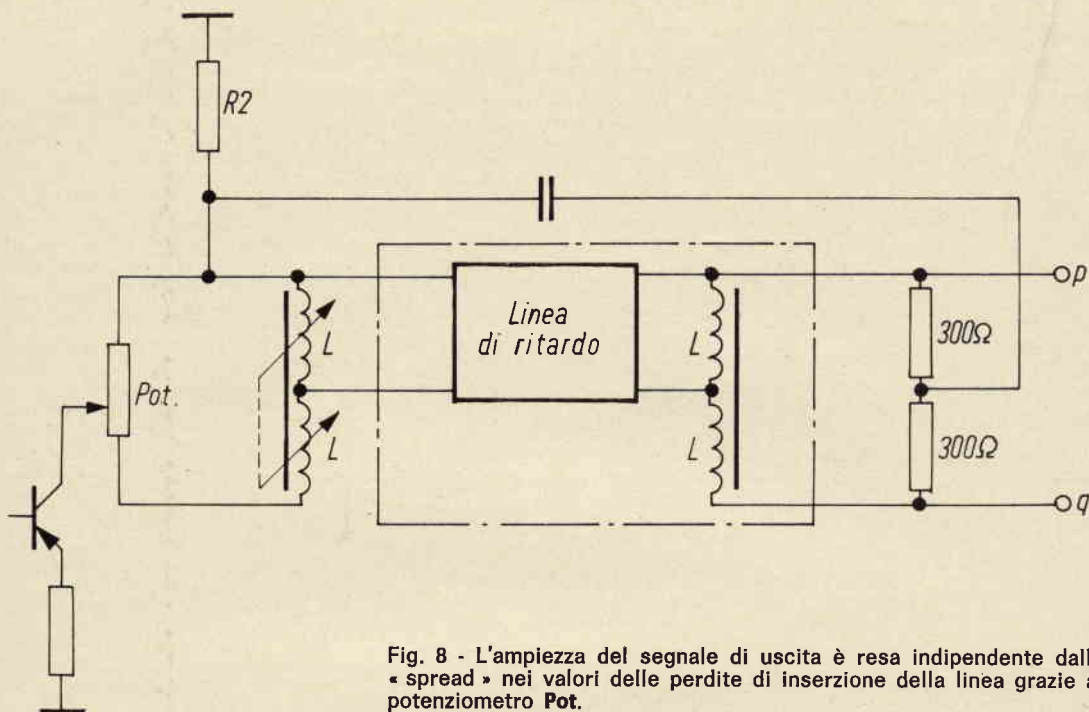


Fig. 8 - L'ampiezza del segnale di uscita è resa indipendente dallo « spread » nei valori delle perdite di inserzione della linea grazie al potenziometro Pot.

questi terminali dovrà possedere una resistenza d'ingresso relativamente elevata (almeno 1 k Ω).

Nel circuito di fig. 7 il segnale di uscita ha uno « spread » uguale a quello delle perdite di inserzione delle linee.

Questo inconveniente non si riscontra nel circuito di fig. 8. In questo caso il segnale non ritardato ai capi del resistore R_2 ha un valore fisso che non dipende

dalla posizione del potenziometro Pot usato per regolare l'ampiezza del segnale all'ingresso della linea. In questa maniera il segnale ritardato può essere uguale al segnale costante non ritardato. Siccome in questo caso l'ingresso e l'uscita della linea di ritardo sono muniti di trasformatori bilanciati, ai terminali p e q compariranno di nuovo i segnali somma e differenza e cioè $B' - Y'$ e $R' - Y'$.

di L. C.

La DURST S.p.A. ha partecipato con grande successo alla EXPO '69 di New York (mostra internazionale di materiale cine-foto-ottico) svoltasi dal 7 al 15 giugno scorso.

Lo stand DURST è stato uno dei « poli d'attrazione » di tale manifestazione e il successo incontrato è sintomatico del « boom » che, come in Italia, sta vivendo negli Stati Uniti: l'hobby dell'ingrandire in casa le proprie fotografie.

Anche in America la parte del leone se la sono assicurata gli ingranditori DURST e le previsioni di vendita sul mercato nordamericano parlano di ben 50.000 apparecchi nel solo 1969.

Imigliori tubi tricromatici, che sono stati finora realizzati, risalgono a circa tre anni orsono e sono del tipo rotondi a 70; i nuovi cinescopi per TVC, pur avendo un minore ingombro e maggiore superficie utile non riescono ancora ad eguagliarli.

LA TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI A COLORI

TELEVISIONE A COLORI

III parte

In un precedente articolo è stato illustrato il principio che sta alla base del PAL. In questo articolo si riprende e si approfondisce maggiormente questo argomento.

Abbiamo visto che una componente del segnale di crominanza a 4,43 MHz e precisamente la componente modulata in ampiezza da R-Y (segnale V) subisce in trasmissione un cambiamento di fase di 180° di riga in riga (nella rotazione complessa ciò è indicato con $\pm jV$). E' evidente che questo segnale di crominanza avente una componente alternata dovrà interferire il meno possibile con il segnale di luminanza. Bisogna ricordare che per motivi di compatibilità questo segnale di crominanza viene a trovarsi costantemente in corrispondenza della frequenza a 4,43 MHz del segnale di luminanza (Fig. 16).

Il ricevitore in bianco e nero riceve l'informazione contenuta nel canale di fig. 17, e quindi anche il segnale di crominanza a 4,43 MHz che **per lui** è un vero disturbo. Per rendere questo disturbo meno visibile possibile sullo schermo del suo cinescopio si accoppia la frequenza del segnale di crominanza alla frequenza di scansione di riga secondo valori numerici ben

definiti. Questo del resto si fa anche nell'NTSC, dove la frequenza del segnale di crominanza corrisponde ad un **multiplo dispari di metà della frequenza di riga.***

La frequenza del segnale di crominanza nel PAL

Nel PAL non è possibile adottare questa relazione « sic et simpliciter » a causa dell'alternazione che abbiamo dato alla componente jV del segnale di crominanza. Questa alternazione impedisce che il disturbo a 4,43 MHz si presenti **negativo** all'inizio della scansione del II quadro, per cui non è possibile sfruttare le proprietà

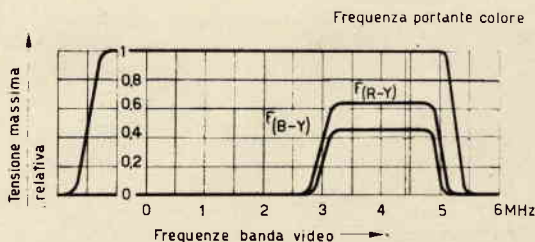


Fig. 16 - Posizione del segnale di crominanza nel canale del segnale di luminanza.

* $f_{NTSC} = (n - 1/2) fH = 4.429687,5 \text{ MHz}$

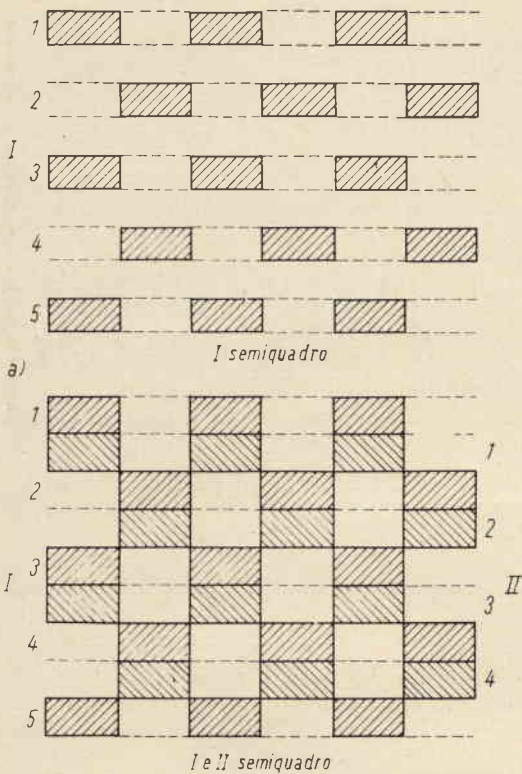


Fig. 17 - Come appare il disturbo a 4,43 MHz in due successivi quadri completi (NTSC).

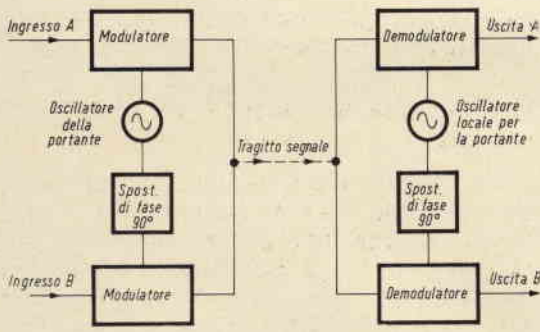


Fig. 18 - Schema a blocchi di modulatore e demodulatore NTSC.

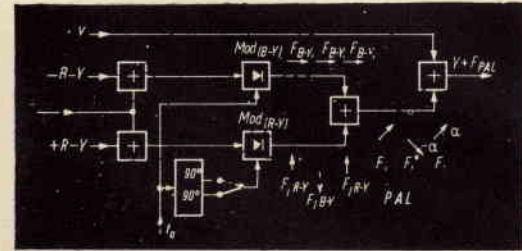
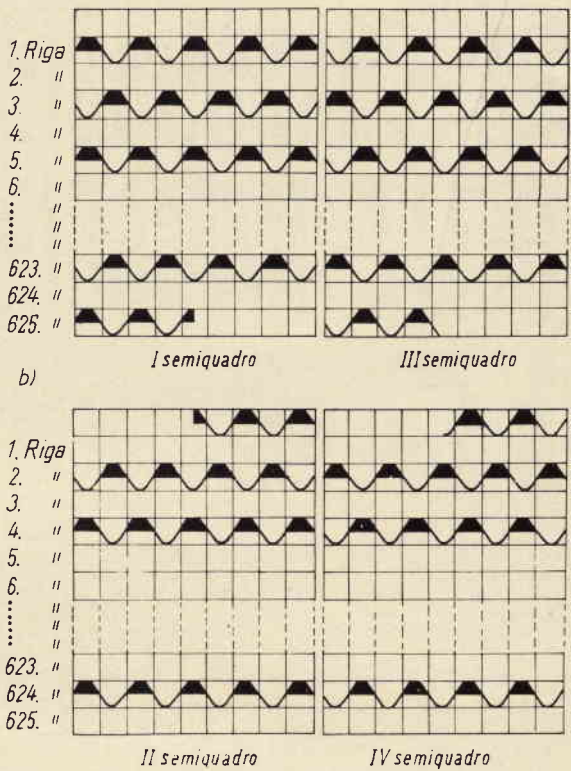


Fig. 19 - Schema a blocchi di modulatore PAL.



integratrici dell'occhio (fig. 17). Per ottenere per il PAL il precedente effetto compensativo (anche se poi non sarà efficace com'è nell'NTSC in quanto la compensazione completa non si verifica ogni due quadri completi ma ogni quattro quadri completi) è necessario stabilire tra la frequenza del segnale di cromaticanza e la frequenza di scansione di riga una relazione diversa da quella stabilita nell'NTSC. Questa relazione è

$$f_{PAL} = (n - 1/4) f_H + f_v/2$$

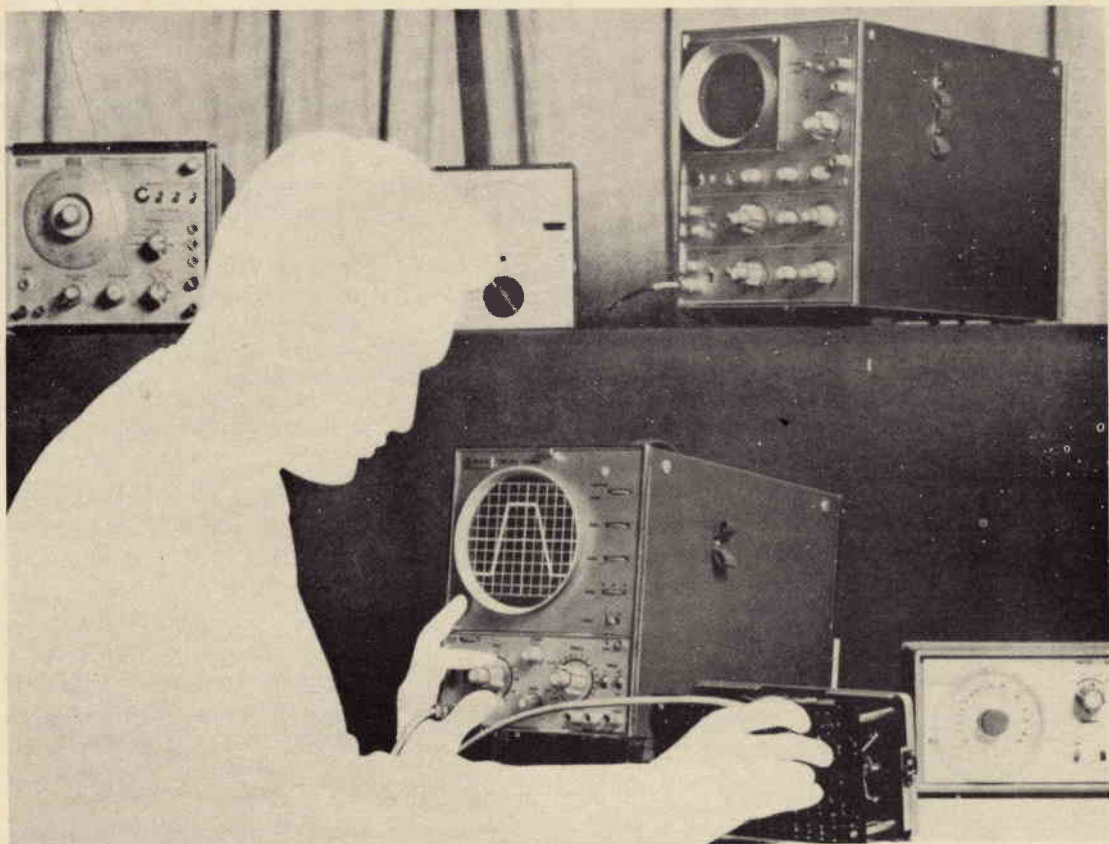
ponendo $n = 284$

$$f_{PAL} = 4.433618,75 \text{ MHz}$$

Nella terminologia corrente la relazione tra le suddette frequenze agli effetti della eliminazione del disturbo nell'NTSC viene chiamata **offset di mezza riga** nel PAL viene chiamata **offset di un quarto di riga**.

La modulazione PAL espressa con i numeri complessi

Abbiamo visto che il segnale di cromaticanza PAL può considerarsi un segnale



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 13 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 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 3250

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



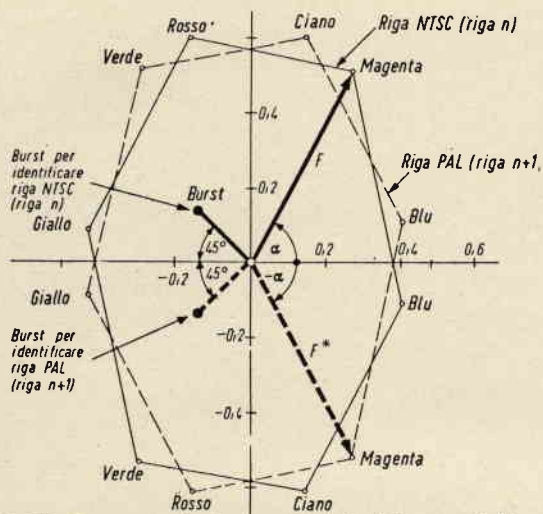


Fig. 20 - Rappresentazione vettoriale dei segnali di crominanza dei colori delle barre sia per le righe NTSC (vettori F) sia per le righe PAL (vettori F^*).

di crominanza identico a quello dell'NTSC con la differenza che esso presenta a righe alterne una diversa codifica. Ogni seconda riga il vettore del segnale di crominanza F viene infatti ribaltato intorno all'asse di modulazione del segnale U , e in queste condizioni viene simboleggiato con F^* .

Ciò si ottiene come già detto cambiando di 180° la fase della componente a 4,43 MHz modulata da R-Y (che ridotto viene indicato con la semplice lettera V).

Avremo pertanto:

nelle righe NTSC questa modulazione:

$$F = F_{(U+V)}$$

nelle righe PAL questa modulazione:

$$F^* = F_{(U-V)}$$

La formazione del vettore di crominanza PAL F^* è identica a quella usata per il vettore di crominanza NTSC.

Anche in questo caso abbiamo una componente della portante del colore che viene modulata in ampiezza del segnale differenza di colore ridotto U in un modulatore bilanciato che sopprime la portante. All'uscita di questo modulatore avremo quindi solo il **prodotto di modulazione** (bande laterali) espresso dalla formula:

$$F_U = U \cos \omega_0 t$$

dove:

ω_0 = componente della portante del colore a 4,43 MHz

U = segnale differenza di colore modulante.

Successivamente si prende una seconda componente della portante del colore la si sfasa di 90° ($\sin \omega_0 t$) e la si inverte di 180° . Abbiamo cioè

$$+F_{-IV} = V (\cos \omega_0 t - \pi/2) = V \sin \omega_0 t$$

Questo prodotto di modulazione del segnale V viene sommato a quello del segnale U e abbiamo

$$F^* = F_U + F_{-IV} = U \cos \omega_0 t - V \sin \omega_0 t$$

Come si vede questo segnale di crominanza della riga PAL differisce da quello della riga NTSC solo per avere la componente $V \sin \omega_0 t$ con segno negativo. E ciò significa quel cambiamento di polarità a cui abbiamo accennato prima.

Nel caso si trasmettono i colori delle barre avremo che per esempio per trasmettere la barra magenta in una riga (riga n) trasmetteremo il vettore F ed in quella successiva ($n+1$) trasmetteremo il vettore F^* il quale come si vede risulta ribaltato simmetricamente rispetto all'asse di modulazione U .

L. Cascianini

PRODOTTI



FASANO

72015 FASANO DI BRINDISI

Via Roma 101

Telef. n. 71.33.37

NUOVA UNITA'

PER LO SPOSTAMENTO LATERALE DEL BLU

Si descrive una nuova unità per lo spostamento laterale del raggio di elettroni del cannone del blu nei cinescopi per televisione a maschera forata.

NUOVI COMPONENTI

Tutti quelli che si occupano di televisione a colori sanno molto bene che per ottenere la perfetta « sovrapposizione » delle tre immagini rossa, verde e blu che compaiono sullo schermo del cinescopio a maschera è necessario che i tre raggi di elettroni sparati dai tre cannoni si incrocino contemporaneamente in un foro della maschera. Ciò deve avvenire

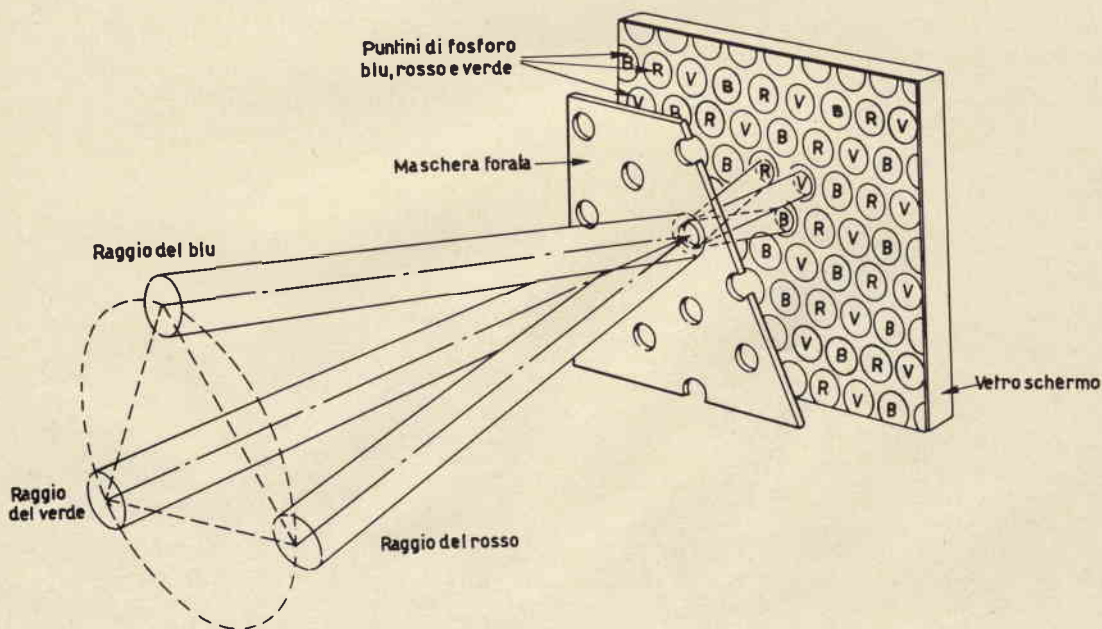


Fig. 1 - Condizione di convergenza dei tre raggi di elettroni.

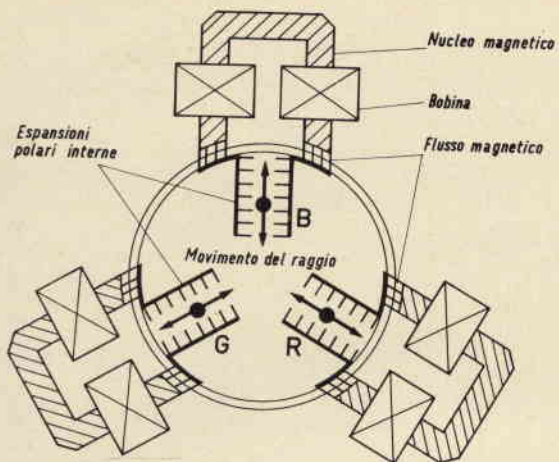


Fig. 2 - Azione dei campi magnetici sui tre raggi di elettroni allo scopo di ottenere la convergenza indicata in fig. 1.

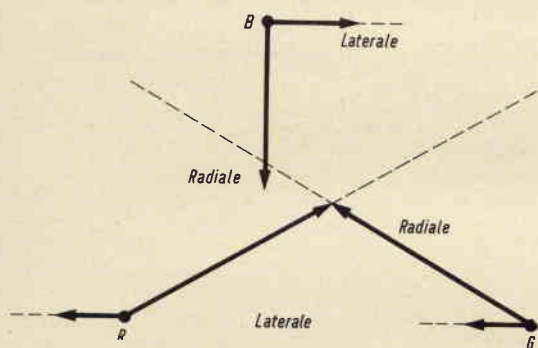


Fig. 3 - Possibili direzioni di spostamento dei tre raggi di elettroni e spostamento laterale del fascetto del blu.

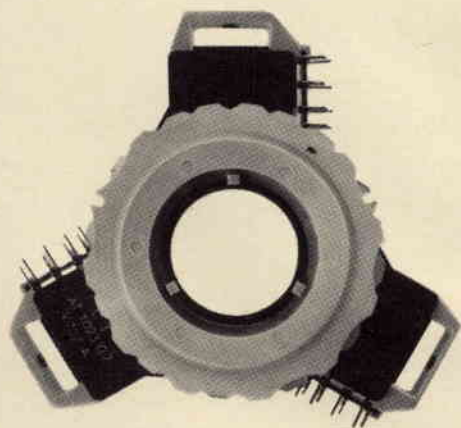


Fig. 4 - Esempio di unità per lo spostamento radiale dei tre fascetti.

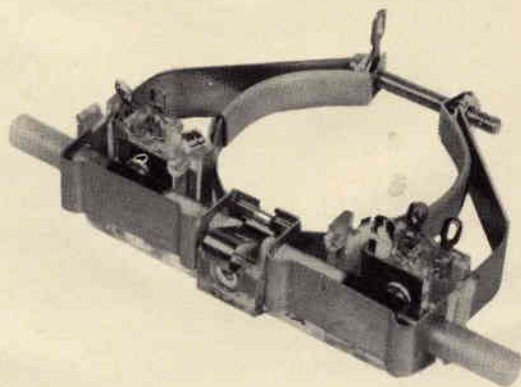


Fig. 5 - Unità Philips per lo spostamento statico e dinamico del fascetto del blu (prima versione).

in tutte le parti della maschera forata (fig. 1). Nonostante che in sede di fabbricazione del cinescopio, i tre cannoni vengano posizionati con estrema precisione è materialmente impossibile ottenere questa convergenza dei tre raggi anche per il fatto che la maschera dovendo seguire la curvatura dello schermo è piatta e non curva.

Per ottenere la convergenza è necessario quindi poter spostare i tre raggi di elettroni. Ciò è possibile mediante campi magnetici capaci di influenzare la direzione di questi tre raggi subito dopo che essi escono dai rispettivi cannoni (fig. 2).

Data la posizione « a stella » dei tre cannoni e l'andamento delle linee di forza dei campi magnetici correttivi gli spostamenti possibili dei tre fascetti avverranno lungo raggi a 120° l'uno rispetto all'altro. E' evidente però che se è sempre possibile spostare i fascetti del verde e del rosso in maniera da farli incontrare in un dato punto, non è sempre possibile, spostando radialmente il fascetto del blu, farlo passare per il punto in cui convergono i fascetti del rosso e del verde. Ciò si verificherebbe solo nel caso in cui il fascetto del blu si trovasse sulla retta perpendicolare passante per il punto di convergenza del rosso e del verde.

In questo caso il semplice spostamento radiale (dall'alto verso il basso) lungo questa perpendicolare sarebbe sufficiente a far incontrare il raggio del blu nel punto

in cui in precedenza abbiamo fatto incontrare i raggi del rosso e del verde. Questa condizione è più unica che rara. In pratica il raggio del blu si trova o di qua o di là di questa perpendicolare e di conseguenza per ottenere la convergenza del blu occorre prima portare il fascetto lungo questa perpendicolare e poi abbassarlo mediante un campo magnetico analogo a quello del rosso e del verde (fig. 3).

Per ottenere la convergenza è quindi necessario poter spostare il fascetto del blu non solo nel senso del raggio ma anche in senso della tangente (spostamento orizzontale). Tutti i cinescopi debbono quindi usare una unità che provvede allo spostamento **radiale** dei tre fascetti (fig. 4) ed in aggiunta una seconda unità che provveda allo spostamento in senso orizzontale o tangenziale del solo fascetto del blu (fig. 5).

Convergenza statica e dinamica

Evidentemente però, una volta ottenuta la convergenza dei tre fascetti con le unità sopramenzionate **al centro della maschera**, non è detto che tale convergenza si verifichi anche nelle zone laterali della medesima.

Ciò è dovuto sia alla particolare posizione (posizione a stella) dei tre cannoni rispetto all'asse del collo del cinescopio sia alla forma piatta della maschera; forma piatta a causa della forma piatta dello schermo (fig. 6).

Sono quindi previste due forme di convergenza e precisamente una convergenza **al centro** della maschera (o dello schermo). Questa convergenza viene chiamata **statica** per il fatto che i campi magnetici con i quali è ottenuta una volta

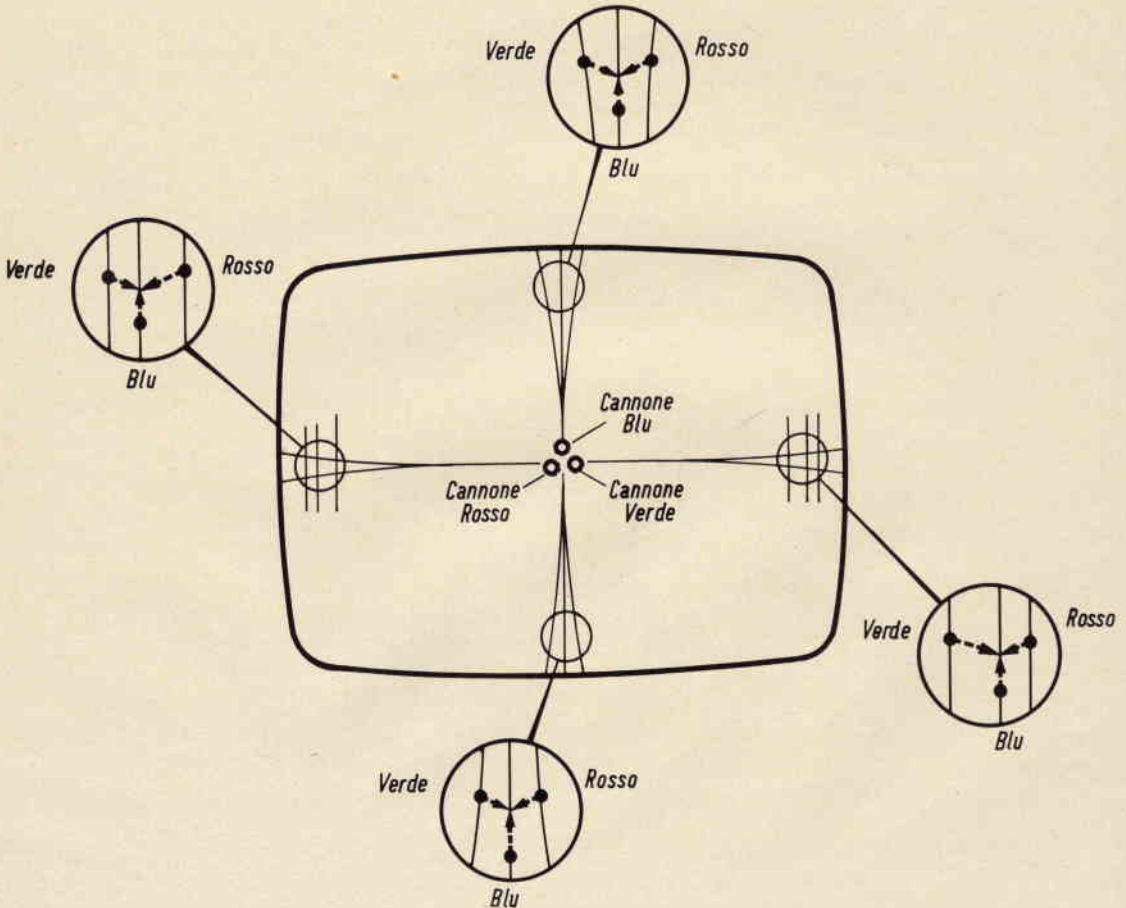


Fig. 6 - Errori di convergenza ai lati dello schermo.

regolati rimangono invariati nel tempo. La convergenza **ai lati** dello schermo viene chiamata **dinamica** per il fatto che deve

essere realizzata continuamente **durante** la normale scansione del raster. Esiste quindi una convergenza dinamica a fre-

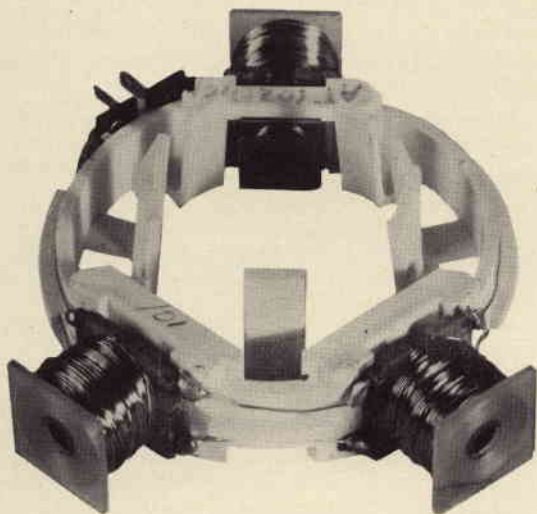


Fig. 7 - Nuova unità Philips per lo spostamento laterale statico e dinamico del blu (AT 1028/01) n. G.B.C. MG/0616-04. Anche i fascetti del rosso e del verde vengono spostati orizzontalmente. Ma la direzione è opposta a quella del blu.

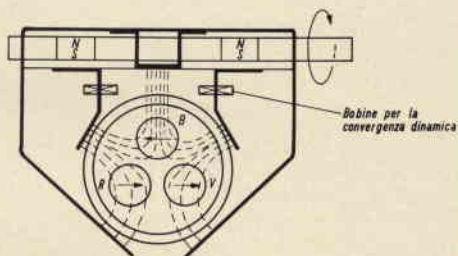


Fig. 8 - Azione dei campi magnetici (statici e dinamici) sul fascetto di elettroni del blu e del rosso/verde.

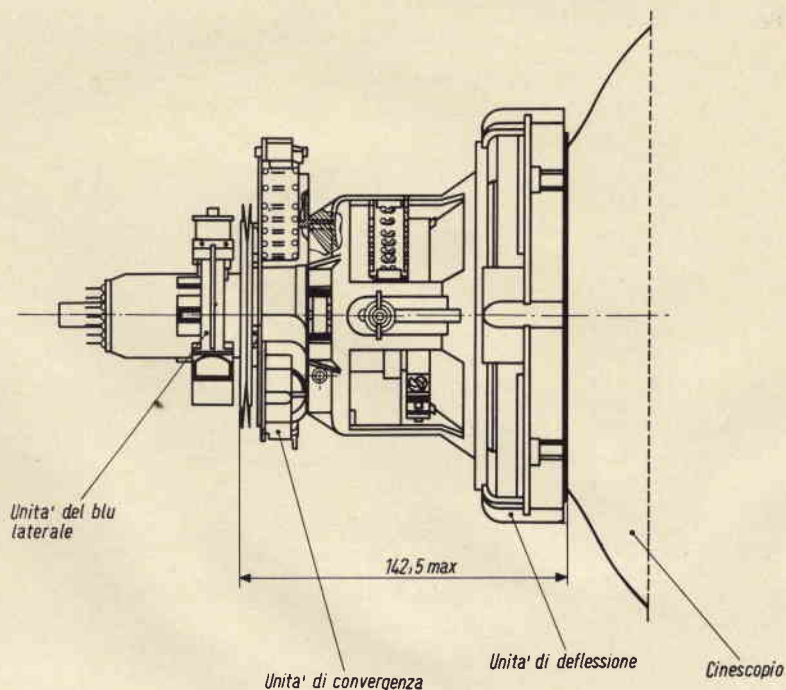


Fig. 9 - Come va posizionata la nuova unità per lo spostamento laterale del blu.

quenza di riga (convergenza dinamica in senso orizzontale) ed una convergenza dinamica a frequenza **di quadro** (convergenza dinamica in senso verticale). (fig. 7).

Unità di convergenza laterale del blu

I problemi relativi alla messa a punto della convergenza dinamica e statica sono già stati ampiamente trattati in questa rivista e pertanto ci limiteremo a descrivere la sola nuova unità per lo spostamento laterale del blu.

La precedente unità per lo spostamento laterale del blu è indicata in fig. 5. Essa è tuttora impiegata ed è quella più economica. In questa unità la convergenza statica del fascetto del blu era ottenuta mediante un campo magnetico statico prodotto da un magnetino di ferroxdure inserito in un tubetto (fig. 5). La convergenza dinamica dello stesso fascetto era ottenuta mediante campi magnetici variabili prodotti da correnti circolanti nelle apposite bobinette.

La nuova unità per lo spostamento laterale del blu AT 1028/01 n. G.B.C. MG/0616-04 differisce dalla precedente in quanto ogni cannone è munito di bobine che provvedono ad effettuare sia la statica che la dinamica fig. 7.

Questa disposizione permette di ottenere un'azione più pronta e precisa e cioè uno spostamento orizzontale più deciso del fascetto del blu ed un analogo spostamento orizzontale **ma diretto in senso opposto** dei fascetti del rosso e del verde (fig. 8).

Questa unità deve essere sistemata più vicino possibile all'unità di convergenza radiale (fig. 9).

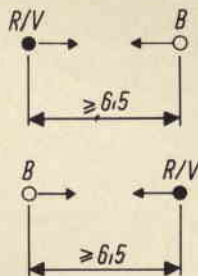


Fig. 10 - Entità dello spostamento dei fascetti rosso/verde in una direzione e del blu nella direzione opposta.

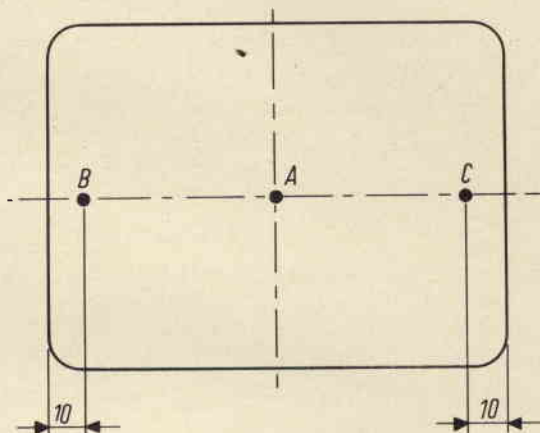


Fig. 11 - Punti dello schermo dove si ha uno spostamento laterale di $\geq 3,5$ mm tra i fascetti verde-rosso ed il fascetto del blu.

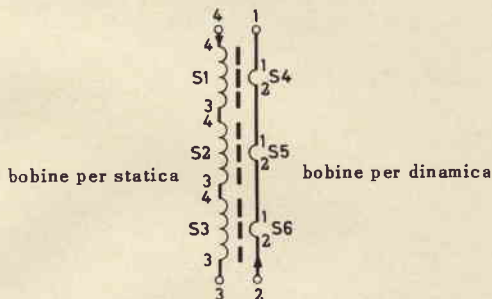


Fig. 12 - Schema elettrico dell'unità AT 1028/00 n. G.B.C. MG/0617-00.

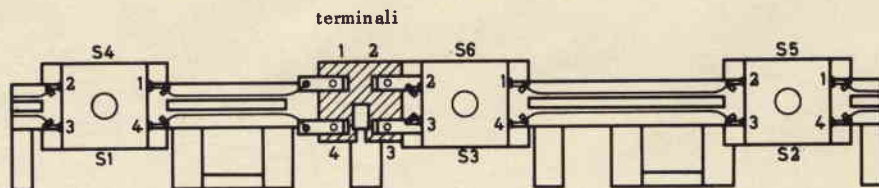


Fig. 13 - Terminali di collegamento dell'unità AT 1028/00 n. G.B.C. MG/0617-00.

Caratteristiche elettriche

Esistono due varianti di questa unità; c'è l'AT 1028/00 n. G.B.C. MG/0617-00 e AT 1028/01 n. G.B.C. MG/0616-04 le quali differiscono solo per il differente dimensionamento delle bobine per la convergenza statica. Difatti il tipo AT 1028/00 n. G.B.C. MG/0617-00 prevede l'alimentazione di queste bobine attraverso una sorgente in c.c. di valore elevato (resistenza delle bobine 75 Ω) mentre il tipo AT 1028/01 n. G.B.C. MG/0616-04 ha queste stesse bobine dimensionate per essere alimentate da una sorgente in c.c. a bassa tensione (resistenza delle bobine 18 Ω).

Corrente continua per uno spostamento minimo di 6,5 mm al centro dello schermo (figura 10)

35 mA 110 mA

Regolazione dinamica laterale

Nei punti B e C di fig. 11 è possibile ottenere uno spostamento di $\geq 3,5$ mm tra i raggi rosso/verde e il raggio del blu con una corrente di 0,5 A_{pp} alla frequenza di 15 kHz.

AT 1028/00 AT 1028/01
MG/0617-00 MG/0616-04

Terminali 1 - 2
Resistenza 5,8 Ω
Induttanza 0,6 mH

Nella fig. 12 è riportato lo schema elettrico dell'unità mentre nella fig. 13 è riportata la posizione dei terminali di collegamento.

di L. C.

Regolazione statica laterale

AT 1028/00 AT 1028/01
MG/0617-00 MG/0616-04

Terminali 3 e 4 3 e 4
Resistenza 175 Ω 18 Ω

Nello stato di New York una commissione governativa ogni tre o quattro mesi ha l'incarico di controllare e registrare in ogni laboratorio la quantità di raggi X dovuti, come noto, ai TVC.

Se il livello dovesse superare il limite si ha, per legge, l'obbligo di indossare tute protettive.

Persino i tecnici si sono stupiti moltissimo della rapidità con cui il nuovo tipo di registratore a cassette ha conquistato milioni di nuovi amici.

Vi sono diversi sistemi di questi apparecchi. Tuttavia in Europa si sono soprattutto affermati quelli funzionanti con le ormai famose « Compact Cassette ».

Con il crescere del numero dei possessori di « Cassette » si presentarono molti problemi uno dei quali: lo scambio delle « Cassette ». Per spedirle si doveva pensare ad una nuova confezione, del tutto particolare, per evitare danni inerenti alla spedizione. Questo problema è stato risolto. La BASF ha preparato una nuova confezione adatta non solo per conservare le « Cassette » in archivio, ma anche per qualsiasi spedizione per posta. In ogni caso per sapere esattamente quali sono le condizioni di spedizione per i vari Paesi nel mondo è sufficiente informarsi presso un ufficio postale.

Per le nuove « Cassette » si è scelto un materiale che può resistere alle più energiche sollecitazioni.

Volendo si possono gettare queste « Cassette », anche munite di nastri, contro la parete, ma attenzione! fareste un buco solo nella parete, perché queste « Cassette » in materia plastica, sono indistruttibili.

In un precedente articolo abbiamo illustrato le caratteristiche elettriche di questi componenti. In questo articolo si danno dei consigli pratici riguardanti la scelta, la misura e la saldatura di questi componenti con gli altri componenti del circuito.

CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI

SCELTA, MISURA E SALDATURA DEI TERMISTORI

Cominciamo col dare alcune indicazioni riguardanti le precauzioni da prendere quando si deve misurare un termistore NTC.

Come misurare i termistori NTC

- 1) I valori di R_T pubblicati nei dati tecnici dei termistori NTC sono stati misurati alla temperatura T.
- 2) Il valore di B a 25 °C pubblicato nei dati tecnici corrisponde al valore medio dei valori di B misurati a 25 °C e a 50 °C. Per i controlli si consiglia di usare queste due temperature.

Quando si misurano i termistori NTC si devono prendere le seguenti precauzioni:

- 1) Non misurare mai i termistori NTC all'aria libera; ciò potrebbe ingenerare errori di 1 o 2 °C. Per misure a temperatura ambiente od inferiori usare benzina o qualche liquido, che non sia un conduttore né corrosivo. Per

misure a temperature più elevate usare olio, preferibilmente **olio al silicone**.

- 2) Usare un termostato con una precisione di almeno 0,1 °C. Nonostante il liquido venga bene agitato, sarà sempre presente in esso un certo gradiente di temperatura. Si consiglia quindi di misurare la temperatura più vicino possibile al termistore NTC.
- 3) Dopo aver posto il termistore NTC nel termostato attendere fino a che non sia stato raggiunto l'equilibrio termico tra l'NTC ed il liquido. Per qualche tipo è necessario attendere oltre 1 minuto.
- 4) Effettuare le misure impiegando tensioni più basse possibili; diversamente il termistore potrebbe essere riscaldato dalla corrente di misura. I termistori NTC miniatura sono particolarmente sensibili alle tensioni di misura. Si raccomanda pertanto di impiegare tensioni inferiori a 0,5 V.

Tolleranze

I valori di R_{25} e di B vengono specificati con una certa tolleranza. La tolleranza della resistenza a 25°C (R_{25}) è normalmente di $\pm 20\%$.

Il valore di B ha, nella maggioranza dei casi, una tolleranza di $\pm 5\%$. A causa di

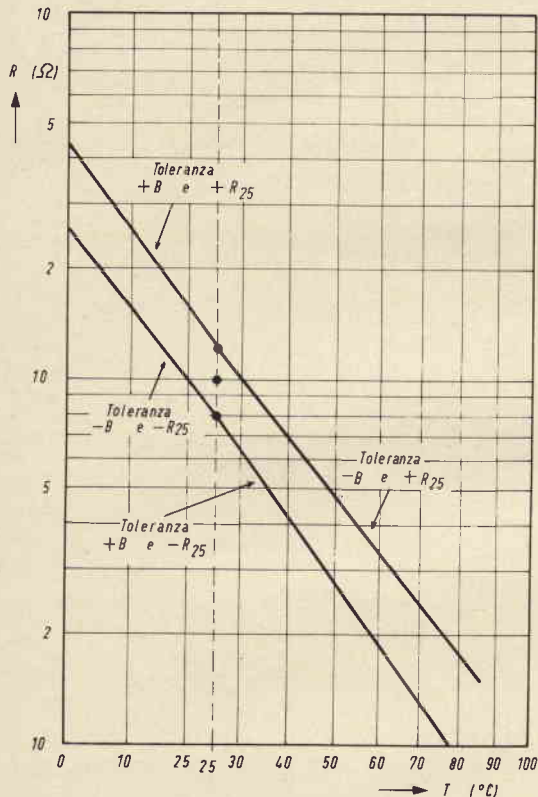


Fig. 1 - Influenza della tolleranza sul valore di B .

La curva superiore dà il valore massimo della resistenza ed è ottenuta combinando:

- $+B$ e $+R_{25}$; con questi valori si determina la tolleranza per temperature più basse di 25°C ;
- $-B$ e $+R_{25}$; con questi valori si determina la tolleranza per temperature più elevate di 25°C .

La curva inferiore fornisce il valore minimo della resistenza ed è ottenuta combinando:

- $-B$ e $-R_{25}$; con questi valori si de-

termina la tolleranza per temperature più basse di 25°C ;

- $+B$ e $-R_{25}$; con questi valori si determina la tolleranza per temperature più alte di 25°C .

Il valore della resistenza sarà sempre compreso tra la curva superiore e quella inferiore. Si deve tener presente che la combinazione delle condizioni più sfavorevoli è molto rara.

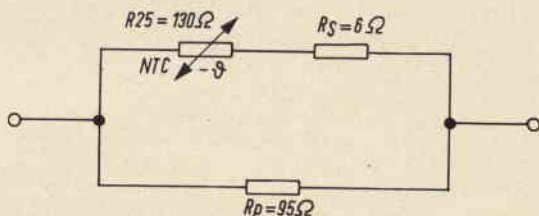


Fig. 2 - Termistore collegato in serie e in parallelo a due resistori lineari allo scopo di realizzare le caratteristiche elettriche richieste dal termistore.

termina la tolleranza per temperature più basse di 25°C ;

- $+B$ e $-R_{25}$; con questi valori si determina la tolleranza per temperature più alte di 25°C .

Il valore della resistenza sarà sempre compreso tra la curva superiore e quella inferiore. Si deve tener presente che la combinazione delle condizioni più sfavorevoli è molto rara.

Scelta del tipo

Per la scelta di un determinato tipo di termistore NTC si debbono tener presenti i seguenti fattori:

- 1) La **forma** che deve il più possibile adattarsi all'impiego.

I tipi normali sono a bastoncino, a cilindro, a disco, ed a pisello (goccia).

- 2) Il valore di **resistenza** ed il **coefficiente di temperatura** richiesto.

- 3) La **potenza** che deve essere dissipata:

- a) senza variazioni apprezzabili dovute all'autoriscaldamento nel valore della resistenza;

- b) specificando la massima variazione di resistenza ammissibile.

4) La costante di tempo richiesta.

A volte è impossibile trovare un termistore NTC che soddisfi a tutti i requisiti richiesti. Sovente è più economico adattare il valore di altri componenti del circuito, al valore di un termistore NTC di serie. Molte volte, mediante semplici com-

binazioni di resistori in serie o parallelo è possibile usare un termistore NTC standard dove diversamente sarebbe stato necessario impiegare un tipo speciale. Se ciò non è possibile si può prendere in considerazione lo sviluppo di un tipo speciale. In questo caso è necessaria una specifica delle esigenze ed è utilissima

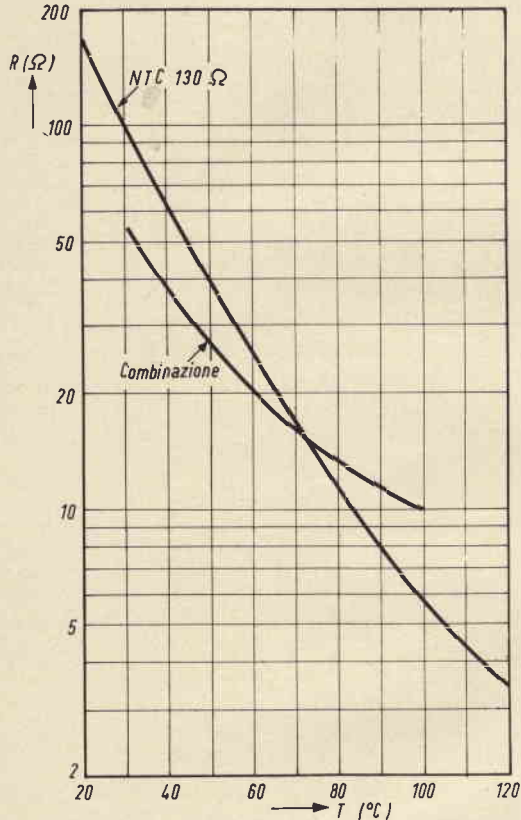


Fig. 3 - Grafico indicante il valore della resistenza in funzione della temperatura. Questo grafico si riferisce alla combinazione indicata in fig. 2.

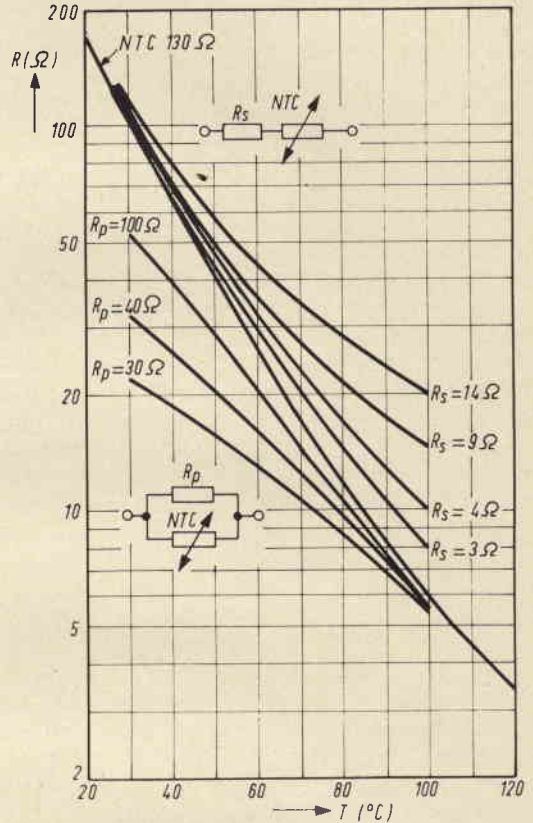


Fig. 4 - Grafico a carattere generale indicante la relazione tra temperatura e resistenza per le più svariate combinazioni di termistori aventi in parallelo o in serie resistori normali (resistori lineari).

una descrizione dei circuiti nei quali dovrà essere impiegato il termistore NTC.

Modifica delle caratteristiche

L'esempio seguente spiega i valori di resistenza che risultano dalla combinazione di un NTC con resistori normali.

Supponiamo che per esigenze di compensazione sia richiesto un termistore NTC con un valore di resistenza di 50Ω a 30°C e di 10Ω a 100°C .

Un tipo di normale produzione che abbia queste caratteristiche non esiste. Il problema però, può essere risolto usando un termistore NTC di normale produzione e due resistori lineari fissi. Se un termistore NTC con resistenza a freddo di 130Ω viene montato in serie con un resistore di 6Ω ed il tutto in parallelo con un resistore di 95Ω , come illustrato in fig. 2, la resistenza di questa combinazione serie-parallelo a 30°C ed a 100°C sarà quella richiesta. La fig. 3 indica la

variazione della « nuova » resistenza in funzione della temperatura e la variazione della resistenza del termistore, sempre in funzione della temperatura.

Un adattamento di questo tipo potrebbe essere calcolato per ogni particolare esigenza. Dobbiamo ricordare, naturalmente, che il coefficiente di temperatura della combinazione sarà sempre minore di quello del solo termistore NTC. Questo è chiaramente illustrato dalla fig. 4, dove è riportata la variazione della curva resistenza/temperatura per differenti valori di resistori in serie ed in parallelo.

Come saldare un termistore NTC a disco

Spesso è necessario saldare supporti di montaggio o terminali di collegamento al disco del termistore NTC al fine di assicurare un efficiente contatto termico o per facilitare il montaggio. Data la natura ceramica del materiale di cui è fatto il termistore e il suo rivestimento d'argento, per avere una saldatura soddisfacente si dovranno prendere speciali precauzioni. Tali precauzioni riguardano il saldatore, la sua temperatura, la lega di saldatura e il materiale del supporto.

Il saldatore

Questo dovrà avere una punta di rame a forma di cuneo con un angolo da 30° a 45°. Prima dell'uso, e quando è necessario, durante l'uso, si dovrà pulirlo e quindi ravvivarlo con la lega particolare che qui sotto specifichiamo.

Lega per saldatura

Per prevenire un indebolimento del contatto, si dovrebbe usare una lega per saldatura ricca d'argento. Una composizione soddisfacente è: 56% stagno, 37% piombo e 7% argento.

La resina per saldatura

La giusta temperatura del saldatore ed una buona resina sono i fattori che più interessano ai fini di una buona saldatura. Si raccomanda di usare una resina composta nella seguente maniera:

1 kg calofonium; 10 g ureum; 500 ml alcool etilico a 98%.

Supporti di montaggio o terminali di collegamento

Il filo di rame stagnato è soddisfacente ma il terminale dovrà essere curvato. E' preferibile evitare sezioni di diametro superiore a 0,5 mm. I supporti di montaggio dovranno essere di rame stagnato e di uno spessore non superiore ai 3 mm. Nel sostegno ci dovrà essere un foro con diametro di circa 3 mm, preferibilmente a forma di stella; il foro dovrà coincidere con il centro del termistore a disco.

Come eseguire la saldatura

L'intera faccia del termistore dovrà essere coperta con la resina speciale, ed il supporto od il filo, tenuti molto vicino. Si fondono circa 6 mm di filo per saldatura sul saldatore e si fa scorrere la goccia sulla giuntura in modo che copra il supporto prima di arrivare al termistore. Il tempo di saldatura dovrà essere il più breve possibile. Il preriscaldamento del termistore su una piastra portata ad una temperatura compresa tra 80 °C e 100 °C assicura una rapida e sicura saldatura.

Per avere risultati soddisfacenti è assolutamente necessario attenersi alle suddette istruzioni.

di L. Cascianini

Ci risulta che per l'anno 1969 la Dogana del Porto di Genova è stata autorizzata a consentire direttamente l'importazione, dalla Repubblica Popolare Cinese, di pile elettriche pari ad un valore di 20 milioni di lire. Ne sentivamo proprio la mancanza!

Essendo a conoscenza di quanto possano valere le pile elettriche provenienti dall'estremo Oriente (perché da anni inquinano il mercato nazionale) riteniamo superfluo, ogni ulteriore commento. Questo nostro ultimo pensiero, valga anche per il criterio con il quale vengano rilasciate le licenze di importazione.

FONOTALIGIA STEREO AMPLIFICATA

MABER FV-700



Questa fonotaligia stereo riunisce in un complesso di pregevole qualità un giradischi a tre velocità, un amplificatore stereo a transistor con potenza totale 10 W di picco e due altoparlanti in cassette acustiche disinnestabili per il piazzamento a distanza.

La fonotaligia costruita con criteri di ingegnosa praticità può appoggiare sia direttamente con il fondo che a mezzo delle quattro gambe di cui è corredata.

Come giradischi è stato adottato l'ormai ben noto modello GC 032 Philips G.B.C. RA/0110-00 munito di una cartuccia piezoelettrica stereo compatibile, adatta sia per dischi microsolco mono e stereo che per dischi a 78 giri.

Funzionamento del circuito amplificatore

Le due sezioni che compongono questo amplificatore stereo sono comandate contemporaneamente dai due controlli, tono e volume. Il controllo di bilanciamento dà la possibilità di compensare dislivelli nell'intensità dei due canali per qualsiasi posizione del regolatore di volume.

Entrambe le sezioni, canale sinistro e canale destro sono uguali.

Dallo schema rappresentato in fig. 4 è possibile rilevare alcune interessanti particolarità circuitali: l'accoppiamento tra i vari stadi è diretto, si ha pertanto

una catena di reazione di corrente che li stabilizza, in modo da garantire un'ottima linearità nella risposta di frequenza.

Inoltre lo stadio finale è a simmetria complementare e risulta stabilizzato termicamente dalla presenza di un resistore NTC e da due resistori sugli emettitori dei transistor.

CARATTERISTICHE DELL'AMPLIFICATORE Hi-Fi STEREO A TRANSISTOR

Potenza d'uscita: 5+5 W di picco

Distorsione: 0,5 %

Risposta di frequenza: 50 ÷ 15.000 Hz

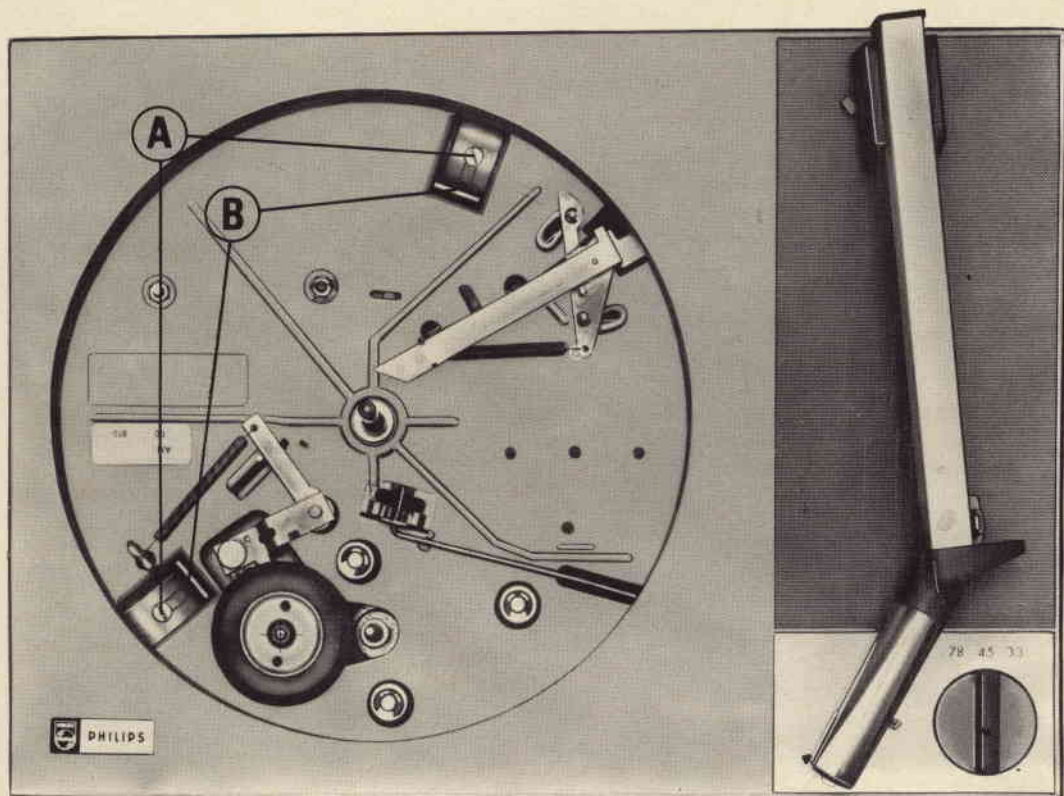
Controllo toni: 15 dB

Impedenza d'uscita: 4 Ω

Alimentazione: 110 ÷ 220 V - 50 Hz

Controlli: acuti-volume-bilanciamento (fig. 2)

Fig. 1 - Come sbloccare o bloccare il giradischi.



Comandi: interruttore dell'intero complesso mediante braccio del giradischi, interruttore del motore per l'uso dell'amplificatore come monitor.

Prese: uscite e ingresso per registratore, uscita per altoparlanti (fig. 3).

MESSA A PUNTO DELLA FONOVALIGIA

Nel caso il giradischi risultasse bloccato, privo di molleggio è indispensabile togliere il piatto volano, allentare leggermente la vite (A) di fig. 1 e spostare verso l'interno la squadretta di bloccaggio (B). Ad operazione ultimata rimettere il piatto volano.

Controllare che il cambiatensione (C) fig. 3 sia sul valore corrispondente alla tensione di rete disponibile.

Verificare che il fusibile (D) fig. 3 sia del valore prescritto, diversamente sostituirlo attenendosi alle indicazioni della tabella seguente:

TENSIONE DI RETE Vc.a.	FUSIBILE CONSIGLIATO IN AMPERE
110	0,2
125	0,16
140	0,16
160	0,125
220	0,1

Inserire gli spinotti degli altoparlanti nelle prese (E) per il cassoncino di destra e (F) per il cassoncino di sinistra.

A questo punto se tutto è stato eseguito con cura e se il commutatore (G) è in posizione stereo la fonovaligia è pronta per il funzionamento.

ISTRUZIONI PER L'USO

Inserire il cordone rete nella presa (H) fig. 3 e poi inserire la spina nella presa di corrente.

Fig. 2 - Aspetto della fonovaligia vista dall'alto a destra si notano i controlli dell'amplificatore.



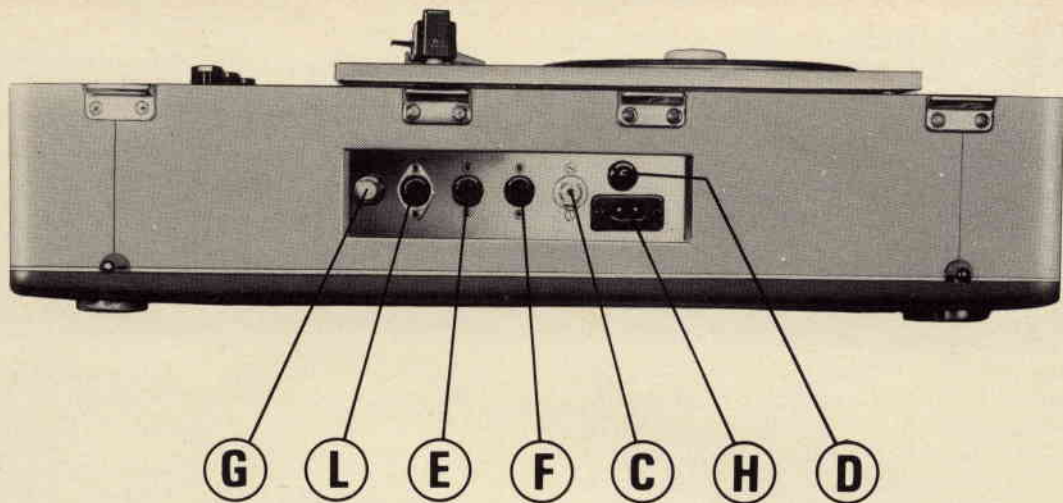


Fig. 3 - Prese d'uscita e d'ingresso della fonovaligia stereo amplificata MABER - FV/700.

Levare il salvapuntina.

Predisporre il giradischi sulla velocità voluta.

Appoggiare il disco.

Sollevarlo il braccio disinnestandolo e spostarlo verso destra fino a quando si sentirà il caratteristico «trac» dell'interruttore. Ad accensione avvenuta, si noterà accesa la lampadina spia e si dovrà pure sentire un leggero soffio provenire dagli altoparlanti.

Appoggiare la puntina all'inizio del solco dando inizio al funzionamento.

Come abbinare un registratore al complesso FV/700

Nel caso si abbia a disposizione un registratore a nastro del tipo a cassetta e quindi di piccola potenza e si voglia aumentare notevolmente l'amplificazione avendo inoltre i collegamenti già pronti per una immediata registrazione senza l'uso del microfono basta far uso di un normalissimo cavo schermato a norme DIN e inserirlo nella presa (L) fig. 3 sulla valigia e nella presa apposita sul registratore.

Perché ciò sia possibile è indispensabile accendere l'amplificatore come descritto precedentemente usando il braccio del giradischi e portando il commutatore (G) in posizione mono. Il commutatore G oltre a predisporre i collegamenti, interrompe il funzionamento del motorino del giradischi lasciando in funzione l'amplificatore.

PARTI DI RICAMBIO FV/700

DESCRIZIONE	NUMERO DI CATALOGO
Giradischi	RA/0110-00
Cartuccia	RC/0100-00
Puntina zaffiro	RR/0082-01
Altoparlante	AA/0447-01
Mascherina comandi P 10487	xB/0520-60
Manopole	FF/0237-00
Trasformatore d'alimentazione P 10519	xB/0045-43
Commutatore Mono-Stereo	GL/3154-00
Potenzimetro VOLUME 1 + 1 MΩ - A	xB/0016-13
Potenzimetro TREBLE 1 + 1 MΩ - B	xB/0026-13
Potenzimetro BALANCE 100 kΩ - A	xB/0048-13

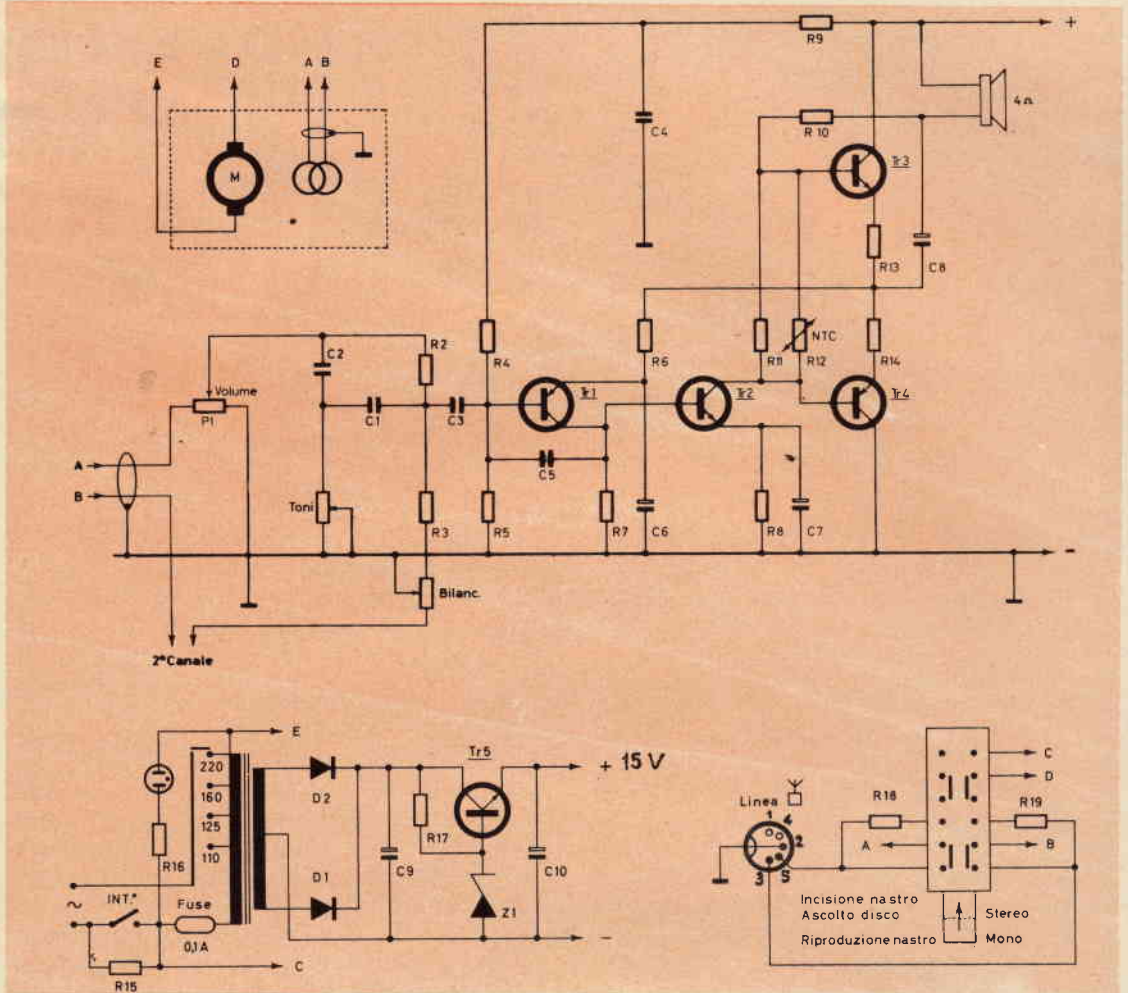


Fig. 4 - Circuito elettrico della fonovaligia MABER FV/700

ELENCO COMPONENTI FV 700

R2-R16-R18-R19	470 k Ω	P3	100 k A Bilanciamento
R3-R9	1 k Ω	C1	120 pF
R4-R15	220 k Ω	C2-C5	4700 pF
R5	100 k Ω	C3	100 nF
R6	2,2 k Ω	C4-C6	100 μ F elett.
R7	680 Ω	C7	320 μ F elett.
R8	15 Ω	C8	1000 μ F elett.
R10	220 Ω	TR1	AC126
R11	12 Ω	TR2	AC127
R13-R14	1 Ω	TR5	AC187K
R12	NTC	TR4	AC188K } accoppiati
R17	270	TR3	AC187K }
P1	1+1 M A Volume	D1-D2	10D1
P2	1+1 M B Toni	Zener	BZY94C15

**LE
COMUNICAZIONI**

COMUNICAZIONI VIA SATELLITE

I parte: dallo Score all'Intelsat II

Più di ogni altro avvenimento hanno contribuito al progresso della nostra vita giornaliera i fortunati lanci dei satelliti artificiali. Si esamineranno i problemi delle odierne imprese spaziali ed il funzionamento dei moderni satelliti.

Il 18 dicembre 1958 l'Atlas-B mise in orbita lo Score, decimo satellite della storia; esso conteneva un registratore audio, che per tredici giorni trasmise il messaggio augurale natalizio del Presidente Eisenhower. Dieci giorni dopo questo felice esperimento sorse il Progetto Score.

Lo sviluppo della tecnologia delle comunicazioni via satellite è stata veramente fenomenale, sette anni dopo lo Score entrò in servizio il primo satellite internazionale (Early Bird) per fini commerciali e fu sostituito solo dopo tre anni dall'Intelsat III, che ha una capacità di lavoro cinque volte superiore. Negli ultimi tre anni sono stati messi in orbita (si veda fig. 1) sei satelliti che rappresentano tre anni di sviluppo di tale tecnologia. Questo rapido progresso non mostra alcun segno di rallentamento e nel 1970 si inizierà la quarta generazione entrando in servizio satelliti con capacità venti volte quella del satellite Early Bird.

Naturalmente questo rapido sviluppo dei satelliti non potrebbe essere utilizzato se non vi fossero stati analoghi sviluppi delle stazioni terrestri (in Inghilter-

ra, Francia e Stati Uniti) che potevano sfruttare il satellite. Dalla fine del 1968 il numero delle stazioni è salito quasi a venticinque, costruite esclusivamente per comunicazioni commerciali. Nel 1972 si suppone che funzioneranno ottantacinque stazioni terrestri poste in sessantuno paesi e ciascuno potrà funzionare con cinque volte l'attuale capacità di trasmissioni radiotelefoniche e sottomarine.

I satelliti hanno dato la possibilità di vedere le Olimpiadi del 1964 dal Giappone, le Olimpiadi Invernali da Grenoble, parecchi pubblici incontri tra capi di stato, il messaggio natalizio del Papa Paolo VI, nuovi eventi quali le trasmissioni dell'Apollo ricevute dalla Luna per mezzo di stazioni a bordo di navi transatlantiche. Il maggiore evento è stato la visita, nel 1965 del Papa Paolo VI alle Nazioni Unite, che è stata trasmessa dal satellite Early Bird. Altre trasmissioni oceaniche hanno permesso di vedere l'incontro a Glassboro tra Johnson e Kosygin e le Olimpiadi in Messico del 1968; questi avvenimenti sono stati seguiti da quattrocento milioni di telespettatori di tutto il mondo. All'operazione del cuore ad Houston hanno assistito mediante comunica-

zione via satellite insigni medici riunitisi a Ginevra chiedendo informazioni sulla tecnica eseguita. Altro impiego è per esempio lo scambio di dati e fotografie riguardanti criminali internazionali. Quindi è chiaro come le comunicazioni via satellite hanno dato una nuova impronta alla nostra vita.

NUOVE IMPRESE

Quando lo Score fu lanciato nel 1958 (si veda la tabella 1) sembrava fosse un enorme spreco di danaro, mentre solo due anni più tardi è stato completato il primo cavo transatlantico per provvedere al servizio telefonico. Molti non credevano che i costosi satelliti potevano effettivamente competere con i vantaggi ottenibili dalle trasmissioni a brevi distanze. Non era neanche chiaro come progettare tali satelliti: doveva essere il satellite per comunicazioni un riflettore passivo, come l'Echo, o un ripetitore attivo? Quale poteva essere l'altezza migliore dell'orbita? Il satellite occorre stabilizzarlo? Ed in quale maniera? I primi satelliti furono lanciati per avere una risposta a questi interrogativi.

L'Echo dimostrò la possibilità di usare un pallone passivo riflettente, ma per avere piccole perdite in trasmissione occorre che il pallone fosse grande e la sua orbita a bassa quota. Ma a bassa quota un satellite completa la sua orbita velocemente muovendosi rapidamente da orizzonte ad orizzonte e quindi occorre un gran numero di satelliti per assicurare la continuità della trasmissione. Inoltre le caratteristiche del segnale riflesso dall'Echo non erano idonee per comunicazioni a larga banda per cui la qualità della trasmissione era molto scarsa.

Due mesi dopo Echo I, il satellite Army's Courier fu il primo ad essere lanciato ad una media altezza (1086 km) funzionante da ripetitore attivo.

La conclusione di questo esperimento fu chiara: i ripetitori attivi forniscono la migliore promessa per comunicazioni di alta qualità. Così nel 1962 si arrivò agli interessanti esperimenti eseguiti dal Teletar della Bell System e dal Rely della

Nasa, entrambi impieganti ripetitori attivi a quote medie. Questi satelliti hanno fornito le prime trasmissioni TV di qualità eccellente. D'altra parte il progressivo aumento della quota dei satelliti significa satelliti più costosi e stazioni terrestri più complicate.

La soluzione a questo problema suggerita da Arthur C. Clarke molti anni dopo fu di porre il satellite in un'orbita stazionaria. Alla quota del Courier di 1086 km un'orbita è completata in 107 minuti; alla quota della Luna di 384.560 km una rivoluzione impiega circa 27 giorni; alla quota dell'orbita geo-stazionaria sincrono di 35.887 km il periodo orbitale è di 24 ore.

Se un satellite a questa quota ruota sincrono con la Terra in un'orbita equatoriale, esso completa un giro esattamente nello stesso tempo impiegato dalla Terra per una rotazione. Pertanto il satellite visto da terra appare sempre fermo, e si può con un solo satellite sopra l'Atlantico comunicare permanentemente tra l'Europa e gli Stati Uniti.

È chiaro come con tale procedimento basti un solo satellite, però vi sono alcune cose interessanti da mettere in risalto. Primo, alla quota di 35.887 km la perdita di potenza è 1000 volte (cioè 30 dB) maggiore che non alla quota del Courier. Secondo, il tempo di andata e ritorno del satellite è circa 0,27 secondi e quindi la comunicazioni telefoniche devono subire tale ritardo. Infine, occorre avere un sistema di stabilizzazione (« Station Keeping »), che tenga fisso in un punto il satellite.

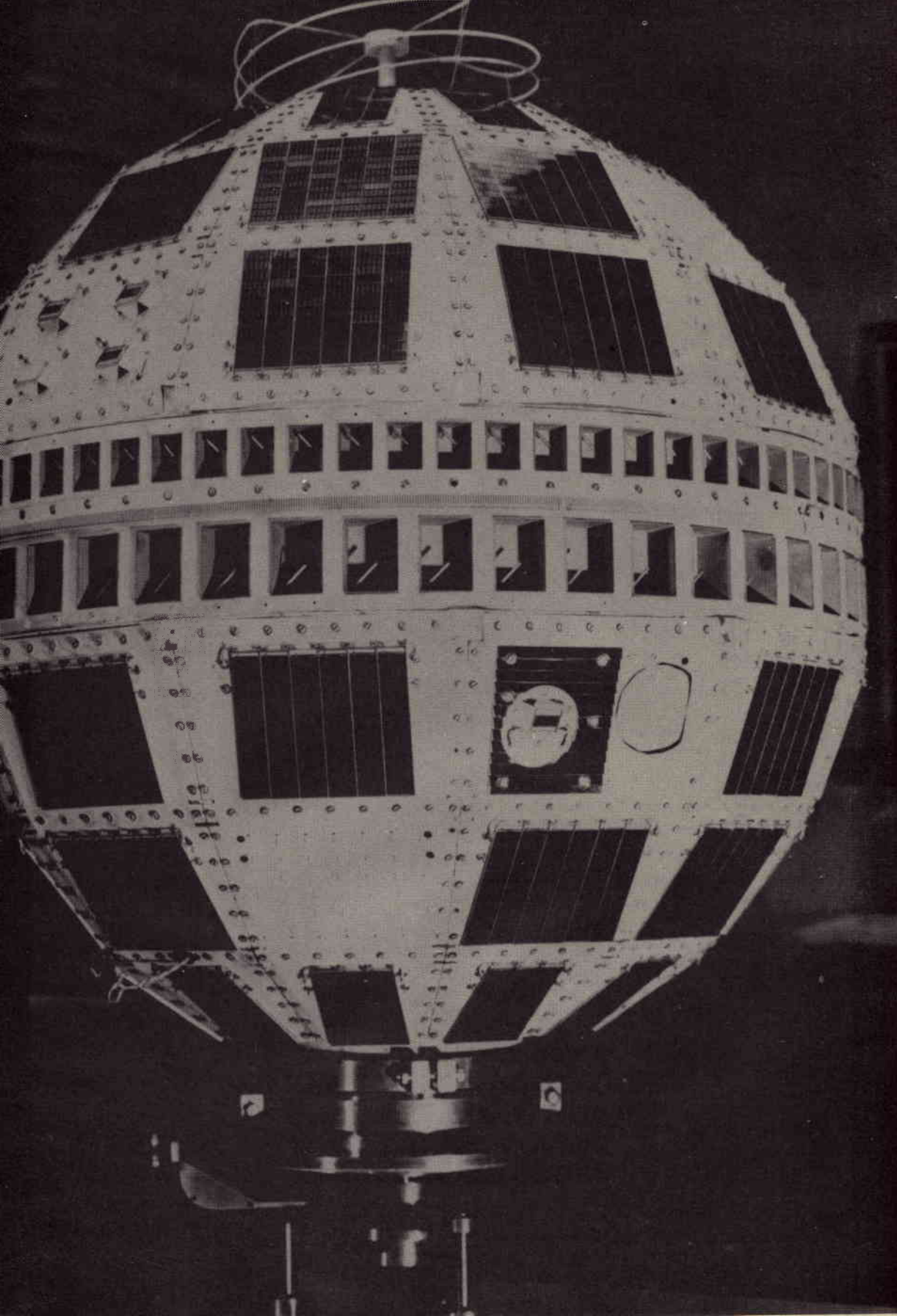
LA FORMAZIONE DELL'INTELSAT

Nel 1962 si giunse alla conclusione che le comunicazioni via satellite erano pratiche solo a media altezza. Tali satelliti furono progressivamente orbitati su tutte le nazioni del mondo e molti paesi vollero costruirsi i propri satelliti capaci di risolvere il problema delle comunicazioni nazionali.

Il Communications Satellite Act del 1962 fondò il Communication Satellite

Tabella 1: Un elenco completo dei satelliti statunitensi e russi per comunicazioni

Satellite	Costruttore	Data del lancio
Score	ARPA	18-12-58
Echo I	NASA	12- 8-60
Courier 1-B	ARMY	4-10-60
Telstar I	AT&T	10-17-62
Relay I	NASA	13-12-62
Telstar II	AT&T	7- 5-63
West Ford	USAF	10- 5-63
Syncom II	NASA	26- 7-63
Relay II	NASA	21- 1-64
Echo II	NASA	25- 1-64
Syncom III	NASA	19- 8-64
LES-1	USAF	11- 2-65
Intelsat I	COMSAT	6- 4-65
« Early Bird »		
Molniya	USSR	23- 4-65
LES-2	USAF	6- 5-65
Molniya 1-B	USSR	14-10-65
LES-3	USAF	21-12-65
LES-4	USAF	21-12-65
Molniya 1-C	USSR	25- 4-66
IDCSP	DOD	16- 6-66
Molniya 1-D	USSR	20-10-66
Intelsat II-A	COMSAT	26-10-66
ATS-1	NASA	6-12-66
Intelsat II-B	COMSAT	11- 1-67
Intelsat II-C	COMSAT	23- 3-67
Molniya 1-E	USSR	12- 4-67
IDCSP	DOD	29- 6-67
LES-5	USAF	29- 6-67
Intelsat II-D	COMSAT	27- 9-67
Molniya 1-F	USSR	3-10-67
Molniya 1-G	USSR	22-10-67
ATS-3	NASA	5-11-67
Molniya 1-H	USSR	21- 4-68
IDCSP	DOD	13- 6-68
Molniya 1-I	USSR	5- 7-68
ATS-4	NASA	10- 8-68
Intelsat III-A	COMSAT	18- 9-68
Intelsat III-B	COMSAT	18-12-68
Intelsat III-C	COMSAT	5- 2-69
Tacsat-I	USAF	9- 2-69



Corporation (Comsat) ed affidò agli Stati Uniti il compito di sviluppare un singolo sistema di comunicazioni via satellite. Sotto gli auspici delle Nazioni Unite diciannove nazioni si misero d'accordo nel 1964 di fondare l'International Telecommunications Satellite Consortium (Intelsat); affermando che con gli sforzi di tutti i membri si potevano ottenere migliori risultati nel campo della tecnologia delle comunicazioni via satellite. Il 20 agosto 1964 gli Stati Uniti ed altre tredici nazioni sottoscrissero l'Intelsat Interim Agreement stabilendo il Consortium (ICSC).

Qualunque nazione, membro dell'International Telecommunication Union (ITU), può far parte dell'intelsat pagando una quota relativa alla propria potenziale disponibilità di satelliti. Inizialmente nel 1964 i membri dell'Intelsat erano diciannove nazioni, ora sono sessantatré; all'ICSC appartengono diciotto nazioni o gruppi di nazioni.

È significativo notare che le nazioni del blocco sovietico non sono membri dell'Intelsat. Poiché il traffico estero telefonico del blocco sovietico è ridottissimo, essi hanno poca necessità dei satelliti internazionali. Ciò significa che la quota pagata da tale blocco sarebbe piccola e la Russia non conterebbe praticamente nulla nell'Intelsat. Avendo gli Stati Uniti un traffico del 50% rispetto al totale dell'intelsat, questa situazione è politicamente inaccettabile dalla Russia. Perciò la Russia ha sviluppato un suo proprio sistema di comunicazioni nell'interno del blocco sovietico (Molniya) ed ha offerto questi satelliti alle altre nazioni (Intelsput). Però adoperando differenti frequenze di trasmissione pochi paesi non sovietici vi hanno partecipato (principalmente la Francia).

IL LANCIO DEL SYNCOM

La rivoluzione economica delle comunicazioni via satellite iniziò il 23 luglio 1963 quando un razzo vettore Delta mise con successo un Syncom da 68 kg in orbita geo-stazionaria sincrona. Questo lancio compì parecchi primati e dimostrò che con manovre complicate era possi-

bile collocare il satellite in un punto prestabilito. Il Syncom non solo fu il primo satellite ad essere lanciato in orbita stazionaria, ma fu il primo ad avere una stabilità giroscopica e soprattutto tolse ogni dubbio sulla bontà di tale orbita per le comunicazioni via satellite.

Sebbene il ritardo di 0,27 secondi sia notevole nelle conversazioni telefoniche e le perdite di potenza siano alte, le ragioni economiche compensano ampiamente questi svantaggi. Le stazioni terrestri possono essere di gran lunga semplificate per il fatto che il satellite è immobile, infatti i progetti precedenti prevedevano due antenne poste in ogni stazione per seguire il satellite successivo. In tal modo quel che si è risparmiato lo si può impiegare per avere maggiore guadagno e potenza di antenna e maggiore sensibilità del ricevitore. Inoltre l'aver eliminato l'inseguimento del satellite costituisce una maggiore sicurezza di funzionamento. Dal confronto tra i due metodi risulta un largo vantaggio in favore del satellite sincrono.

Il Syncom dimostrò che può essere usato un semplice sistema di stabilizzazione per mantenere fisso il satellite come una piattaforma stabile sulla terra.

Nel 1966 per mezzo di un migliorato razzo vettore Delta fu messo in orbita un Syncom di peso doppio per poter avere maggiore potenza e larghezza di banda. Questo nuovo satellite fu più tardi denominato Intelsat II e la sua realizzazione fu affidata alla Hughes Aircraft. In precedenza per vedere il funzionamento sperimentale, un Syncom leggermente modificato chiamato Early Bird (e in seguito Intelsat I) fu lanciato messo in una orbita sincrona ellittica con perigeo di 314 km ed apogeo di 37.000 km. (Si veda fig. 2).

Per tre giorni il satellite fu seguito per determinarne i parametri orbitali ed al sesto apogeo fu inviato un segnale dalla stazione terrestre di Andover in Maine per accendere il motore. In tal modo si circolizzò l'orbita portandola nella zona desiderata. Nei sei giorni successivi fu controllata l'altezza e con getti di gas si raffinò l'orbita e la posizione del-

**al vostro fianco
nelle ore
di relax**

ONIX

AR/34



Radoricevitore da poltrona
A 7 transistor per OM
Telalo a circuito stampato
Altoparlante ad alto rendimento acustico
Antenna in ferroxcube incorporata
Potenza d'uscita: 200 mW
Alimentazione: 9 Vc.c.
Mobile in polistirolo antiurto con base
in pelle a sacchetto.

ZZ/0066-00



l'Early Bird sino a portarlo a 27,5°W di longitudine sull'Oceano Atlantico ad oriente del Brasile.

Possono utilizzare l'Early Bird solo cinque stazioni terrestri e precisamente la stazione Comsat a Andover in Maine, la stazione inglese CPO a Goonhilly Downs, la stazione francese di ricerca a Pleumeur-Bodou, la stazione tedesca German Bundespost a Raisting, e la stazione italiana Telespazio a Fucino. La stazione canadese a Mill Village in Nova Scotia era in fase di completamento e le stazioni del Pacifico, Brewster Flat e Washington e Paumalu alle Hawaii, erano in costruzione.

Sebbene v'erano ancora solo poche stazioni terrestri in funzione, il satellite Early Bird funzionò nel giugno del 1965 per ben otto giorni quando si riparò un cavo atlantico danneggiato. Ciò avvenne prima dell'inaugurazione del servizio TV dell'Early Bird, che avvenne il 28 giugno 1965 in una cerimonia alla quale intervennero il Primo Ministro inglese Wilson e canadese Pearson, l'ex cancelliere Erhard e l'ex presidente Johnson.

Sebbene dalla tabella 2 si noti che l'Early Bird sia limitato in potenza, nel numero dei canali disponibili per ogni stazione e nel numero di stazioni, tuttavia esso riscosse un gran successo.

I due ripetitori dell'Early Bird hanno larghezza di banda di 25 MHz e ciascuno provvede 10 W di potenza effettiva irradiata isotropicamente mediante una antenna a forma di quadrifoglio puntata maggiormente verso l'emisfero settentrionale. Il ripetitore ha una modulazione in frequenza a singola banda laterale con 240 canali sonori oppure un solo canale TV. Questo significa che una sola stazione su ciascun lato dell'Atlantico può contemporaneamente usare ciascun ripetitore, comunicando quindi tra loro e non è possibile altra comunicazione col satellite.

Per avere più vie di comunicazione col satellite fu necessario aspettare sino al lancio dell'Intelsat II nel 1967.

A parte le limitazioni tecniche, l'Early Bird dimostrò definitivamente i molti vantaggi dei satelliti stazionari e così nel

febbraio 1966 l'Intelsat dichiarò formalmente di sviluppare esclusivamente satelliti sincroni.

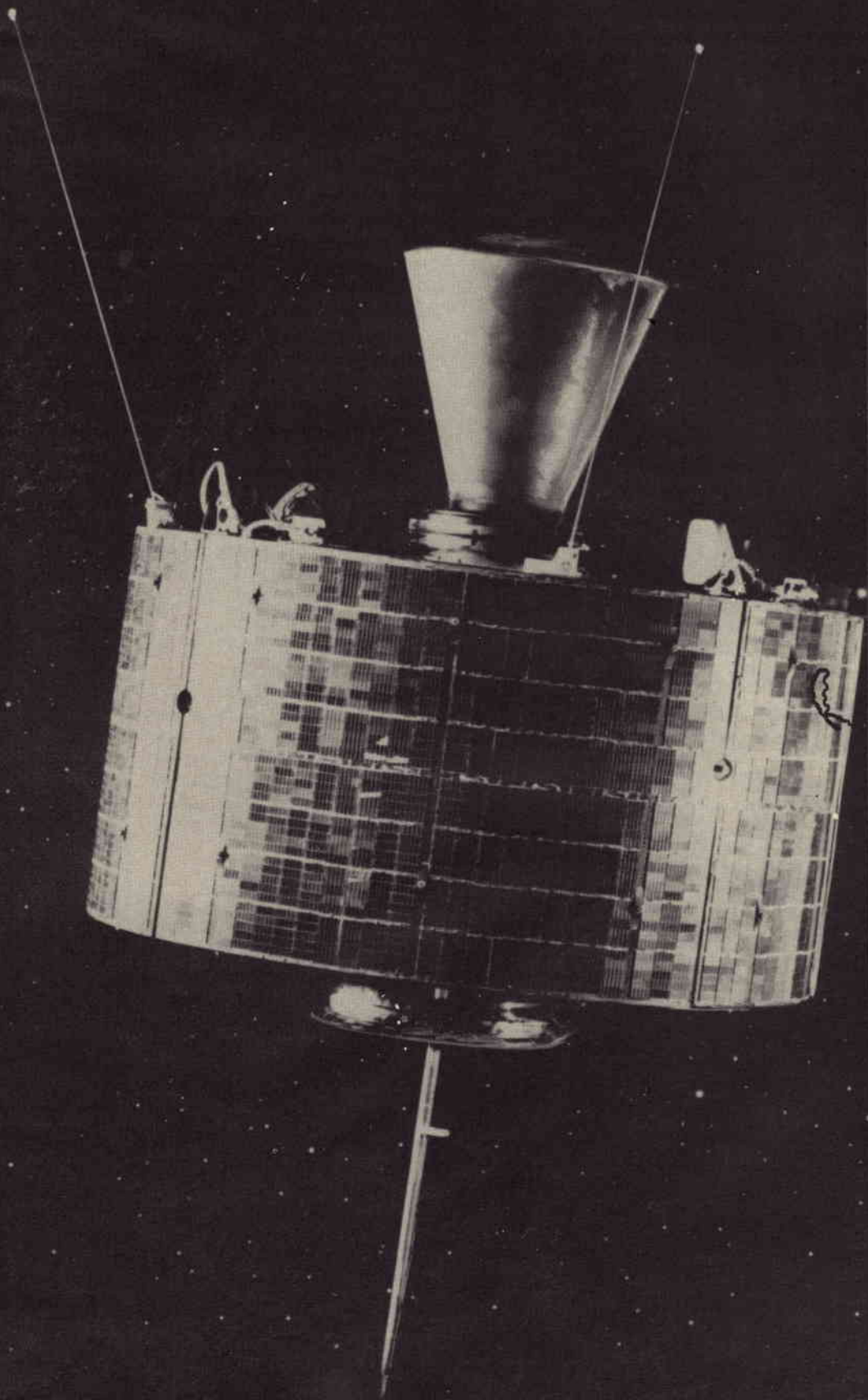
La Russia è l'unico paese che tuttora adopera satelliti non sincroni. Ciò per non risentire degli effetti della propogazione atmosferica in quanto gran parte del territorio Russo è a 60° Nord di latitudine, per cui occorrerebbe trasmettere con una angolazione molto bassa rispetto al piano orizzontale per poter comunicare con un eventuale satellite sincrono posto in zona equatoriale. Il Canada pur trovandosi nelle medesime condizioni geografiche della Russia preferisce far uso di satelliti sincroni. Per la Russia inoltre i satelliti servono essenzialmente per scopi militari oltre che commerciali e quindi preferisce che non siano sincroni risultando così difficilmente utilizzabili dalle altre nazioni.

INTELSAT II

Come l'Early Bird anche l'Intelsat II è stato costruito per decidere sperimentalmente quale orbita scegliere: la sincrona o la media. Come già detto, a tale decisione si era già giunti prima del lancio del primo Intlsat II (chiamato Lani Bird dalla stampa hawaiana) avvenuto il 26 ottobre 1966. Sfortunatamente il motore del satellite Lani Bird non funzionò proprio all'apogeo e perciò rimase in orbita ellittica; tuttavia viene utilizzato per un limitato scopo commerciale ed il 18 novembre 1967 inaugurò il servizio TV tra Hawaii e Stati Uniti.

Il secondo Intelsat II, lanciato l'11 gennaio 1967, fu immesso con successo in un'orbita sincrona per trasmettere oltre il Pacifico. Questo satellite ha peso doppio dell'Early Bird (si veda la tabella 2), maggior potenza, antenna regolabile in direzione ed un ripetitore a larga banda con più collegamenti tra utenti.

La potenza del trasmettitore dell'Intelsat II è fornita da quattro tubi ad onda superficiale (TWT) da 6 W posti in parallelo e funzionanti in condizioni di saturazione per dare la massima potenza. Nel caso di comunicazioni multiple contemporanee si possono avere interferen-



ze generando una inaccettabile distorsione e diminuendo la potenza utilizzabile del trasmettitore e conseguentemente la capacità di comunicazione del satellite.

Sono stati lanciati con successo tre Intelsat II, due per comunicazioni sullo Oceano Pacifico ed uno sull'Atlantico. Nel 1967 il Comsat aveva ancora 155 milioni di dollari non spesi, essendo stati previsti costi superiori.

SATELLITI PER COMUNICAZIONI MILITARI

Anche il Dipartimento della Difesa americana ha sviluppato un suo sistema per comunicazioni militari. L'11 giugno 1966 un Titan III-C lanciò un satellite IDCSP (Initial Defense Communications Satellite Program) in un'orbita più bassa di quella sincrona di circa 160 km. A questa altezza il satellite slitta verso est di circa 24° al giorno. Sono stati messi in orbita una rete di ventisei satelliti da 45 kg a scopo sperimentale.

Ciascun IDCSP può funzionare con stazioni terrestri fisse aventi antenne da 18 m

con stazioni mobili aventi antenne da 5,5 m e con stazioni a bordo di navi aventi antenne da 2 m. Il satellite utilizza contemporaneamente otto frequenze portanti con un massimo di ventitre canali audio; inoltre ha una bassa potenza irradiata (2 W), una antenna non direttiva.

Il dipartimento della Difesa annunciò nel giugno 1968 la decisione di lanciare nel 1971 in orbita stazionaria un satellite migliorato, avente una antenna direzionale denominata DSCS-II (Phase II Defense Satellite Communication System) per migliorare la capacità dell'IDCSP portando ad un migliaio il numero dei canali audio.

I laboratori MIT Lincoln, d'accordo con l'Air Force, hanno sviluppato una serie di satelliti sperimentali LES (Lincoln Experimental Satellites).

Il primo dei due satelliti di questa serie conteneva ripetitori in microonde con elementi allo stato solido che dovevano fornire all'Air Force dati sperimentali a quote medie utilizzabili per l'IDCSP. Furono lanciati i LES-1, LES-3, LES-5 per la banda 225-400 MHz per prove su stazioni

Tabella 2: Caratteristiche principali di alcuni satelliti per comunicazioni

Satellite	Anno di lancio	numero di ripetitori	Larghezza di banda del ripetitore (MHz)	Totale potenza irradiata (W)	Peso Kg
Telstar	1962	1	50	2	79
Relay	1962	1	23	6	77
Syncom	1963	2	5/10	16	70
Intelsat I «Early Bird»	1965	2	25	20	70
Intelsat II	1966	1	126	25-35	162
IDCSP (Military)	1966	1	20	2	46
ATS-1	1966	2	25	330	730
ATS-3	1967	2	30	850	730
ATS-E	1969	2	30	590	302

mobili. I risultati raccolti hanno permesso all'inizio del 1969 di lanciare il Tacsat I funzionante con segnali SHF e UHF.

APPLICATIONS TECHNOLOGY SATELLITES

Merita menzione l'ATS (Applications Technology Satellites) che è l'ultima serie di esperimenti compiuti dalla Nasa. Questa serie di satelliti fu progettata quale banco di prova per parecchi esperimenti (fra cui le comunicazioni) a quota sincrona.

Per l'ATS-1 il lobo dell'antenna ruota mediante commutazione elettronica sfruttando il movimento del satellite in modo tale da poter comunicare sempre con la Terra. L'antenna è formata da una schiera di dipoli elettricamente in fase, che non è però sufficiente a trasmettere simultaneamente in più direzioni.

Per l'ATS-3 la rotazione del lobo della struttura d'antenna avviene meccanicamente ed il guadagno è ora maggiore di quello della schiera dell'ATS-1.

L'ATS-1 (per il Pacifico) e l'ATS-3 (per l'Atlantico) sono serviti in caso di emergenza quando cioè non funzionarono i satelliti Intelsat; l'ATS-3 trasmise in Europa le Olimpiadi del Messico nel 1968 e l'ATS-1 fu utilizzato dalla portaerei Yorktown per il rientro dell'Apollo 8. Entrambi operano per una serie di esperimenti sulle comunicazioni multiple confrontando i risultati ottenuti con l'FM e con la SSB (modulazione di ampiezza a singola banda laterale) mediante ripetitori VHF da 40 W.

L'ATS-E è l'ultimo satellite della serie ATS. Esso ha cercato di sfruttare la forza gravitazionale per mantenere stabile la sua posizione ad una quota sincrona. Utilizzando frequenze di 15,30 e 31,65 GHz l'ATS-E è stato il primo satellite utilizzato per comunicazioni spazio-terra.

Quindi quasi dieci anni di distanza dal lancio dello Score, il razzo vettore Delta ha messo in orbita il primo satellite operativo per comunicazioni spazio-terra.

(continua)

La «Clare Elettronica» offre una serie di relé incapsulati «Microclareed» estesa e versatile.

Si tratta di relé MRMC con bobina in aria, MRMD con bobina protetta da un cocherchio metallico e MRME incapsulati in resina epossidica.

Questi relé hanno una capacità di rottura di 10 VA (valori massimi in tensione 200 V c.c., in corrente 750 mA), tempi di intervento entro il millisecondo e possono essere pilotati da transistor DTL o TTL. La serie sensibile offre possibilità di pilotaggio con potenze inferiori a 35 mW mentre la serie standard può essere pilotata con potenze inferiori ad 80 mW (1 contatto normalmente aperto: 1A).

Prove di tensione a 500 V od a 2 kV fra bobina e contatti offrono ottime garanzie per la separazione dei circuiti. Ove sia richiesta l'utilizzazione con basse tensioni termiche (termocoppie, rivelatori di tensione massima di 35 μ V fra contatti aperti. I relé utilizzati per commutare carichi resistivi sfruttando la potenza massima garantita del contatto, hanno funzionato per oltre 10^7 operazioni e la resistenza finale di contatto è risultata inferiore a 100 m Ω (condizioni di prova 24 V c.c., 420 mA).

I vari tipi di relé sono disponibili fino a 5 contatti normalmente aperti (5A), 2 contatti normalmente chiusi (2B) oppure 2 contatti normalmente aperti più 2 contatti normalmente chiusi (2A + 2B).





**È in edicola
il numero 10
di Sperimentare**





UK 710

ISCELATORE a 4 canali



Questo miscelatore è utilissimo in tutte quelle applicazioni ove necessiti combinare più segnali in uno solo, ottenendo effetti sorprendenti e piacevoli.

Le applicazioni, nel campo musicale, di un buon miscelatore, o mixer per dirla all'inglese, a diversi ingressi come l'UK 710 sono senza dubbio numerosissime; si può dire che esse abbiano un limite solo nella fantasia di chi lo usa.

Una realizzazione di questo tipo se eseguita come l'UK 710, sulla scorta delle più moderne tecniche di progettazione, permette una serie vastissima di combinazioni che riguardano la somma di più suoni fra di loro oppure di suoni con voci.

Questo montaggio non mancherà di soddisfare tutti coloro che si dilettono a suonare in un complesso sia esso « beat » o di altro genere. Si potrà inoltre con l'ausilio di un registratore magnetico effettuare una registrazione della propria voce mentre canta accompagnata da una famosa orchestra o ottenere effetti speciali come dissolvenze ecc.

L'utilità dell'UK 710 è senza dubbio notevole anche per i cineamatori ai quali consentirà di commentare le loro pellicole con un sottofondo musicale. ottenendo risultati altamente qualitativi.

Il livello di ogni segnale applicato al miscelatore può essere variato a piacimento secondo le esigenze personali ed

il particolare effetto che si vuole ottenere.

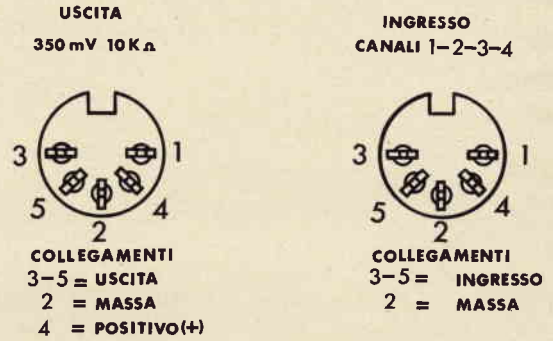


Fig. 1 - Prese d'ingresso e d'uscita del miscelatore UK 710.

Nell'UK 710 ciò è possibile grazie all'impiego di un controllo di livello separato su ciascun canale ognuno dei quali presenta una graduazione crescente in modo unitario, che parte da 0 e arriva fino al livello 8.

Di conseguenza, i rapporti di miscelazione sono numerosissimi e permettono di ottenere altrettanti effetti diversi.

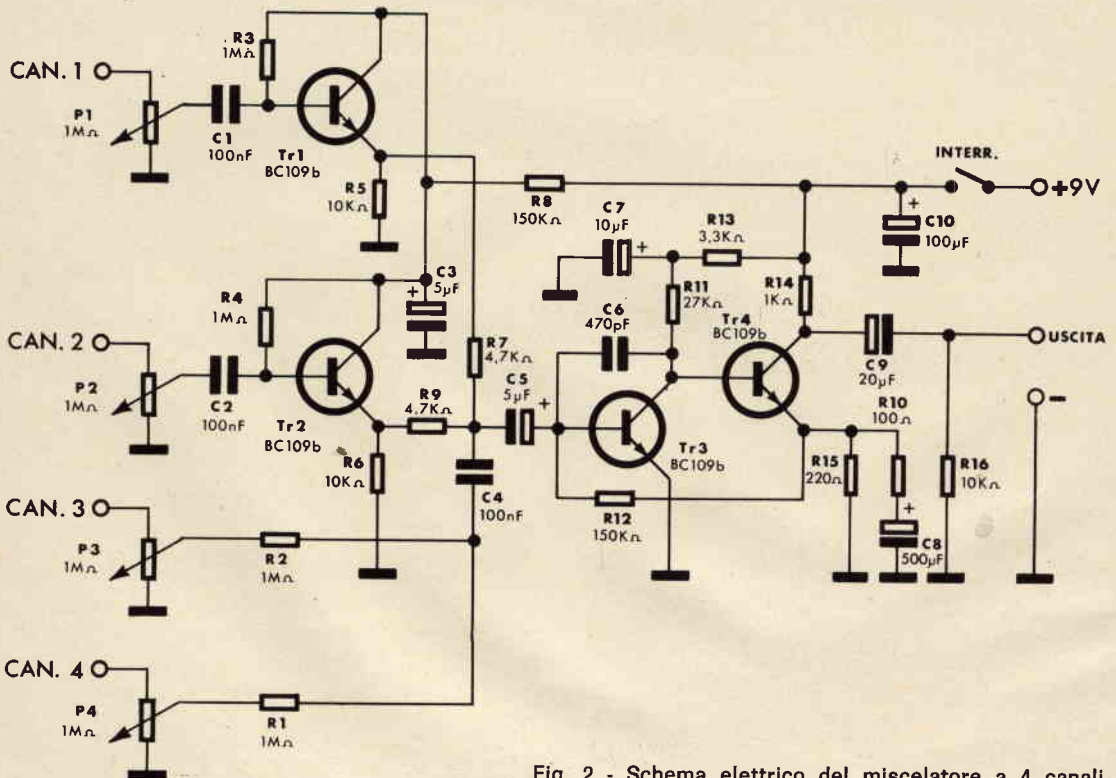


Fig. 2 - Schema elettrico del miscelatore a 4 canali

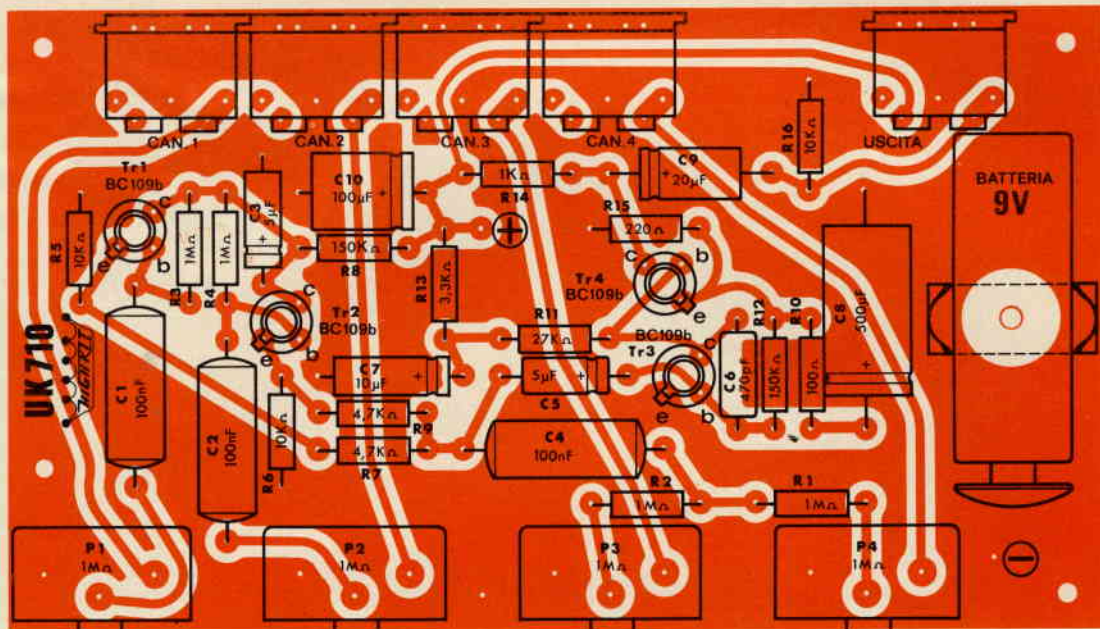


Fig. 3 - Disposizione dei componenti sulla basetta a circuito stampato.

Una particolarità di questo montaggio è costituita dal fatto che esso può funzionare anche con una alimentazione esterna; a tale scopo è sufficiente togliere la batteria interna ed applicare, tramite la presa d'uscita nei punti 4 per il positivo e 2 per il negativo (fig. 1), la sorgente disponibile, che può essere costituita da un alimentatore a 9 Vc.c. o da un gruppo elettronico avente la possibilità di utilizzare la tensione detta. Le connessioni per detta presa d'uscita e per gli ingressi sono visibili in figura 1.

L'UK 710, nella sua semplicità presenta delle caratteristiche tecniche invidiabili, come appare dalla nota seguente:

DATI TECNICI

Canali di miscelazione	:	4
Sensibilità canali 1 e 2	:	2 mV
Sensibilità canali 3 e 4	:	300 mV
Impedenza d'ingresso canali 1 e 2	:	200 kΩ
Impedenza d'ingresso canali 3 e 4	:	1 MΩ
Impedenza d'uscita	:	10 kΩ
Alimentazione	:	9 Vc.c
Assorbimento	:	4 mA

SCHEMA ELETTRICO E FUNZIONAMENTO

Analizzando lo schema elettrico di questo montaggio, riportato in figura 2, è facile comprenderne il funzionamento, sia per ciò che concerne gli ingressi sia per quanto riguarda l'amplificazione e l'adattamento in uscita.

Agli ingressi dei canali 1 e 2 regolati per mezzo di un potenziometro da 1 MΩ possono essere applicati segnali aventi una sensibilità di circa 2 mV con un'impedenza, relativamente bassa di circa 200 kΩ.

Il condensatore C1 funziona come accoppiamento del segnale alla base del transistor TR1 mentre R3 ed R5 polarizzano il transistor stesso.

Quanto detto vale sia per il canale 1 che per il canale 2 che hanno il medesimo comportamento circuitale. Infatti come si nota il canale 2 comprende il transistor TR2 il condensatore di accoppiamento C2 e i resistori di polarizzazione R4 ed R6.

I canali 3 e 4, a differenza dei precedenti, presentano una impedenza di in-

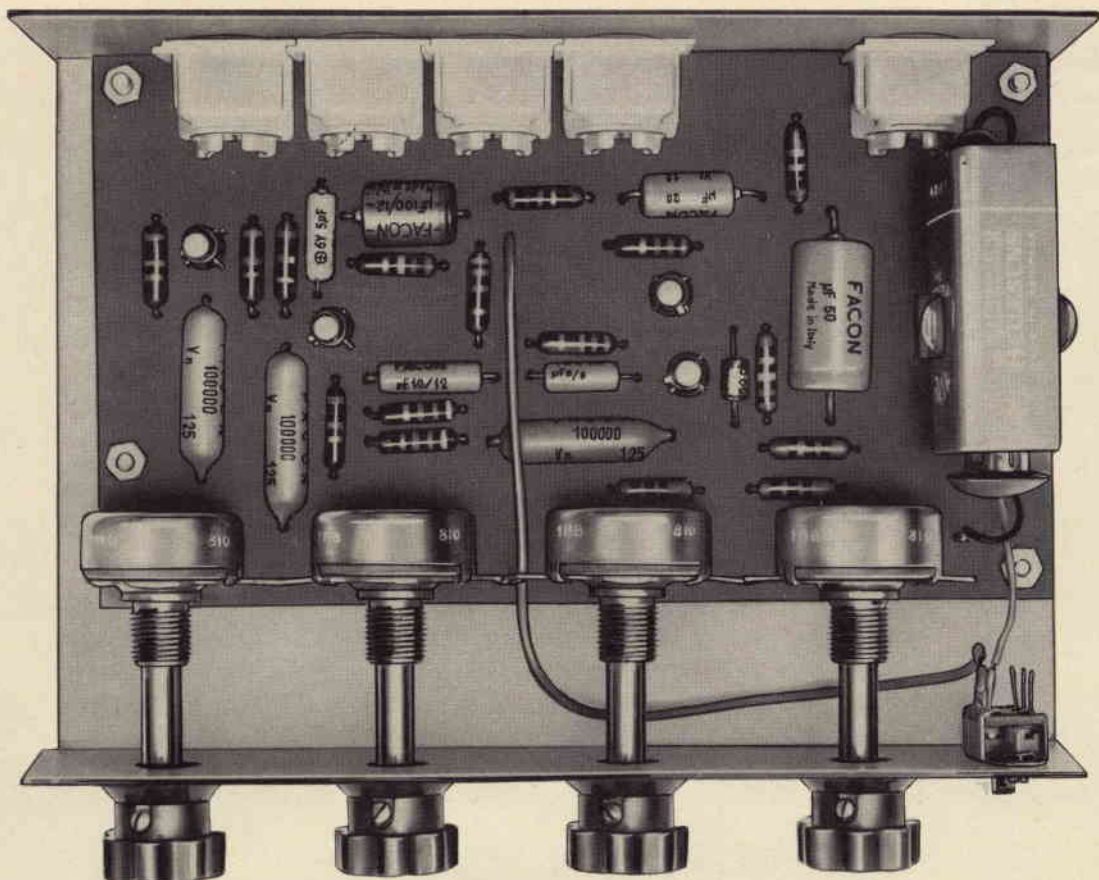


Fig. 4 - Aspecto dell'UK 710 a montaggio dei componenti ultimato.

gresso di $1\text{ M}\Omega$ con una sensibilità di 300 mV .

La capacità $C4$ consente di accoppiare questi canali alla base del transistor $TR3$ alla quale fanno capo, per mezzo di

$R7$ ed $R9$, i segnali provenienti dai canali 1 e 2.

I transistor $TR3$ e $TR4$, sono del tipo $BC109B$, come del resto i precedenti, sono accoppiati in corrente continua e



Fig. 5 - Aspecto della parte posteriore dell'UK 710.

costituiscono lo stadio amplificatore.
L'impedenza d'uscita è di 10 k Ω .

MONTAGGIO DEI COMPONENTI

Tutti i componenti, ad eccezione dell'interruttore che va fissato sulla piastrina frontale del contenitore, vanno montati su una piastra a circuito stampato, della quale, in figura 3, è visibile la rappresentazione serigrafica. Seguendo attentamente le indicazioni riportate nella citata figura 3 è praticamente impossibile commettere errori di cablaggio. Al fine di rendere ancora più evidente la disposizione di ogni singolo componente, in figura 4 è presentata una vista fotografica dell'UK 710 a montaggio ultimato nella quale si nota anche come sono sistemati i potenziometri con le relative manopole e l'interruttore.

L'apparecchio completo di contenitore è visibile nella figura riportata nel titolo,

lo, che ne mette in risalto l'aspetto elegante e la singolare praticità d'impiego.

Per quanto riguarda la successione di montaggio, non esistono particolari restrizioni; ognuno può procedere come meglio crede non tralasciando però le solite attenzioni riguardo all'accertamento della giusta polarità dei condensatori elettrolitici e della pila, e la disposizione dei terminali dei transistor.

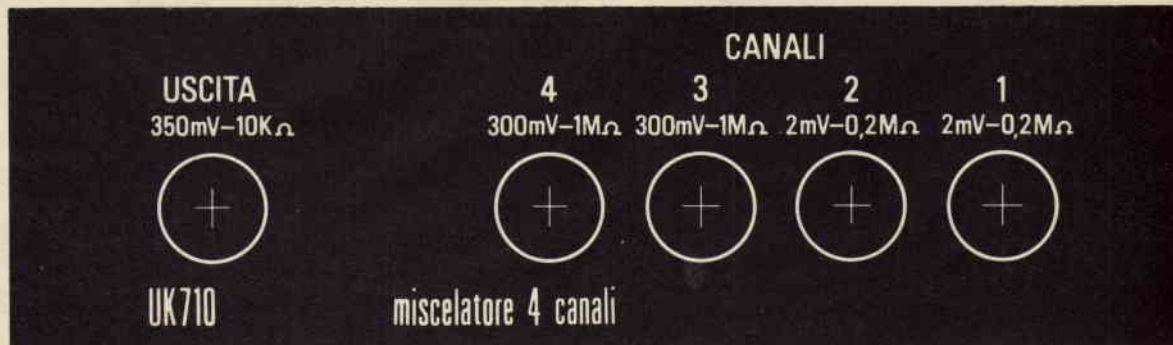
Questi ultimi come è visibile nella foto, vanno montati sopra appositi zoccolini, il che consente un più sicuro fissaggio oltre ad un migliore funzionamento circuitale. Particolare cura deve essere dedicata anche alle saldature e ciò al fine di non compromettere il funzionamento dell'intero circuito surriscaldando eccessivamente i terminali di qualche componente.

Per quanto riguarda il contenitore è necessario impiegarne uno di tipo metalli-



Fig. 6 - Dima di foratura al naturale del pannello frontale.

Fig. 7 - Dima di foratura al naturale del pannello posteriore.



co ed allo scopo, come del resto è stato fatto per il prototipo, si consiglia il tipo G.B.C. 00/3015-05.

In figura 5 è riportata una vista fotografica della parte posteriore dell' UK 710.

Nella figura 6 e 7 sono visibili rispettivamente le dime di foratura al naturale del pannello frontale e di quello posteriore. Ciò evita le difficoltà che sorgerebbero dall'impiego di un contenitore diverso da quello suggerito.

Inoltre, dopo aver eseguito la suddetta foratura si potranno applicare le relative mascherine autoadesive già serigrafate.

Per quanto riguarda la pila, essa deve essere del tipo a 9 Vc.c. solitamente usata nei radioricevitori tascabili, come ad esempio il tipo « Hellesens » II/0762-00 che per superiore durata ed efficienza è particolarmente raccomandabile.

CONCLUSIONE

Come si è già detto nella parte introduttiva l'UK 710 è in grado di offrire notevoli soddisfazioni a molte persone dai gusti più disparati, come ad esempio i cineamatori o tutti coloro che amano ottenere, dalla combinazione di più suoni strumentali o di suoni e voci, effetti bellissimi ed originali.

Per queste particolarità, è indubbio che anche l'UK 710, come tutte le altre realizzazioni HIGH-KIT, non mancherà di ottenere ampio favore e consenso.

MATERIALE CONSIGLIATO PER COMPLETARE L'UK 710

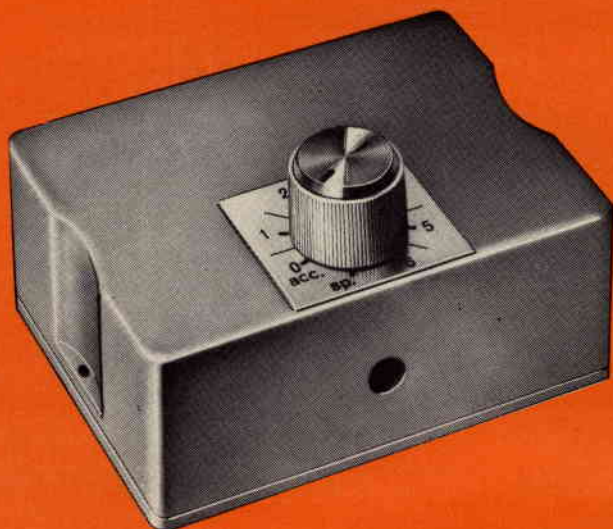
N.	N. di Codice G.B.C.	Descrizione
1	OO/3015-05	contenitore
1	II/0762-00	pila « Hellesens » 9 Vc.c.

ELENCO DEI COMPONENTI

N.	Descrizione
4	R1-R2 resistori da 1 MΩ
	R3-R4
3	R5-R6 resistori da 10 kΩ
	R16
2	R7-R9 resistori da 4,7 kΩ
2	R8-R12 resistori da 150 kΩ
1	R-10 resistore da 100 Ω
1	R11 resistore da 27 kΩ
1	R13 resistore da 3,3 kΩ
1	R14 resistore da 1 kΩ
1	R15 resistore da 220 Ω
4	P1-P2- P3-P4 potenziometri da 1 MΩB
3	C1-C2-C4 condensatori da 100 nF
2	C3-C5 condensatori elettrolitici da 5 μF
1	C6 condensatore da 470 pF
1	C7 condensatore elettrolitico da 10 μF
1	C8 condensatore elettrolitico da 500 μF
1	C9 condensatore elettrolitico da 20 μF
1	C10 condensatore elettrolitico da 100 μF
4	TR1-TR2- TR3-TR4 transistor BC 109B
5	— prese per C.S.
1	— clips a molla
4	— manopole
1	— deviatore a cursore
1	— presa polarizzata
4	— distanziatori
2	— ancoraggi per C.S.
cm 20	— trecciola rossa
4	— zoccoli per transistor
1	— circuito stampato
1	— vite 3MA x 6
4	— viti 3MA x 15
2	— viti 2MA x 6
5	— dadi esagonali da 3MA
2	— dadi esagonali da 2MA
1	— mascherina - frontale
1	— mascherina - poster.

Kit completo UK 710-SM/1710-00. In confezione « Self-Service »
Prezzo di Listino L. 10.500.

TEMPORIZZATORE PER TERGICRISTALLO



**UK
705**

Sicuramente a tutti gli automobilisti è capitato di dover guidare in condizioni di pioggia tanto scarsa da far cigolare le spazzole del tergicristallo oppure vibrare a causa del parabrezza non abbastanza umido. In questi casi, neppure il tergicristallo a due velocità risolve completamente il problema e perciò si deve continuamente azionarlo e staccarlo distraen-

dosi dalla guida, oltre ad essere disturbati. Per evitare tutti questi inconvenienti occorrerebbe un tergicristallo che funzionasse automaticamente ad intervalli più o meno lunghi secondo l'intensità della pioggia o della neve. Una azione di questo tipo può essere facilmente ottenuta con il sistema di comando elettronico descritto. La maggior parte dei

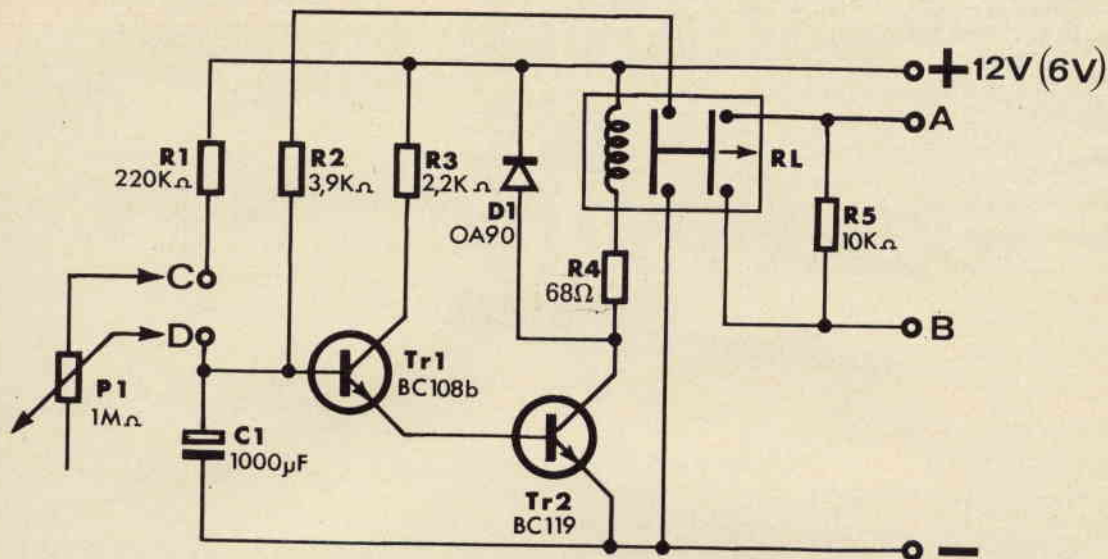


Fig. 1 - Schema elettrico del temporizzatore per tergitristallo.

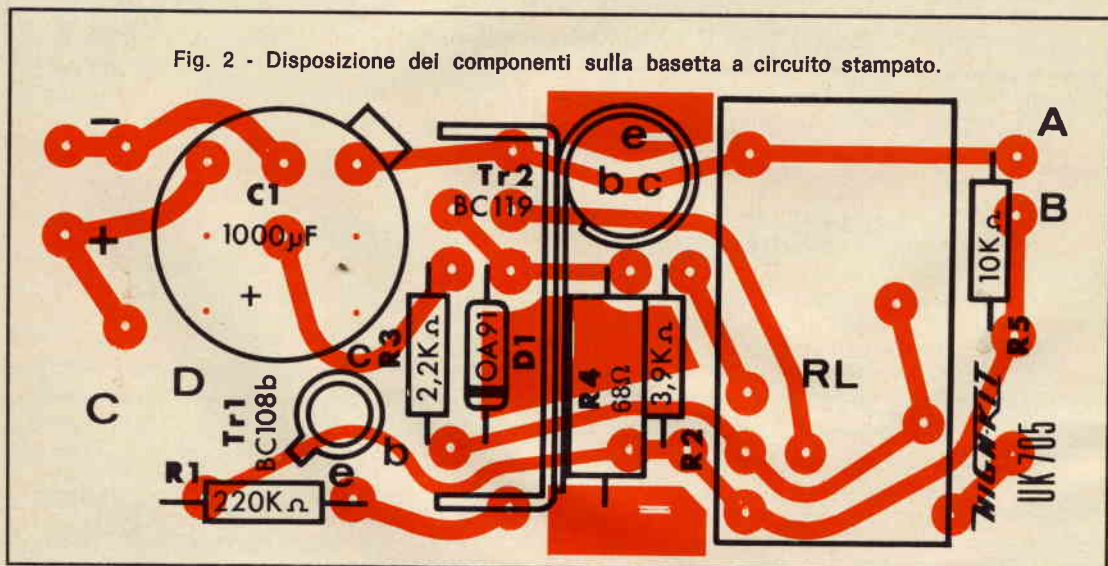
tergitristalli, eccetto quelli appartenenti alle « vecchie caroline » hanno il ritorno automatico per cui una volta avviati, pur se la tensione viene tolta, le spazzole fanno una corsa completa e si fermano nella loro posizione di riposo.

Questa caratteristica del ritorno automatico è stata sfruttata dai tecnici dell'HIGH-KIT come base per questo mon-

taggio, il cui circuito elettronico simula momentaneamente la chiusura dell'interruttore del tergitristallo, quindi l'apre facendo compiere alle spazzole una corsa completa.

Alcune altre importanti caratteristiche di questo temporizzatore sono costituite da un tempo di durata di eccitazione di 1 secondo e da una variazione del tem-

Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla basetta a circuito stampato.



po di pausa compresa fra 3 e 20 secondi di circa, con regolazione continua per mezzo di un potenziometro.

CIRCUITO ELETTRICO E FUNZIONAMENTO

Il principio di funzionamento, come si può notare dallo schema di figura 1, si basa in definitiva sulla carica e la scarica di un condensatore posto alla base del transistor TR1.

Il condensatore C1, attraverso R1 e P1 si carica in un tempo che è funzione del valore di P1.

Il condensatore C1 gradatamente si carica e sposta il punto di polarizzazione di base del transistor TR1 finché il medesimo raggiunge il punto di conduzione. Il transistor TR2 del tipo BC119 essendo collegato in continua, amplifica il segnale proveniente da TR1 in modo da eccitare il relè posto sul collettore di TR2. Il diodo D1 ha lo scopo di limitare i picchi di tensione che si verificano ai capi della bobina di eccitazione del relè.

Il resistore R2 collegato tra la base di TR1 e, attraverso il contatto del relè in posizione di eccitazione, al punto di massa, consente di scaricare il condensatore C1 in modo da riportare la base del transistor TR1 allo stato iniziale.

Il valore di R2 determina il tempo in cui il relè rimane eccitato, infatti R2 essendo collegato a massa attraverso i contatti di commutazione del relè in posizione di eccitazione, scarica la tensione presente ai capi di C1.

Il potenziometro P1 varia il tempo di carica di C1 e, di conseguenza, il tempo in cui il relè rimane diseccitato.

La tensione di funzionamento è di 12 Vc.c. oppure di 6 Vc.c. apportando una modifica che consiste nella sostituzione di R1 da 220 k Ω con un valore di 180 k Ω e nel sostituire il resistore R4 da 68 Ω con uno spezzone di filo nudo.

Il circuito entra in funzione dopo circa 20" dall'accensione tenendo il potenziometro al minimo valore.

Il funzionamento di tale apparato non implica il normale funzionamento manuale del tergicristallo stesso.

MONTAGGIO

Per la fase di cablaggio è di valido aiuto la vista serigrafica sulla basetta a circuito stampato e ancora maggiormente la fig. 2.

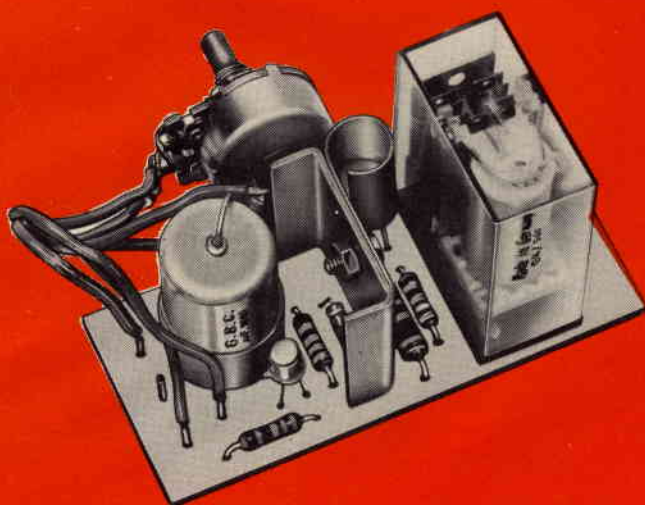


Fig. 3 - Aspetto del temporizzatore per tergicristallo a montaggio ultimato.

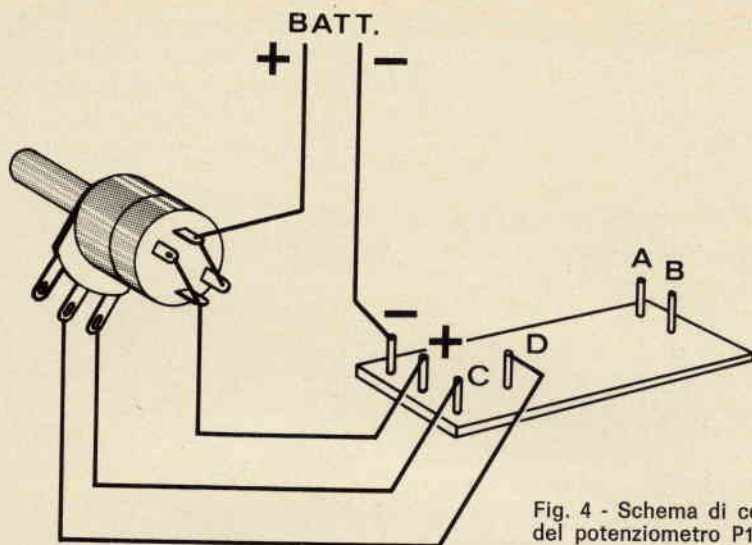


Fig. 4 - Schema di collegamento del potenziometro P1.

La sequenza di montaggio consigliabile è la seguente: i resistori R1-2-3-4-5, gli ancoraggi per C.S., il diodo OA90, il transistor BC108B e il condensatore elettrolitico C1. Per l'inserzione di TR2 occorre unire il dissipatore del transistor stesso tramite vite e dado alla squadretta di ancoraggio, quindi inserire il transistor nel dissipatore e montare il tutto sulla bassetta

curando che i terminali del transistor risultino al giusto posto e la squadretta nelle apposite cavette. Il montaggio della bassetta viene completato con l'inserzione del relè.

La fig. 3 indica il montaggio completo.

Le piste di rame non protette dalla vernice, tra i punti A-B e i terminali del relè,

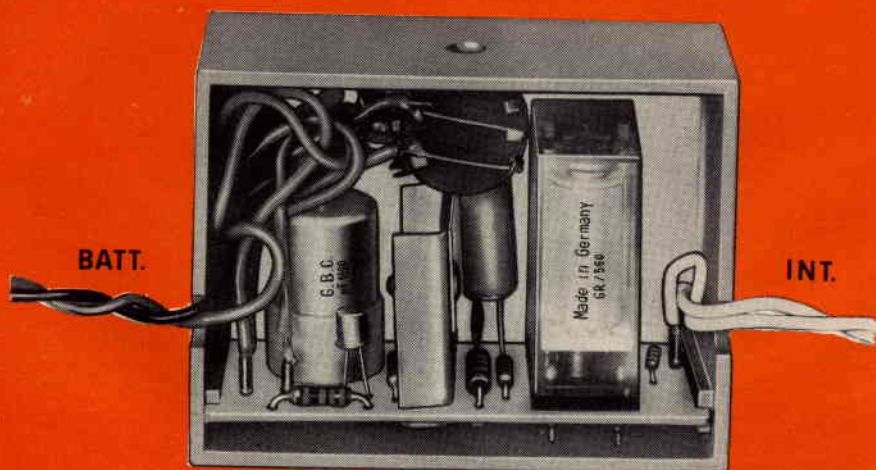


Fig. 5 - Sistemazione all'interno del contenitore della bassetta recante i componenti.

APPLICAZIONI

Il temporizzatore suddetto è stato studiato principalmente per essere utilizzato quale regolatore della cadenza del tergitristallo delle autovetture. Esso, tuttavia, può essere esteso ad altre applicazioni, per esempio ad un proiettore per diapositive di cui necessiti avere un fotogramma ogni determinati secondi di tempo; oppure a segnalatori luminosi a tempo e, per chi è dotato di una certa fantasia applicativa, a numerosi altri impieghi.

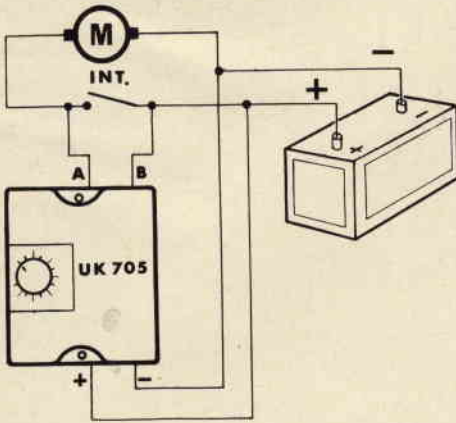


Fig. 6 - Schema di principio di collegamento del temporizzatore impiegato come regolatore della cadenza delle spazzole del tergitristallo delle autovetture.

devono essere ricoperti di stagno in modo da aumentare lo spessore del rame stesso.

Il potenziometro è unito alla basetta per mezzo dei fili di collegamento ai rispettivi punti C e D. La lunghezza dei fili sarà tale da consentire il montaggio nel contenitore senza nessuna saldatura.

Lo schizzo di fig. 4 chiarisce ogni dettaglio.

Per l'inserzione della basetta nel contenitore è di aiuto la fig. 5 infatti, come si nota, il primo componente da introdurre sarà il potenziometro scegliendo la posizione orizzontale oppure verticale dal foro visibile sul contenitore, in modo da facilitare la posizione di fissaggio sull'autovettura, quindi si introduce la basetta nelle apposite guide laterali.

I terminali facenti capo alla batteria e all'interruttore del tergitristallo devono uscire attraverso le apposite cavette. La targhetta indicatrice è autoadesiva e viene fissata prima di applicare la manopola. Nella figura di presentazione è visibile il montaggio ad operazione ultimata. Lo schizzo di fig. 6 è uno schema di principio, quindi è consigliabile un suggerimento da parte del vostro elettrauta di fiducia.

ELENCO DEI COMPONENTI

N.	Descrizione
1	R1 resistore da 220 k Ω
1	R2 resistore da 3,9 k Ω
1	R3 resistore da 2,2 k Ω
1	R4 resistore da 100 Ω
1	R5 resistore da 10 k Ω
1	P1 potenziometro da 1 M Ω
1	C1 condensatore elettrolitico da 1000 μ F
1	RL relè
1	TR1 transistor BC 108 B
1	TR2 transistor BC 119
1	D1 diodo OA90
1	— dissipatore
1	— dissipatore ancoraggio per transistor
1	— custodia
1	— assieme fondello
1	— targhetta indicatrice
1	— circuito stampato
7	— ancoraggi per c.s.
1	— manopola
1	— vite 3 MA x 6
1	— dado esagonale
cm 20	— trecciola verde
cm 10	— trecciola rossa

Kit completo UK 705 - SM/1705-00 - Prezzo di Listino L. 9600

**REALIZZAZIONI
SPERIMENTALI**

ORGANO ELETTRONICO

Descriviamo un semplice circuito di organo elettronico che potrà interessare quella categoria di nostri lettori che si interessano di musica. Vogliamo ricordare che questo piccolo organo deve essere considerato come un semplice giocattolo e non un vero e proprio strumento musicale.

Il circuito che stiamo per descrivere permette di eseguire dei brani musicali semplici in quanto si può comporre una sola nota musicale alla volta.

Esso può essere considerato come un giocattolo, superiore non solo ai piccoli pianoforti o xilofoni che si trovano generalmente in commercio nei negozi di giocattoli, ma anche ad altri strumenti musicali elettronici.

Il segnale d'uscita di questo circuito viene inviato su un altoparlante.

In fig. 1 è rappresentato lo schema elettrico sul quale si vedono due diverse sezioni e cioè: il generatore di bassa frequenza, costituito dai transistor TR_1 e TR_2 , che produce le diverse note e l'amplificatore di potenza, costituito dai transistor TR_3 e TR_4 , che amplifica queste note musicali riprodotte con un volume conveniente attraverso l'altoparlante.

Il generatore di bassa frequenza è formato da un circuito multivibratore la cui frequenza è determinata dal valore delle diverse resistenze (R_4 , R_5 , R_6 , R_7 , R_8 , R_9 e R_{10}) collegate in serie e selezionate, co-

me si vede dallo schema, per mezzo di una serie di pulsanti che costituiscono la tastiera dello strumento.

Quando si preme uno di questi pulsanti, la tensione di polarizzazione di TR_1 varia per la presenza della resistenza messa in circuito compiendo questa azione, questo produce la nota musicale corrispondente.

Ogni tasto introduce fra la massa del circuito e l'emettitore di TR_1 , una resistenza di valore ohmico diverso, necessario per produrre una nota udibile di una determinata frequenza. Come esempio, si può osservare che il pulsante S_2 mette direttamente a massa una estremità della resistenza da 180Ω ; inoltre il pulsante S_2 collega l'emettitore del transistor a massa, attraverso una resistenza da 180Ω . Se si aziona il pulsante S_9 , l'emettitore di TR_1 verrà collegato a massa attraverso R_3 da 180Ω e R_4 da 120Ω , vale a dire attraverso una resistenza totale di 300Ω ($180 + 120 \Omega$).

Da questa osservazione, si può capire il principio di funzionamento del mini-organino che si può riassumere in questo modo:

le variazioni del valore della resistenza totale di polarizzazione di TR₁, comprendono le variazioni della frequenza della nota prodotta dal circuito oscillatore che producono in questo modo, le diverse note musicali.

I valori indicati per le resistenze che compongono la tastiera sono quelli che permettono di ottenere un'ottava della

scala musicale con le note basse, vale a dire: do, re, mi, fa, sol, la, si, do.

Con la regolazione di R₁₃ si ha la possibilità di modificare la posizione dell'ottava sulla scala musicale, per un massimo di tre ottave.

Per ottenere la massima fedeltà d'accordo, sarà necessario ricorrere all'aiuto

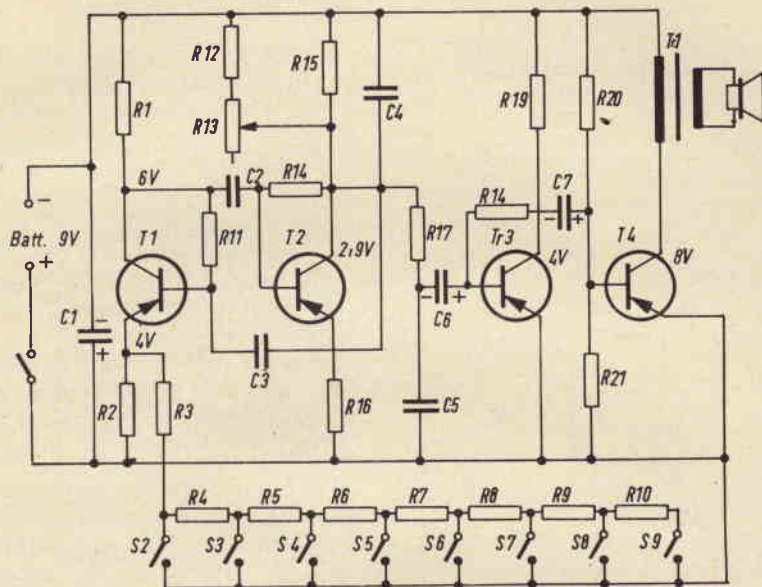


Fig. 1 - Circuito elettrico dell'organo elettronico.

COMPONENTI

Resistori

Tutti i resistori sono da 1/2 W, tolleranza 10%

- R₁ = 1000 Ω
- R₂ = 1500 Ω
- R₃ = 180 Ω
- R₄ = 120 Ω
- R₅ = 180 Ω
- R₆ = 120 Ω
- R₇ = 220 Ω
- R₈ = 270 Ω
- R₉ = 270 Ω
- R₁₀ = 150 Ω
- R₁₁ = 47 Ω
- R₁₂ = 1000 Ω
- R₁₃ = 10 kΩ potenziometro
- R₁₄ = 47 kΩ
- R₁₅ = 3300 Ω
- R₁₆ = 1000 Ω
- R₁₇ = 22 kΩ
- R₁₈ = 330 kΩ
- R₁₉ = 1500 Ω

- R₂₀ = 47 Ω
- R₂₁ = 470 Ω

Condensatori

- C₁ = 125 μF — 16 V elettrolitico
- C₂ = C₃ = C₄ = 0,1 μF poliestere
- C₅ = 45.000 pF
- C₆ = C₇ = 25 μF — 6,4 V

Transistor

- TR₁ = TR₂ = AC125
- TR₃ = AC126
- TR₄ = AC128

Vari

- T₁ = trasformatore di uscita per AC128
- S₁ = interruttore unipolare
- S₂ — S₉ = pulsanti
- Altoparlante da 4 - 8 Ω

di un altro strumento, come per esempio un pianoforte, una chitarra o una armonica allo scopo di confrontare i due suoni.

Proseguendo l'esame del circuito elettrico, si può osservare che il segnale, vale a dire la nota prodotta dalla sezione oscillatrice dello strumento, è prelevato sul collettore di TR_2 e inviato, attraverso il filtro $R_{17}-C_5$, alla sezione amplificatrice costituita dai transistor TR_3 e TR_4 . Il primo stadio è equipaggiato di un transistor PNP del tipo AC126 e il secondo da un transistor di potenza tipo AC128, accoppiato all'altoparlante per mezzo di un trasformatore d'uscita.

La potenza ottenuta con questo circuito è più che sufficiente per un ascolto normale. L'alimentazione dell'apparecchio si effettua per mezzo di una batteria da 9 V, grazie al basso consumo del circuito.

Realizzazione pratica

Per la realizzazione pratica consigliamo di usare la solita piastrina forata avente le dimensioni di circa 70 x 120 mm, in modo da poter mettere tutti i componenti sia della sezione oscillatrice che della sezione amplificatrice, come si può vedere in fig. 2.

Il circuito potrà essere montato all'interno di un contenitore che potrà avere la forma e le dimensioni che più ci fanno comodo; l'altoparlante verrà disposto in una piccola cassa acustica in modo da riprodurre meglio le note musicali.

Il montaggio non presenta alcuna difficoltà; consigliamo di rispettare scrupolosamente i valori delle resistenze indicate al fine di ottenere un funzionamento perfetto su tutta l'ottava. Per facilitare la messa a punto del dispositivo, sullo schema in fig. 1 sono state indicate le tensioni in diversi punti del circuito. Queste tensioni sono misurate rispetto al positivo e i valori possono variare leggermente secondo i transistor utilizzati.

Il potenziometro R_{13} permette di modificare la tonalità delle note basse; quando è aperto, l'oscillazione cessa; girando leggermente la manopola di comando si incontra il punto di funzionamento esatto a partire dal quale il potenziometro permette di controllare la tonalità.

Le resistenze R_4 , R_5 , R_6 , R_7 , R_8 , R_9 e R_{10} devono avere un valore più vicino possibile a quello indicato.

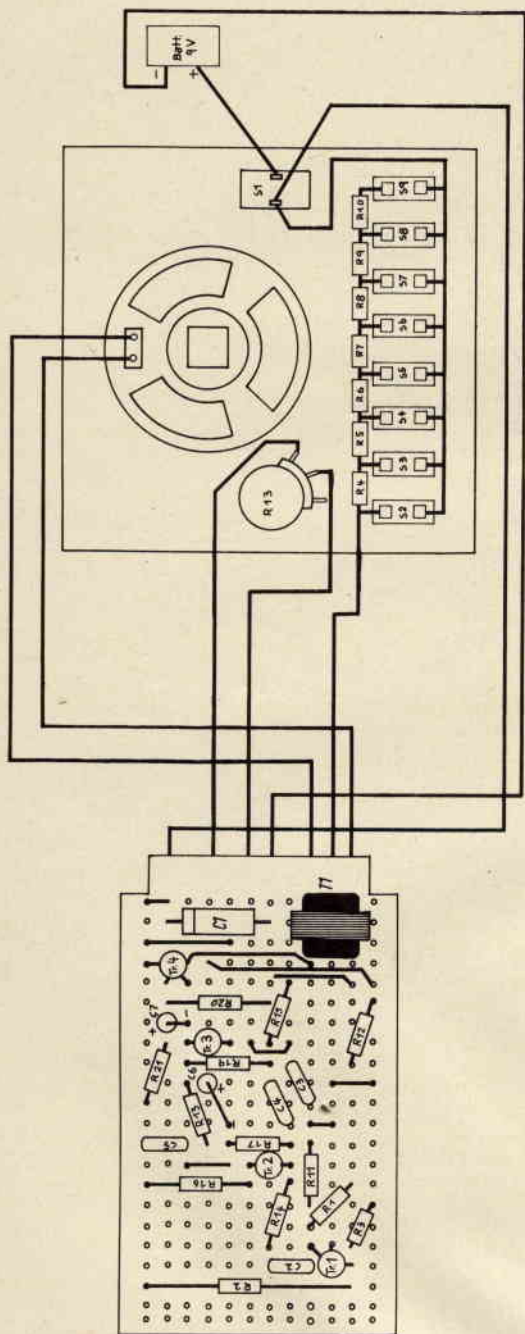
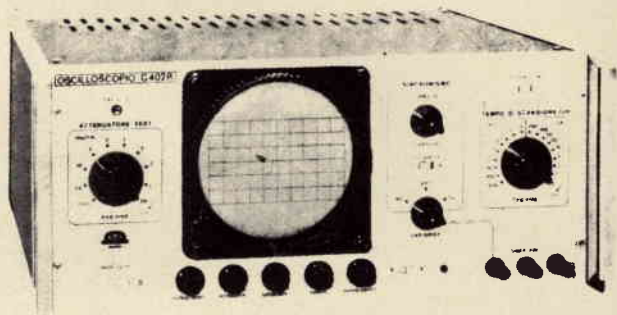


Fig. 2 - Esempio di realizzazione pratica dell'organo elettronico.

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 Vpp \pm 2%.

ASSE TEMPI

Tipo di funzionamento: ricorrente e comandato.

Portata: da 200 ms/cm a 0,5 μ sec/cm in 18 portate.

Sincronizzazione: interna, esterna ed alla frequenza di rete con polarità negativa e positiva e con possibilità di regolazione continua.

Tubo 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 cromaticità: 4,43362 MHz (ottenuta da un oscillatore a quarzo) \pm 10⁻⁵.

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

Riportiamo ora un'ultima osservazione per gli amatori più esigenti; se si desidera dotare lo strumento di semitoni corrispondenti ai tasti neri del pianoforte, si dovranno utilizzare per R₄, R₆, R₇, R₈ e R₉ due resistenze invece di una sola, dove ciascuna di queste è la metà del valore totale e il punto comune delle due resi-

stenze è collegato a un tasto posto per esempio fra S₂ e S₃, se per R₄ si utilizzano due resistenze da 60 Ω.

In modo simile si procederà per gli altri semitoni con i tasti disposti fra S₃, S₄, S₅, S₆, S₇ e S₈.

(Da « Le Haut-Parleur » 1198)

I «servicemen» dello stato di New York sono al centro di una accesa polemica, tanto da diventare una questione politica.

Tutto è cominciato da un articolo apparso tempo fa su TV GUIDE il quale visti i risultati di una loro « accurata indagine » non avevano difficoltà ad accusare i tecnici di guadagni illeciti e di una paga « non effettivamente meritata ».

Ne è seguito un contro-articolo, riportato da riviste elettroniche, il quale, in pratica, ha costretto il giornale a rivedere le sue posizioni.

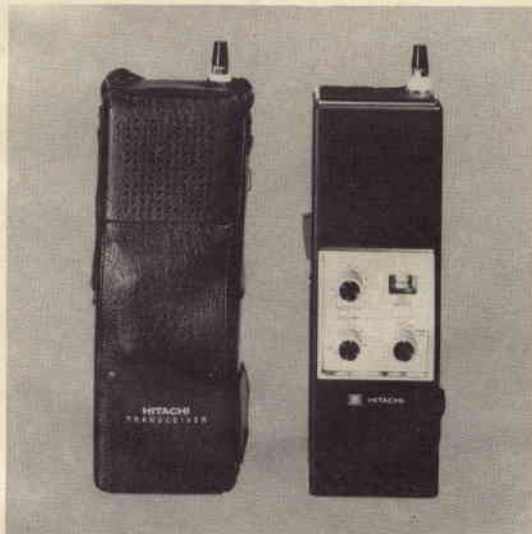
Forse la difesa non è stata abbastanza chiara o forse non del tutto convincente, sta di fatto che qualche uomo politico si è presa la questione a cuore e dice di volerla approfondire.

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

Vengono descritti qui di seguito gli stadi UHF, VHF, MF e fornito lo schema elettrico di un televisore sperimentale da 12", a transistor portatile, realizzato dai Laboratori « Mistral ».

**REALIZZAZIONI
SPERIMENTALI**

TELEVISORE 12" TRANSISTORIZZATO

1. GENERALITA'

Il televisore che qui descriviamo con cinescopio da 12" e 90° di angolo di deflessione è interamente transistorizzato. La tensione di alimentazione è 12 V ed è prevista sia l'alimentazione a rete sia, data la piccola potenza assorbita, con batteria.

Per ogni funzione è stato scelto il transistor più adatto e ne è scaturita una serie di transistori mista al silicio ed al germanio. Dallo schema a blocchi (Fig. 1) si può avere un'idea d'assieme del ricevitore. Qualche circuito presenta particolare interesse sia per la novità sia per il suo ottimo funzionamento non disgiunto da una maggiore economia.

- a) L'amplificatore di media frequenza è a tre stadi senza neutralizzazione ed impiega transistori al silicio a schermo integrato.
- b) L'amplificatore video ha livello del nero costante.

- c) La tensione del controllo automatico di guadagno è proporzionale all'ampiezza della portante ed è indipendente sia dalla modulazione che dalla sincronizzazione.
- d) Lo stadio finale di deflessione verticale impiega una coppia di transistori a simmetria complementare funzionanti in classe B e permette un sensibile risparmio nella potenza assorbita.
- e) Lo stadio di deflessione di riga orizzontale impiega il thyristore TV 274.
- f) L'alimentatore stabilizzato ha l'autoprotezione nei cortocircuiti.

2. SINTONIZZATORE UHF

Il sintonizzatore a $\lambda/4$ (prodotto dalla Ducati Elettrotec. Microfarad Mod. 921. 51.371) copre con continuità la gamma $470 \div 860$ Mc/s (banda IV).

Sono impiegati due transistori (Fig. 2): AF 139, come preamplificatore controllato in guadagno per aumento di corrente,

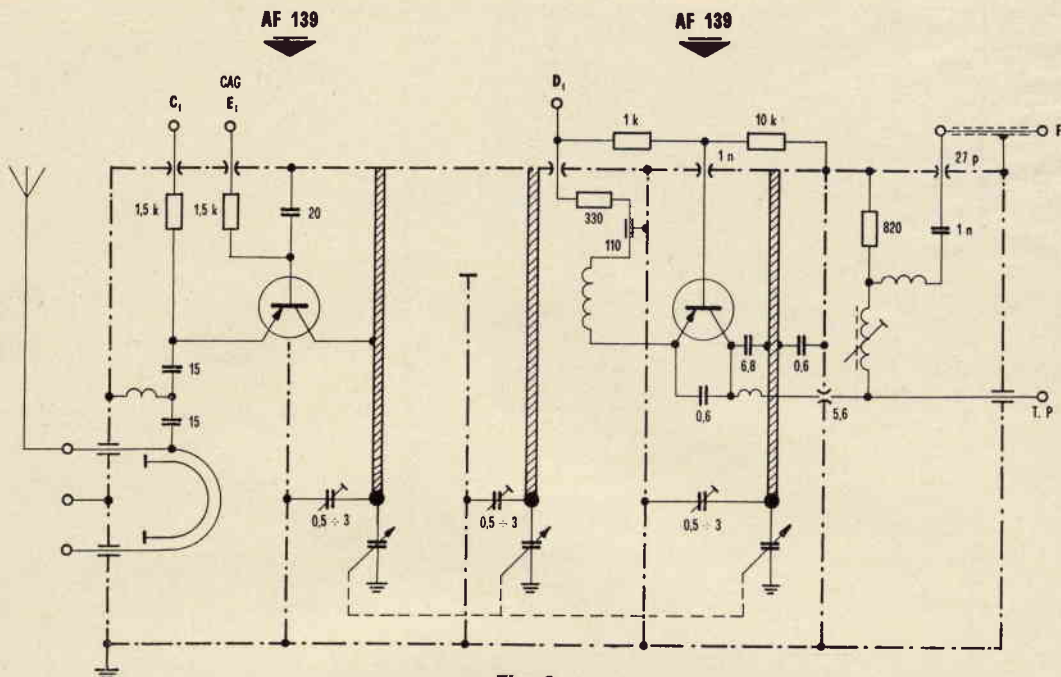


Fig. 2

ed AF 139, come convertitore auto-oscillante. Il guadagno di potenza è maggiore di 20 dB e la cifra di rumore è di circa 8 dB nella parte alta della gamma.

In fig. 3 è riportata la caratteristica del controllo di guadagno del primo stadio in funzione della tensione di comando. L'antenna a telaio è fissata ad un connettore d'ingresso che permette di collegare an-

che l'antenna esterna tramite demiscelatore.

3. SELETTORE VHF

Il selettore (fabbricato dalla Ducati Elettronica Microfarad: Mod. 921.60.160), è a tamburo con 12 canali; si impiegano tre transistori al germanio ed un diodo varicap.

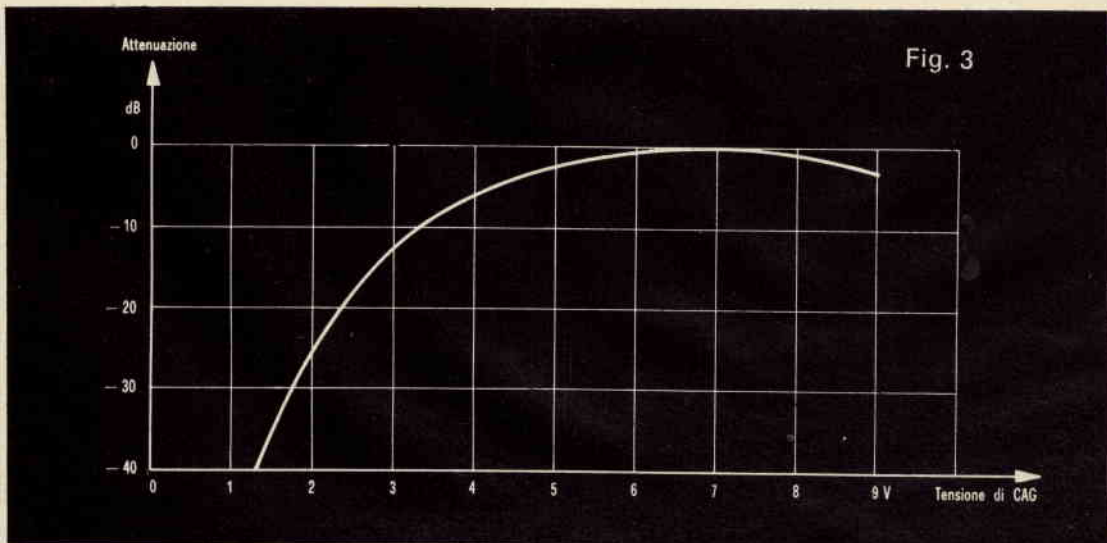


Fig. 3

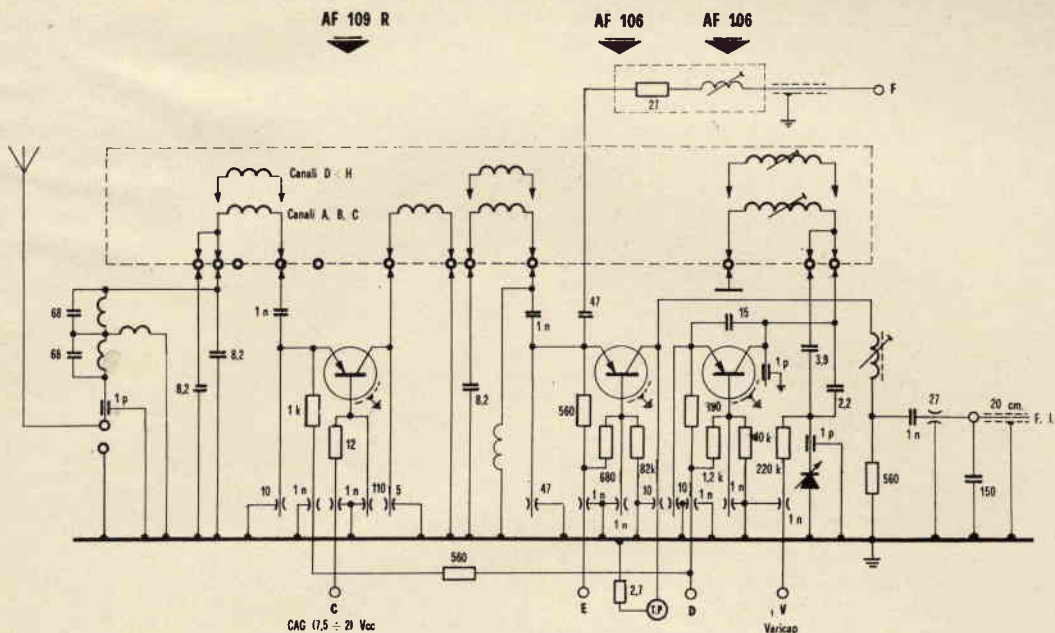


Fig. 4

Come preamplificatore controllato in guadagno per aumento di corrente (fig. 4) è impiegato un transistor AF 109 R, come convertitore un AF 106 e come oscillatore un AF 106.

Il guadagno di potenza è maggiore di 30 dB e la cifra di rumore è di circa 6 dB in banda III.

In fig. 5 è riportata la caratteristica del controllo di guadagno del primo stadio in

funzione della tensione di comando. L'antenna a stilo (75 Ω) è fissata ad un connettore d'ingresso che permette di collegare anche l'antenna esterna tramite demisceleatore.

4. AMPLIFICATORE MEDIA FREQUENZA VIDEO (43 Mc/s)

L'amplificatore di media frequenza è a tre stadi senza neutralizzazione perché l'impiego dei transistori al silicio del tipo

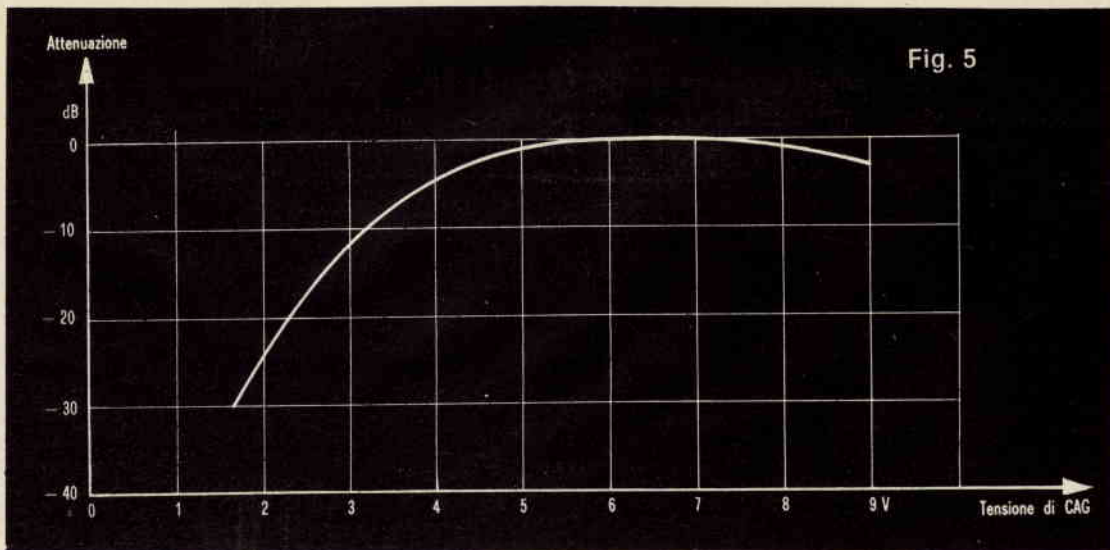


Fig. 5

a schermo integrato (BF 207 - BF 208) permette di ottenere forti guadagni con un alto grado di stabilità, data la piccolissima capacità di reazione. I trasformatori sono a doppio accordo per avere una banda passante video molto larga e nello stesso tempo un'ottima selettività. La portante video è a 45,75 Mc/s, la sottoportante suono a 40,25 Mc/s. Il guadagno in tensione dell'amplificatore è maggiore di 94 dB ed il guadagno di potenza è maggiore di 84 dB.

La legge di variazione della tensione di controllo automatico di guadagno richiesta dalla media frequenza è opposta a quella necessaria per i tuners VHF e UHF in quanto questi impiegano transistori al germanio mentre in media frequenza, come già detto, si impiegano transistori al silicio. Per evitare di dover impiegare un transistor che inverta la tensione di comando per i tuners, è stata studiata la polarizzazione del primo stadio di media frequenza in modo tale da ottenere sul

collettore direttamente la tensione necessaria per il controllo di guadagno dei tuners.

Il primo transistor (BF 207) è controllato in guadagno per aumento di corrente e consente una riduzione di guadagno maggiore di 60 dB senza apprezzabili deformazioni della banda passante. La taratura si esegue mediante vobbulatore secondo gli abituali metodi.

La tensione di alimentazione è di +10,5 V; il segnale massimo rilevato è di 4,5 V di picco, per una compressione dei sincronismi del 30 %.

In fig. 6 è riportato lo schema dell'amplificatore.

In fig. 7 sono riportate le curve di risposta di tutto l'amplificatore a differenti valori di guadagno; si noti che le deformazioni delle curve di risposta sono contenute entro 1 dB.

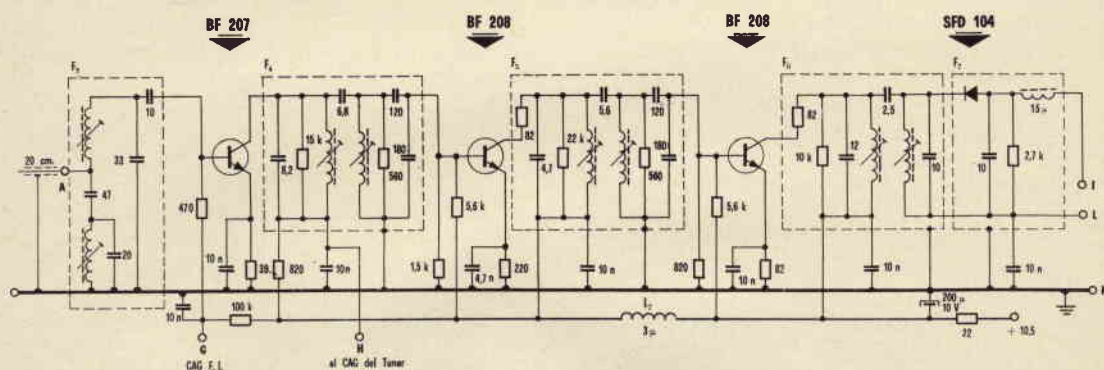


Fig. 6

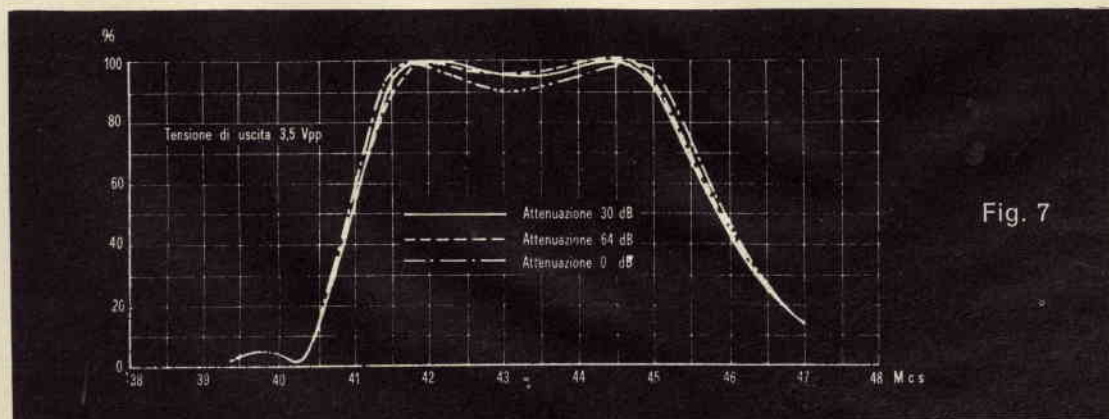


Fig. 7

NOVITA'

FET minor

AUTONOMO - STABILE - PRECISO

CARATTERISTICHE

- Voltmetro elettronico a transistor
- Elevata impedenza d'ingresso fino a 80 M Ω V
- Elevata sensibilità 250 mV
- Lettura Volt corrente alternata picco-picco ed efficace
- Impedenza d'ingresso 1,2 M Ω 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

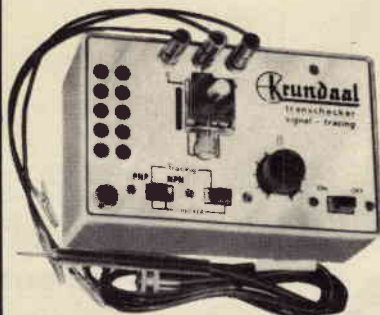


prezzo netto ai tecnici: L. 29.500

TRANSCHECKER

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 μ A) 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

In fig. 8 sono riportati i dati di avvolgimento dei trasformatori e gli schemi costruttivi.

5. AMPLIFICATORE VIDEO - CONTROLLO AUTOMATICO DI GUADAGNO - CONTROLLO DEL NERO

L'amplificatore video è costituito da due transistori al silicio; il BF 140 per lo stadio finale, il BF 169 per il pilota.

Quest'ultimo, lavorando a collettore comune, permette l'adattamento di impedenza tra il rivelatore video e la bassa impedenza d'ingresso dello stadio finale

video. Questi due stadi sono accoppiati in continua; lo stadio finale, la cui alimentazione di 110 V è prelevata dallo stadio di deflessione riga, presenta una compensazione « series-shunt peaking » ed una rete RC sull'emettitore per tenere costante la banda passante di 5,5 Mc/s al variare della regolazione di contrasto.

Il tempo di salita dell'amplificatore video globale è di 80 ns. con un « overshoot » del 5% e un « ringing » di 1,5 cicli.

La tensione di uscita massima indistorta è di 98 V_{pp}. Il controllo di contrasto è posto sull'emettitore dello stadio

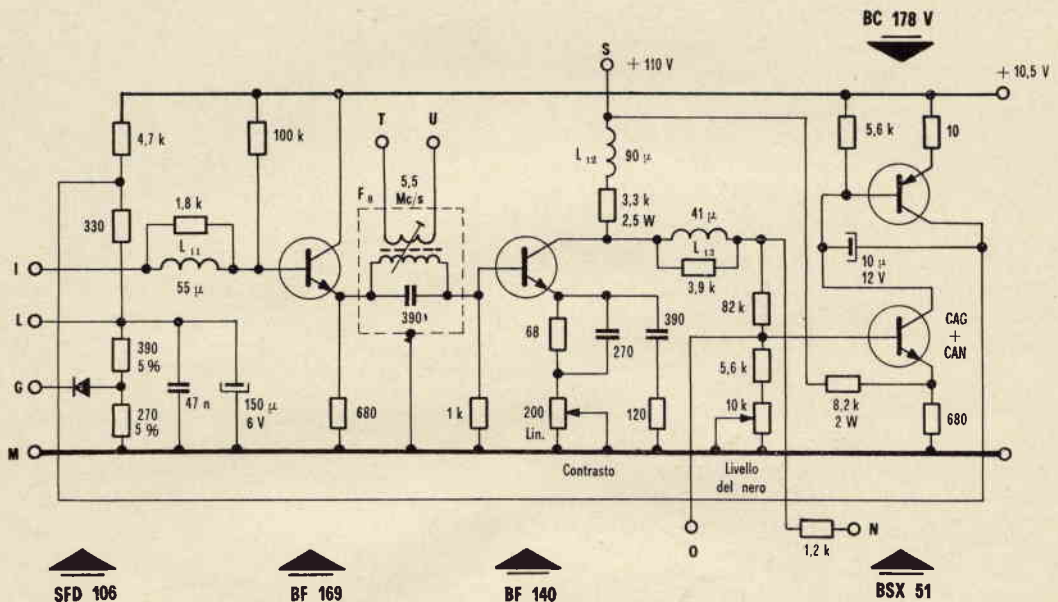


Fig. 9

finale ed agisce riducendo per controreazione l'amplificazione di quest'ultimo.

Il filtro risonante parallelo accordato sulla frequenza di 5,5 Mc/s posto fra questi due stadi attenua la portante suono all'uscita video (attenuazione di 25 dB) e costituisce il filtro d'ingresso della media frequenza suono.

La resistenza da 1 kΩ a valle di questo filtro riduce gli effetti della regolazione di contrasto sulla portante suono.

La tensione per il controllo automatico di guadagno è ottenuta mediante due tran-

sistori BC 178 e BSX 51 nel seguente modo.

L'emettitore del BSX 51 è polarizzato ad una tensione fissa che costituisce la « soglia » di riferimento; sulla sua base arriva il segnale di uscita dell'amplificatore video, accoppiato in continua. Questo transistor in assenza di segnale è interdetto; al sopraggiungere di un segnale video le creste dei sincronismi lo portano in conduzione. La corrente pulsante del collettore dopo integrazione è amplificata dal BC 178. Sul collettore di quest'ultimo si avrà una tensione proporzionale all'am-

piezza dei sincronismi e cioè alla portante video.

Questa tensione, oltre che per il controllo automatico di guadagno, viene adoperata per polarizzare il diodo di rivelazione video; si ottiene così sulla base del pilota video un segnale rivelato il cui livello del nero è tenuto ad un livello di tensione fisso rispetto a massa al variare del segnale in antenna.

E' ovvio che il livello del nero risulterà così costante anche all'uscita dell'amplificatore video e cioè sul catodo del cinescopio. Inoltre, poiché questo « loop » di asservimento è accoppiato in c.c., risulta costante il livello del nero anche al variare del contrasto. Ne consegue che la variazione globale di contrasto (pari a 8 volte) è dovuta non soltanto alla riduzione di guadagno dell'amplificatore video

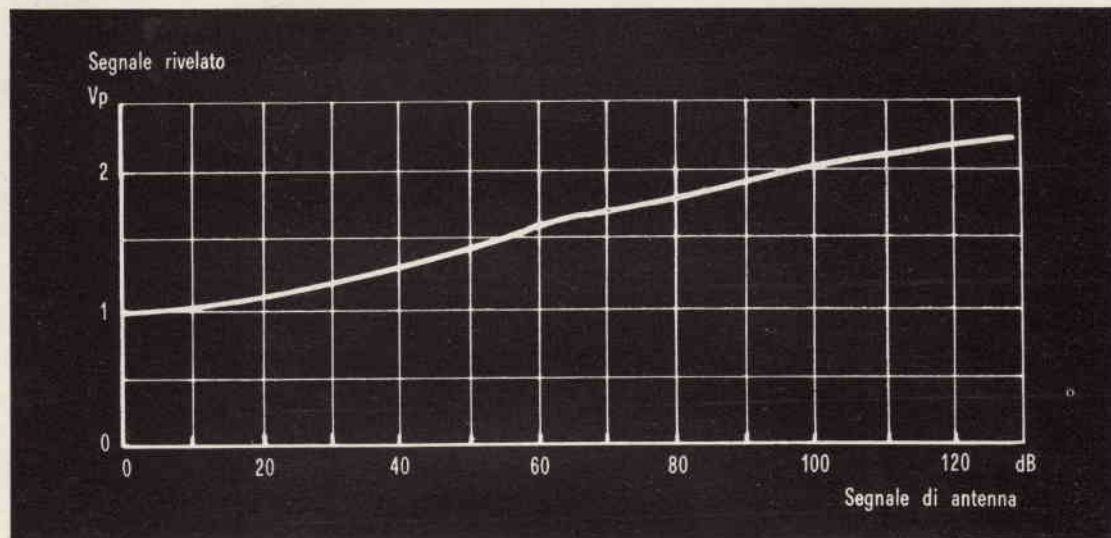


Fig. 10

ma è aumentata dalla variazione di guadagno della media frequenza.

Le tensioni di CAG e di CAN così ottenute risultano indipendenti dalla sincronizzazione o meno dei circuiti di deflessione con il segnale di antenna e sono proporzionali all'ampiezza della portante e indipendenti dalla modulazione. I valori che si possono riscontrare sul ricevitore sono i seguenti.

Tensione sul punto L (polarizzazione del rivelatore) senza segnale 2,2 V; segnale max. 3,7 V

Tensione sul punto G (base del 1° stadio F) senza segnale 0,86 V; segnale max. 1,1 V

Tensione sul punto H (collettore del primo stadio MF) senza segnale 7,5 V; segnale max. 2,8 V

Il controllo automatico di guadagno della media frequenza più quello del tuner permette una dinamica dei segnali d'ingresso di 90 dB, senza saturazione dei vari stadi. In fig. 10 è riportato l'andamento del segnale rivelato in funzione del segnale d'ingresso.

Questo tipo di CAG sembra, a prima vista, sensibile agli impulsi di rumore; in effetti un'analisi più approfondita dimostra il contrario in concordanza con i risultati delle prove pratiche.

Infatti esaminando i casi limiti che si possono presentare, si hanno le seguenti situazioni:

a) impulsi di rumore di altezza uguale od inferiore al livello del nero: non superano la « soglia », quindi non entrano in gioco nel CAG.

b) Impulsi di altezza maggiore dei sincronismi (dovuti a motori o elettrodomestici in prossimità dell'antenna); la durata di questi impulsi, per lo sviluppo in serie di Fourier, è inferiore a $1/\Delta f = 0,13 \mu s$. (Δf = banda passante del tuner); anche supponendo che cada un impulso in ogni riga (cosa pressoché impossibile data la velocità dei motori), la tensione di CAG si spo-

$$\text{sterà meno di } \frac{0,13 \mu s.}{8 \mu s.} = \frac{1}{60} \text{ poi-}$$

ché gli impulsi di rumore vengono tagliati dal pilota video all'altezza dei sincronismi. (8 μs . è la durata del normale impulso di sincronismo).

In definitiva con qualsiasi disturbo la tensione di CAG resta vincolata al valore efficace del vero segnale.

Il potenziometro del livello del nero va regolato in modo tale che con un qualsiasi segnale la tensione del nero si trovi a circa 10 V al di sotto della tensione di alimentazione del finale video.

La Westinghouse ha deciso di non produrre più televisori a colori per meglio dedicarsi alla produzione di elettrodomestici.

La decisione, che risale ad oltre 5 mesi orsono, è stata causata dal fatto che nel 1968 si è avuto un calo delle vendite del 25% rispetto al 1967.

Come appare da un articolo non è esclusa la possibilità che « taglino fuori » anche la produzione di televisori bianco e nero.

Una delle conseguenze di questo « cut out » è che ora circa 600 operai, nel solo New Jersey, sono stati licenziati.

PERSONAL

TV

PER ASCOLTARE RADIO E TV SENZA DISTURBARE NESSUNO.

Per goderVi la trasmissione preferita anche sino a tarda ora, senza disturbare il bimbo che dorme o il vicino che riposa.

Può essere usato contemporaneamente da due persone.

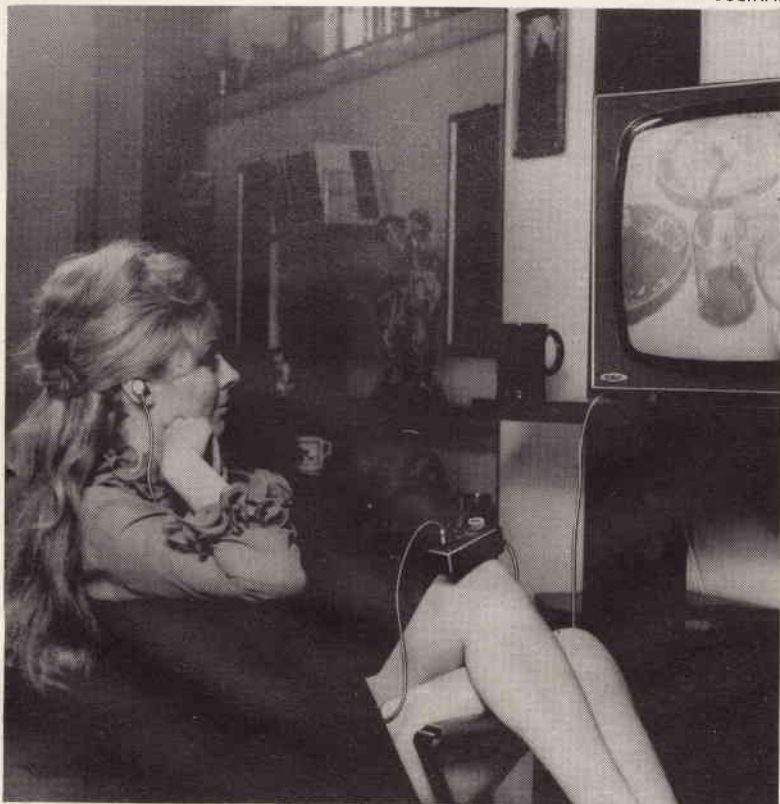
Richiedete opuscolo gratuito.



ACUSTICA VACCA
Via Sacchi, 16 - Torino

Reperibile presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia.

VITTORIA SOLINAS



La « RCA » ha presentato fra gli « Hobby Circuits » un cercametalli a 3 transistor di cui riportiamo qui di seguito i dati costruttivi principali.

**REALIZZAZIONI
SPERIMENTALI**

CERCAMETALLI

Un cercametalli, come fa intendere la stessa parola, serve per localizzare oggetti di metallo nascosti o sotterrati, come ad esempio recipienti, tubazioni dell'acqua o del gas, tondini di ferro nel cemento armato, ecc.

Quando nessun oggetto di metallo è presente nelle vicinanze del cercametalli, questo apparecchio emette un suono di tonalità costante, che può essere ascoltato con una cuffia. Allorché è invece presente del metallo, il suono cambia bruscamente di tono e può anche scomparire del tutto.

L'apparecchio localizza quindi i metalli, ma non determina né le dimensioni né la profondità a cui sono eventualmente interrati.

Funzionamento

Lo schema è riportato nella fig. 1 ed al termine è riportato l'elenco del materiale occorrente per la sua costruzione.

Il circuito consiste di due oscillatori, il primo dei quali, che comprende Q1, funziona a circa 300 kHz, cioè alla frequenza determinata dall'induttanza L1 e

dal condensatore C2. Il secondo oscillatore, che include Q2, funziona alla frequenza determinata da C11 e dalla bobina di ricerca BR.

L1 è regolata in modo che la frequenza delle oscillazioni sia circa quella della bobina di ricerca. L'uscita dei due oscillatori è inviata in un rivelatore a prodotto attraverso C5 e C6; detto rivelatore produce un segnale audio che è la differenza di frequenza fra le uscite dei due oscillatori.

Una differenza di frequenza interviene quando BR è posta in prossimità di un oggetto di metallo e varia la sua induttanza e, conseguentemente, anche la frequenza delle oscillazioni. L'uscita audio dal rivelatore a prodotto è applicata alla base di Q3 che amplifica il segnale sino ad un livello udibile.

Regolazione e messa a punto

Data tensione all'apparecchio (— 9 V), l'induttanza L1 va regolata sino a che si ode una nota nella cuffia.

Viene usato C11 (controllo fine di frequenza) per raggiungere il massimo di

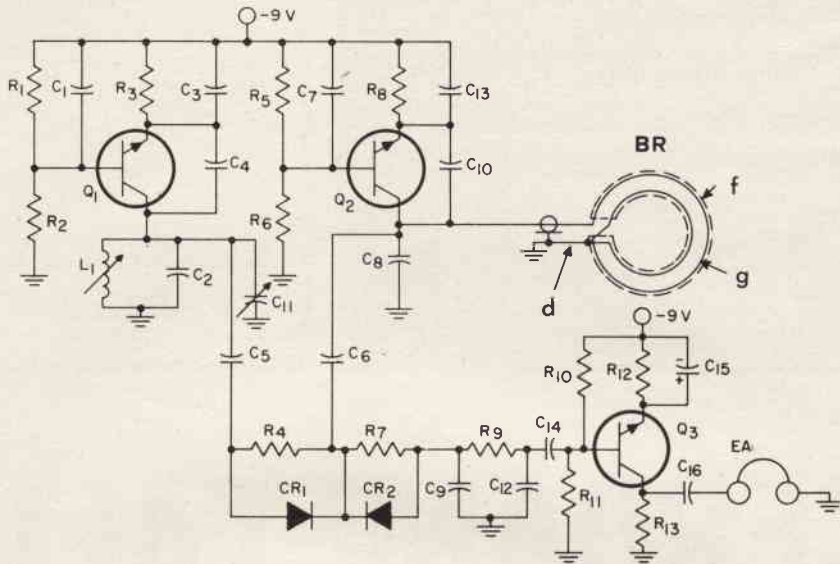


Fig. 1 - Schema elettrico del cercametri a battimenti con rivelatore a prodotto. Il cavo coassiale è indicato con la lettera « d », mentre « f » e « g » sono, rispettivamente, il tubo di rame e le 12 spire. BR = bobina di ricerca; EA = cuffia 200 Ω .

sensibilità, condizione che si ha quando si ode un rumore di « motorboating », ossia come di un motore di motoscafo che gira al minimo.

Il cercametri è allora pronto per l'uso.

Quando la bobina di ricerca BR è fatta passare lentamente sopra il terreno, tenendola vicinissima alla superficie di que-

st'ultimo, il cambiamento di tono o la scomparsa di qualsiasi suono nella cuffia indicheranno la presenza di metallo.

Va però notato che la terra umida può causare anch'essa un certo cambiamento di tono, per cui può occorrere di dover regolare la nota iniziale, tenendo BR ben vicina al suolo. L'assorbimento totale di corrente dell'apparecchio è in tutto di soli 3 mA.

Costruzione

La parte più critica da realizzare è la bobina di ricerca BR.

Essa consiste di 12 spire di filo smaltato \varnothing 0,5 mm avvolte dentro un tubo di rame del diametro di circa 7 ÷ 8 mm, piegato a cerchio in modo da formare una spira (interrotta in un punto) del diametro (interno) di 305 mm. Nel punto d'interruzione gli estremi (che devono restare elettricamente isolati) del tubo di rame devono essere distanziati fra loro di circa 50 mm; per far passare le 12 spire all'interno del tubo di rame si infilerà prima un capo del filo smaltato dove

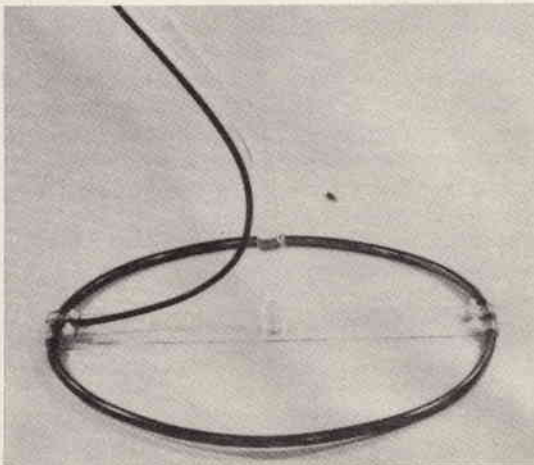
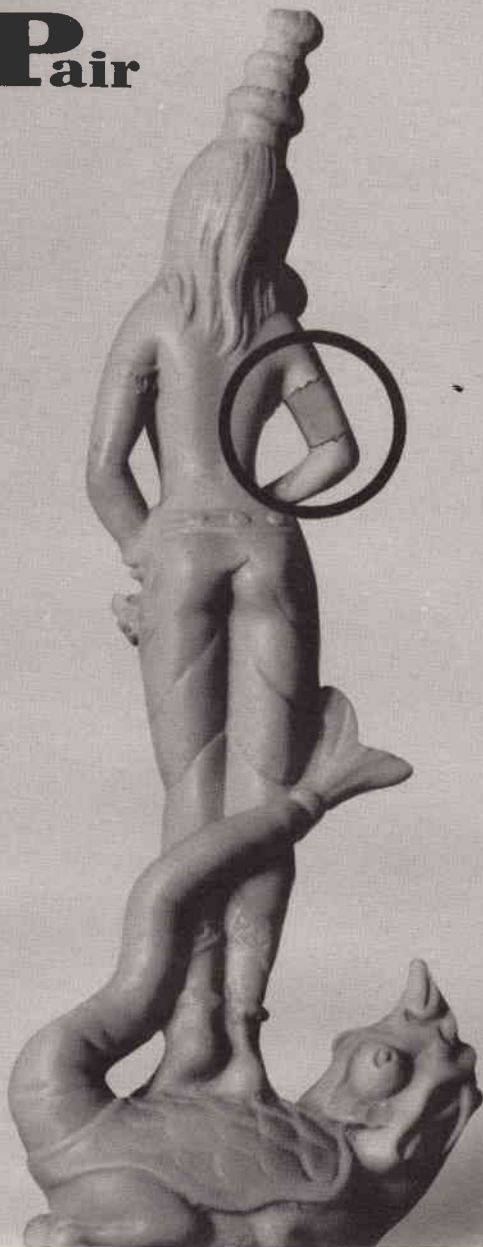


Fig. 2 - La bobina di ricerca BR a montaggio ultimato, completa di manico e cavo coassiale.

Plas-T-Pair



Il Plas-T-Pair è un prodotto ideale per riparare o incollare qualsiasi tipo di materiale, specialmente gli oggetti in plastica. Esso è utile non solo ai radioriparatori, ma a tutti i tecnici.

Alla statua che qui abbiamo riprodotta è stata ricostruita la parte racchiusa nel cerchio.

L'uso di questo prodotto lo potrete chiaramente apprendere nell'articolo apparso nel n° 4 1967 di « Sperimentare ».

La confezione del Plas-T-Pair la potrete reperire presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia.



LC/1700-00

vi è l'interruzione e lo si sospingerà dolcemente fintanto che uscirà dall'altro estremo.

Realizzata così la prima spira s'infilerà di nuovo l'inizio del filo nel tubo e si ripete l'operazione fintanto che 12 spire giacciono all'interno del tubo. Quando l'avvolgimento è terminato, gli estremi interrotti del tubo andranno riavvicinati in modo che distino fra loro circa 6 mm, fissandoli in tale posizione con materiale isolante, in modo che il tubo di rame non si chiuda mai in cortocircuito su se stesso, ma si limiti ad agire da semplice schermatura.

La fig. 2 mostra la bobina BR terminata; i due capi delle 12 spire vanno collegati uno al tubo di rame e l'altro al centro di un cavo coassiale per radiofrequenza che si farà correre lungo il manico sino al punto d'interruzione; anche la calza schermante del cavo va saldata al tubo di rame dallo stesso lato in cui vi è già stato saldato il filo di rame da 0,5 mm.

Questa operazione va realizzata in modo che i due estremi del tubo schermante di rame restino sempre elettricamente isolati fra loro. Nessuna parte di metallo, all'infuori del cavo, del tubo e del filo della bobina deve trovarsi nel raggio di azione di BR. Anche il circuito del rivelatore (da realizzarsi entro cassetta metallica) deve essere montato il più lontano possibile da BR; una buona soluzione è quella di fissarlo con due clips a molla all'estremo opposto del manico, come è visibile nella fig. 3.

I materiali occorrenti sono i seguenti:

- C1, C7, C14 = 10 kpF
- C2 = 1800 pF
- C3, C13 = 3900 pF
- C4, C9, C10 = 1 kpF
- C5, C6 = 4 kpF
- C8 = 680 pF

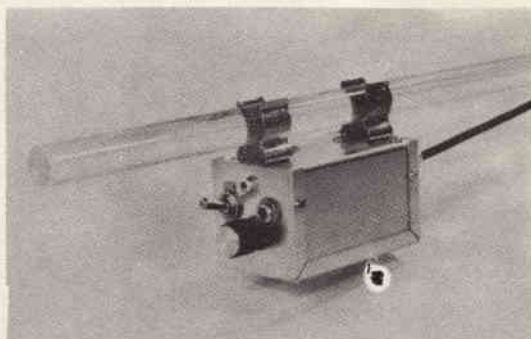


Fig. 3 - Il circuito, con la Pila miniatura a 9 V ed il transistor è realizzato entro una scatola metallo fissata al manico con clips.

- C11 = 20 pF (condensatore variabile)
- C12 = 20 kpF
- C15 = 50 μ F, 6 V.L. (elettrolitico)
- C16 = 0,1 μ F

Tutti i condensatori, tranne C15, devono essere per una tensione di lavoro di 25 V o più.

- R1, R5 = 22 k Ω
- R2, R6 = 47 k Ω
- R3, R8 = 2200 Ω
- R4, R7 = 1 M Ω
- R9 = 68 k Ω
- R10 = 10 k Ω
- R11 = 91 k Ω
- R12 = 680 Ω
- R13 = 6800 Ω

Tutti i resistori sono da 1/2 W, 10%.

- L1 = Bobina con nucleo, regolabile da 50 a 140 μ H
- BR = bobina di ricerca (vedi testo)
- EA = cuffia od auricolare elettrom. da 200 Ω
- CR1, CR2 = diodi al silicio per 75 V - 50 mA max (tipo RCA 1N34A)
- Q1, Q2, Q3 = transistor al silicio NPN per media frequenza RCA - SK3020.

di G.A.U.

PRODOTTI



S. REMO

28038

Via Martiri della Libertà 73/77

Tel. 73511

I «pacemakers» sono in continua evoluzione e non è lontano il giorno che potranno essere impiantati nell'organismo umano dei tipi capaci di durare tutta la vita.

NOTE DI SERVIZIO

ECCITATORI CARDIACI

di W. H. Williams

I successi del dr. Christian Barnard nel settore dei trapianti cardiaci hanno messo temporaneamente in ombra una promettente serie di dispositivi, che potrebbero essere chiamati «innesti elettronici», capaci di salvaguardare la vita umana, anche nei casi più disperati.

Negli Stati Uniti si è occupato fra gli altri del problema J.T. Prentice, che ha fatto rilevare come tali innesti si possono dividere in due grandi gruppi: attivi e passivi.

Al primo gruppo appartengono i dispositivi dinamici, ossia quei dispositivi che sono destinati a diventare delle parti intrinseche di sistemi biologici viventi, con lo scopo principale di assistere o rimpiazzare organi naturali mal funzionanti.

Al secondo gruppo appartengono invece quei dispositivi passivi che sono destinati a misurare ed a trasmettere all'esterno, per scopi di valutazione e controllo, delle informazioni di carattere fisiologico.

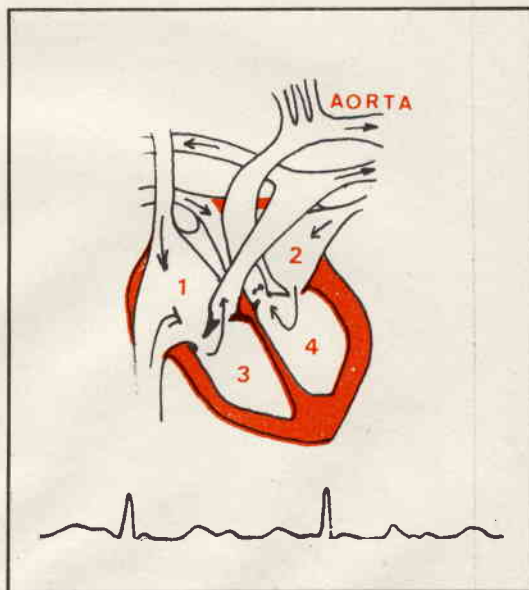


Fig. 1 - Tipico elettrocardiogramma rilevato su cuore umano in corrispondenza delle varie fasi di sistole e diastole. (1-2) = orecchiette destra e sinistra; (3-4) = ventricoli destro e sinistro. Per il significato delle lettere vedasi il testo.

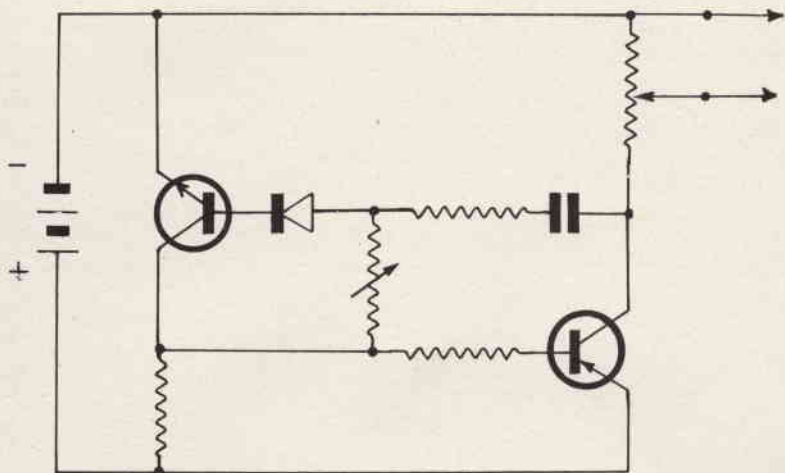


Fig. 2 - Schema di « pacemaker » in cui la frequenza può essere regolata agendo sul potenziometro R1, mentre R5 controlla la durata degli impulsi.

Sistemi attivi

Uno dei dispositivi elettronici attivi più importanti è senza dubbio quello detto « pacemaker », che come dice il suo stesso nome realizza la « messa in passo » del cuore umano.

Negli individui sani, l'azione del cuore è comandata in modo completamente automatico e non dipende dal sistema nervoso o da stimoli meccanici; ma se il cuore è sofferente, gl'impulsi automatici di comando possono giungere irregolar-

mente, causando arresti o fibrillazioni disordinate del muscolo cardiaco. Ciò può anche causare la morte se non s'interviene tempestivamente.

Ogni volta che il cuore batte, avviene in esso una variazione di potenziale che è possibile rilevare esternamente anche mediante degli elettrodi messi a contatto con la pelle. Si ottengono così degli elettrocardiogrammi (ECG) del tipo illustrato nella fig. 1, in base ai quali è possibile decidere se occorre intervenire con di-

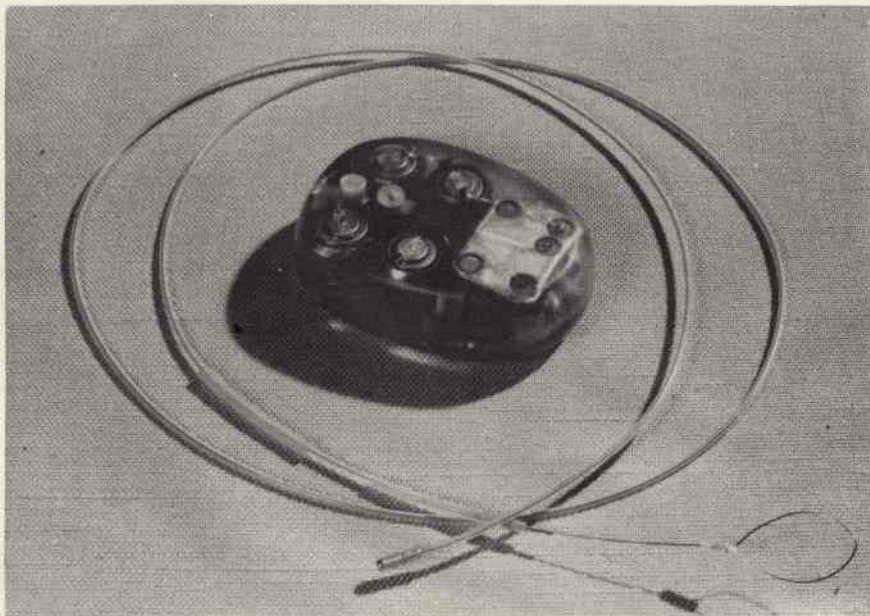


Fig. 3 - Eccitatore cardiaco realizzato con circuiti a film sottile « ITT »; la parte modulare e schermata ed assieme alle 4 pile è annegata in un blocco di resina epossidica.

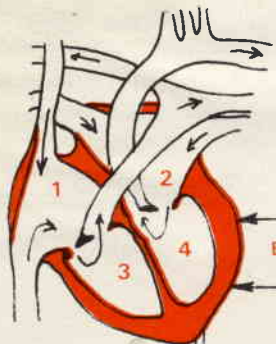
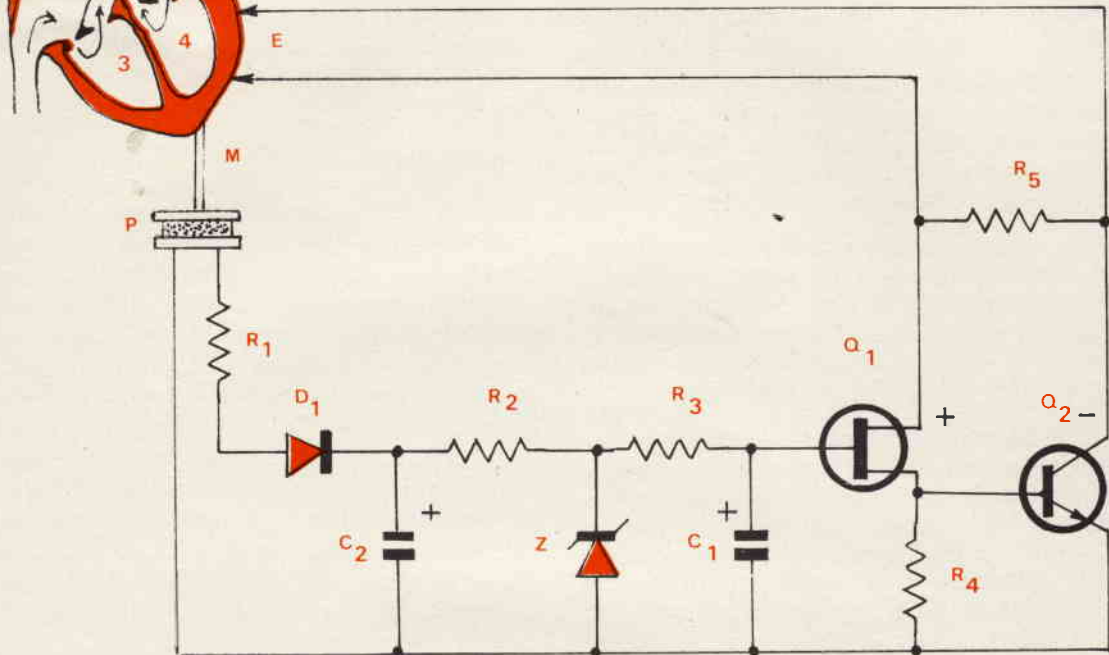


Fig. 4 - « Pacemaker » con generatore piezoelettrico P che sostituisce le pile; è collegato meccanicamente al cuore in M e la tensione presente sugli elettrodi E eccita il ventricolo sinistro. Il significato dei numeri da 1 a 4 è identico a quello già visto nella fig. 1.



positivi elettronici di sostentamento e coordinazione.

Infatti, un ECG relativo ad una persona con cuore sano deve possedere le onde P (che precedono la contrazione atriale di circa 0,02 s) con valore di 0,1 mV e durata di 0,008 s, a cui fanno seguito i tratti P-Q, a potenziale nullo, per la durata di 0,15 s circa.

Il piccolo impulso Q deve avere in genere una tensione di soli 0,1 mV, con durata di $0,04 \div 0,08$ s, mentre il forte piccolo R (che precede la contrazione o sistole ventricolare) tocca 1 mV con durata pari a quella dell'impulso Q.

Dopo queste onde, sopraggiungono i tratti S di 0,1 mV ed S-T a potenziale nullo per $0,1 \div 0,25$ s (corrispondente alla eiezione ventricolare), a cui fanno seguito i tratti T e T-P, rispettivamente di 0,1 e 0 mV con durata di 0,1 e 0,3 s.

L'ultimo tratto, dopo il quale il ciclo ricomincia, corrisponde allo stato di diastole in cui il cuore inizia a riempirsi nuovamente di sangue.

Quando è stata individuata mediante gli ECG la necessità d'installare un « pacemaker », un chirurgo apre il torace del paziente sino a rendere accessibile il cuore. Il « pacemaker » viene allora impiantato sotto la pelle in posizione opportuna, mentre gli elettrodi che si dipartono da esso vengono suturati nel cuore.

La fig. 2 mostra lo schema di uno dei più semplici tipi di eccitatori cardiaci o « pacemaker », mentre la fig. 3 riporta l'ultimo modello « ITT » realizzato con circuiti integrati a film sottile.

Come si vede il modulo è racchiuso in una scatola metallica ermetica la quale, come le 4 pile, è annegata in resina epossidica.

Un « pacemaker » tipico fornisce una tensione ad impulsi di 1,6 ms con tensione di 4 Vp.p., indipendentemente dai cambiamenti nervosi e muscolari; pesa circa 30 mg e misura 40 x 25 x 12 mm; può funzionare dopo di che il paziente deve venire nuovamente operato per poter sostituire le pile.

Nell'intento di eliminare tale critica sorgente di energia elettrica sono stati sperimentati, per ora solo su animali, dei generatori piezoelettrici che si avviano per semplice massaggio.

Il circuito relativo è riportato nella figura 4; da esso si vede come un cristallo piezoelettrico P, di titanato di piombo zirconato, è collegato meccanicamente al cuore in M, convertendo le contrazioni muscolari cardiache in elettricità.

La corrente pulsante è rettificata, stabilizzata con diodo Zener ed inviata al transistor unigiunzione Q1 ed all'amplificatore Q2. Il condensatore C1 determina il ritmo degli impulsi che prelevati dal lato collettore di Q2 sono inviati, tramite gli elettrodi E, al ventricolo sinistro (4) del cuore.

Da un punto di vista tecnico questo nuovo sistema di alimentazione rappresenta un progresso considerevole sui tipi a pile, tuttavia, i cambiamenti che spontaneamente intervengono nel ritmo cardiaco col trascorrere degli anni, rendono necessari ulteriori perfezionamenti che consentano al dispositivo di variare la frequenza degli impulsi emessi, conformemente all'evoluzione della obiettiva situazione clinica.

BIBLIOGRAFIA

- Prentice, J.T.: « Electronic Implant », *Electr. World*, 6, 46, 1968.
- Stephenson, S.E. ed altri: « Physiologic P-Wave Cardiac Stimulator », *Journal Thoracic and Cardiovascular Surgery*, 38, 607, 1959.
- Zoll, P.M.: « Long-Term Electric Stimulation of the Heart for Stokes-Adams Disease », *Ann. Surg.* 154, 330, 1961.
- Lillehei, C.W. ed altri: « Transistor Pacemaker for Treatment of Complete Atrioventricular Dissociation », *Journal American Medical Association*, 172, 2006, 1960.
- Edgerton, M.T.: « Prosthetic Surgery Modern Trends in Plastic Surgery », Butterworth Ltd., London, 1964.

di G.A.U.

Nei 1968 negli Stati Uniti si sono venduti 5.700.000 televisori a colori. Questo rappresenta un incremento del solo 10% rispetto al 1967 ed è stato nettamente contro i pronostici che lo vedevano come un 35%. Nonostante questo vi è ancora la speranza che i 20 milioni di persone di TVC si trasformino, verso la metà del 1970, in 50 milioni.

Un incremento del 30% degli economicissimi televisori di marca giapponese fa supporre che la causa precedentemente illustrata sia dovuta all'alto costo.

Questa constatazione, però, non ha apportato modifica alcuna, le più grosse industrie, prontamente pronunciate in proposito, non prevedono un abbassamento degli attuali prezzi.

Solo la Magnovox sta tentando di risolvere il problema cercando di aggirare l'ostacolo, ora produce televisori in Giappone.

Gli specialisti, invece, escludono il motivo « prezzo » dando la colpa ai programmi, dicono che vengono trasmessi troppo football e pochi programmi che possano stimolare l'interesse per il colore.

Le stazioni, dal loro canto, affermano che ogni giorno vengono trasmessi in colore in media l'80% dei programmi.

Tutto questo naturalmente si è ripercorso in Wall Street un « Stocks Broker » infatti ha avuto motivo di dire che loro sono neutrali di fronte a raccomandazioni di stock riguardanti industrie produttrici di TVC.

Riportiamo in questo articolo alcuni suggerimenti per la prova della qualità dei bracci, dei pick-up e delle testine. Riportiamo inoltre il sistema di verifica del funzionamento del giradischi, dei bracci e delle puntine.

**ALTA
FEDELTA'**

QUALITA' DEI BRACCI DEI PICK-UP DELLE TESTINE E LORO PROVE

Il braccio del pick-up e la sua testina si possono pensare anche dissociati fra di loro. Per esempio col progredire di questa tecnica, si tende a ridurre sempre di più la forza d'appoggio verticale della puntina sul disco; di conseguenza si deve aumentare la flessibilità laterale. Si comprende a questo punto che il braccio del pick-up ha un ruolo importante da svolgere, e questo naturalmente esige un aumento delle sue qualità.

Le qualità del braccio del pick-up

Riportiamo brevemente le qualità più importanti che deve avere un braccio di pick-up:

- 1) Nessun fenomeno di risonanza propria sulle frequenze udibili
- 2) Forza laterale necessaria per lo spostamento, molto bassa

- 3) Forza verticale d'appoggio molto debole, regolabile e costante della puntina sul disco,
- 4) Presentazione della testina e specialmente della puntina in una posizione corretta rispetto ai solchi del disco.

Un braccio presenta due assi di spostamento, uno orizzontale e l'altro verticale. Questi due assi sono perpendicolari, ma è consigliabile che si incrocino, vale a dire che geometricamente essi vengano posti sullo stesso piano, questo per evitare che si creino delle forze laterali sempre maggiori a seconda della posizione del braccio.

Sui bracci di qualità per evitare questi inconvenienti si utilizzano degli assi e dei cuscinetti rettificati.

Un braccio deve essere anche abbastanza robusto in modo da non presentare delle vibrazioni; in effetti non deve invia-

re sulla puntina nessuna vibrazione complessa, specialmente di bassa frequenza, dovuta a una risonanza ingrandita dalla puntina stessa, su certi passaggi del disco.

Come conseguenza si avranno dei bracci molto pesanti. La forza verticale di appoggio della puntina sul disco deve avere un valore di $3 \div 7$ grammi, qualche volta anche meno, quindi è necessario effettuare una compensazione dei pesi della testina e del braccio. Questa compensazione, chiamata equilibratura, viene assicurata, sia dalla molla regolabile, sia da un contrappeso anch'esso regolabile posto nella parte posteriore del braccio. La soluzione migliore consiste nel procedere in due tempi: prima si realizzerà l'equilibrio totale del braccio munito della sua testina con l'aiuto di un contrappeso e poi si determinerà unicamente e separatamente la forza verticale d'appoggio per mezzo della regolazione di una molla. Naturalmente, lo spostamento meccanico si deve effettuare senza alcun gioco e senza alcuno sforzo. Specialmente in stereofonia, lo sforzo verticale della puntina e la forza d'appoggio di quest'ultima hanno una importanza fondamentale.

Questo vale anche per lo spostamento meccanico orizzontale. Man mano che la puntina si avvicina al centro del disco, questa tende ad essere attirata verso il centro per effetto della forza centripeta. Ne risulta che la puntina si appoggia maggiormente su un fianco del solco che sull'altro, questo rende necessaria una contrapposizione all'equipaggio mobile della testina e rompe l'equilibrio delle forze d'appoggio laterali; questo inconveniente naturalmente è più importante in stereofonia. I bracci molto perfezionati introducono una forza laterale antagonista invariabile per mezzo di molle, contrappesi o piegamenti in modo da controbilanciare gli effetti della forza centripeta. La distanza che separa l'asse di spostamento orizzontale della puntina deve essere sufficiente perchè la traiettoria curvilinea che accompagna la puntina sul disco, dalla periferia fino all'ultimo solco, abbia un raggio di curvatura più grande possibile. La testina dovrà spostarsi secondo una linea retta allo scopo di rispettare la traiettoria rettilinea del bulino che

è servito ad incidere il disco originale; per soddisfare a questa condizione sarebbe necessario avere un braccio di lunghezza infinita, cosa questa irrealizzabile in pratica.

In pratica la lunghezza del braccio è di 20-25 cm e può essere usata con risultati soddisfacenti per la riproduzione di dischi di 30 cm di diametro. Per i bracci professionali o semiprofessionali, la lunghezza del braccio può arrivare anche a 30 cm.

Per rendere ancora minore l'errore di pista, l'estremità del braccio che porta la testina è leggermente curvato verso il centro secondo un angolo detto di compensazione; inoltre, il piede in movimento del braccio è fissato in modo tale che la puntina portata verso il centro superi leggermente l'asse del disco.

Per quanto riguarda l'angolo di compensazione, conviene notare che se il braccio è diritto, è la puntina stessa che fa un angolo con il braccio.

L'alta fedeltà e la stereofonia che richiedono delle pressioni molto basse della puntina sui dischi e una notevole riduzione del peso dinamico della testina, hanno obbligato i costruttori a fare del braccio del pick-up un elemento di grande precisione senza il quale nessun risultato serio si sarebbe potuto ottenere nella riproduzione dei dischi.

Le testine

A questo punto passiamo alla descrizione delle testine e delle loro caratteristiche.

La puntina non passa sul fondo del solco, ma sui lati. Essa deve seguire tutte le sinuosità del disco senza avere dei giochi o dei rimbalzi; per fare ciò è necessaria una forza verticale d'appoggio determinata dal supporto del braccio. Questa forza verticale d'appoggio dipende dall'elasticità verticale, dalla qualità propria del braccio, ma soprattutto dalla massa dinamica della puntina e dalla sua elasticità laterale.

Una testina di grande classe e di grande elasticità, montata su un braccio di qualità, si deve accontentare di una forza ver-

FD 5



Vittoria Solinas

filodiffusore stereofonico



CARATTERISTICHE TECNICHE

Interamente transistorizzato - Funziona in modo autonomo in riproduzione monoaurale ed in unione ad un amplificatore stereofonico consente la ricezione del canale stereofonico della filodiffusione - Selezione del canale con tastiera.

Potenza di uscita mono: 3-5 W

Risposta di frequenza: 20 ÷ 15.000 Hz

Distorsione: 2%

Rapporto segnale/disturbo: 70 dB

Alimentazione universale

Dimensioni: 430 x 265 x 130.

G.B.C. QUALITÀ ● G.B.C. GARANZIA ● G.B.C. GIUSTO PREZZO

ticale di 3÷4 grammi o anche meno, (generalmente, la forza verticale viene specificata dal costruttore). Questo spiega fra l'altro l'importanza delle caratteristiche meccaniche di un braccio di pick-up.

È evidente che una forza verticale molto bassa riduce il consumo delle puntine e dei dischi. Ricordiamo che numerose testine hanno bisogno di una forza di 5÷7 grammi, queste possono essere considerate ancora molto buone. In questo caso, il consumo della puntina risulterà un pò più rapido, senza però essere eccessiva o dannosa soprattutto se si impiega una puntina di diamante.

In ogni modo, non si deve cercare di ridurre volontariamente la forza verticale di una testina, senza tener conto di quanto si è detto in precedenza. Per un dato tipo di testina, la forza è indicata dal costruttore ed è sufficiente rispettare tale limite. Riducendo tale forza, la fedeltà di riproduzione ne risentirà in modo evidente, inoltre si corre il rischio di veder saltare la puntina da un solco a un altro, con conseguente deteriorazione del disco.

Durante la riproduzione, quando la puntina segue le ondulazioni laterali del solco, ne risulta che non si sposta più strettamente in un piano orizzontale, ma tende ad essere spinta verso l'alto. Questo fenomeno può essere eliminato rendendo leggermente ellittica la sezione della puntina: l'asse maggiore è perpendicolare alla direzione generale del solco, vale a dire alla tangente alla spirale; la larghezza dell'asse maggiore è quella conveniente alla puntina, ma l'asse minore è molto ridotto in modo da eliminare l'effetto suddetto.

La puntina delle nuove testine non appoggia verticalmente sul disco; infatti essa fa un angolo di una ventina di gradi, l'estremità della puntina è girata all'indietro rispetto al senso di rotazione. Questa disposizione corrisponde alla posizione adottata dal bulino usato per l'incisione. L'elasticità antagonista alla forza che si deve applicare alla puntina per fare oscillare l'equipaggiamento mobile della testina si chiama « compliance » o « flessibilità ».

Più elastica è la flessibilità, più elevata è la compliance laterale; quest'ultima si esprime in cm/dyne.

D'altra parte, anche nel caso di una testina tipicamente monofonica, una flessibilità verticale notevole è raccomandata tanto per la fedeltà di riproduzione che per la diminuzione dell'usura dei dischi. In effetti, dal punto di vista meccanico, una flessibilità verticale insufficiente si traduce in un aumento della forza verticale durante degli spostamenti laterali della puntina.

Il peso dell'equipaggiamento mobile è abbastanza basso perchè la sua massa dinamica, quando esso oscilla con delle accelerazioni notevoli importanti, non si oppone più ai movimenti.

La massa dinamica e la compliance laterale sono legate alla forza verticale. Più compliance aumenta e più la massa dinamica è ridotta, meno la pressione verticale deve essere elevata.

La fedeltà di riproduzione alle frequenze elevate è legata alla massa dinamica; questa, riportata alla puntina, deve essere solo dell'ordine di qualche milligrammo. La fedeltà di riproduzione alle frequenze basse dipende essenzialmente dalla compliance laterale. Il limite di riproduzione alle frequenze inferiori è funzione della frequenza di risonanza meccanica, la quale dipende a sua volta dalla massa dinamica e dalla compliance dell'equipaggio mobile. Si deve tener presente che questa frequenza di risonanza sarà tanto più bassa quanto maggiore sarà la compliance.

Nelle testine stereofoniche, la puntina e l'equipaggio mobile sono animate da movimenti perpendicolari fra di loro, risultante dall'iscrizione dei due segnali. I movimenti si effettuano in una direzione di 45° rispetto alla verticale per i segnali provenienti da uno dei fianchi del solco e solo uno dei due « trasduttori » è sensibile. I movimenti provenienti dall'altro fianco sono a 90° rispetto ai precedenti e in questo caso è il secondo trasduttore che è sensibile.

Tutte le combinazioni dei movimenti sorgono dalla pratica e vanno dal verticale all'orizzontale.

Questa è la ragione per la quale una caratteristica essenziale complementare per le testine stereofoniche si chiama diafonia. Essa esprime la miscelazione fortuita

che si può stabilire nella testina fra i due segnali destro e sinistro e si misura con il rapporto in decibel dei due segnali. La diafonia non è sempre la stessa per tutta la gamma delle frequenze musicali.

Le testine stereofoniche hanno la stessa compliance laterale delle testine monofoniche, perchè esse funzionano in modo analogo sui dischi monofonici (infatti si chiamano compatibili) anche su certi passaggi dei dischi stereofonici. Ma inoltre con questi ultimi dischi, le testine funzionano con dei movimenti verticali della puntina. La compliance verticale è generalmente due o tre volte più bassa della compliance laterale, la stessa cosa si ha per il valore della forza verticale che deve essere regolata molto rigorosamente.

Verifica del funzionamento dei giradischi dei bracci e delle testine

Riportiamo ora qualche consiglio e sistema per la verifica del funzionamento dei giradischi, dei bracci e delle testine.

1) Puntina

La puntina deve essere ben fissata al suo supporto; periodicamente, si deve verificare che la puntina non sia sporca oppure carica di polvere. Anche per quello che riguarda tutte le parti di minore importanza della testina, e in modo particolare il posto dove viene alloggiata la puntina.

La pulizia della puntina si effettua con l'aiuto di uno spazzolino a peli rasati ma molto sottili e serrati fra di loro. Con questo spazzolino, si insisterà a lungo sullo zaffiro o sul diamante per pulirlo accuratamente di tutti gli eventuali depositi di polvere o grasso, eventualmente si potrà mettere sul braccio un pò di alcool.

Dopo questa pulizia, si deve verificare che la puntina sia ben fissata sulla testina, come pure che la testina sia ben fissata al braccio. Per finire si controlleranno i fili di collegamento che escono dal supporto della testina.

Giradischi

Per prima cosa si deve procedere alla pulizia completa togliendo ogni eventuale traccia d'olio o di grasso, è necessario stendere un sottilissimo strato d'olio su tutte le parti meccaniche in movimento, gli organi di messa in moto e di arresto, gli assi di trascinamento, facendo però molta attenzione affinché l'olio non raggiunga le pulegge di gomma per il trascinamento.

Verificare le diverse velocità di rotazione del piatto e la regolarità di queste velocità con l'aiuto di un disco strobo-scopico.

Se queste velocità non fossero esatte, è necessario sostituire le rotelle di gomma di trascinamento in quanto potrebbero essere consumate, oppure ovalizzate.

Braccio

Verificare la pressione o forza d'appoggio verticale sul disco; esistono dei piccoli apparecchi che permettono di misurare esattamente la forza d'appoggio della puntina al livello del piatto. Per i bracci e le testine ad alta fedeltà questa forza può avere un valore compreso fra 2 e 7 grammi, e si può regolare con cura per mezzo di contrappesi o di molle di tensione, secondo il valore della pressione raccomandata dal costruttore.

Nel caso il braccio sia fornito di un dispositivo di compensazione della pressione laterale, come abbiamo già detto, è necessario verificare anche questa regolazione.

Verifica all'oscilloscopio

L'equipaggiamento necessario è rappresentato in fig. 1; esso comporta un preamplificatore stereofonico il cui funzionamento deve essere perfetto (la verifica dell'amplificatore per ciascun canale deve essere fatta in precedenza), un oscilloscopio classico e un disco di prova speciale.

Le uscite a destra e sinistra del pick-up sono collegate ai due ingressi corrispondenti del preamplificatore, le uscite corrispondenti di quest'ultimo sono collegate

rispettivamente agli ingressi orizzontale e verticale dell'oscilloscopio (la scansione interna dell'oscilloscopio non viene più utilizzata per il momento).

Prova della testina

Per la prova della risposta del « canale di destra » della testina, scegliere una

banda registrata sul disco di prova in cui sia presente solo la modulazione del canale di destra (alla frequenza di 1000 Hz). Si deve ottenere la traccia orizzontale rappresentata in fig. 2.

La prova della risposta « canale sinistro » della testina si effettua nello stesso modo scegliendo una banda del disco

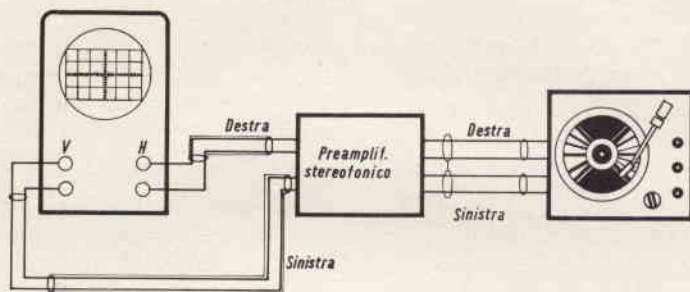


Fig. 1 - Insieme di misura per la verifica del funzionamento dei giradischi.

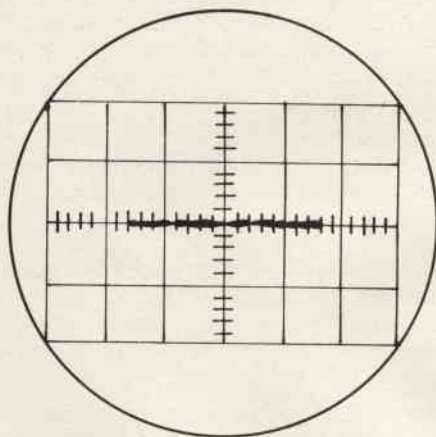


Fig. 2 - Oscillogramma della prova della testina sul canale di destra.

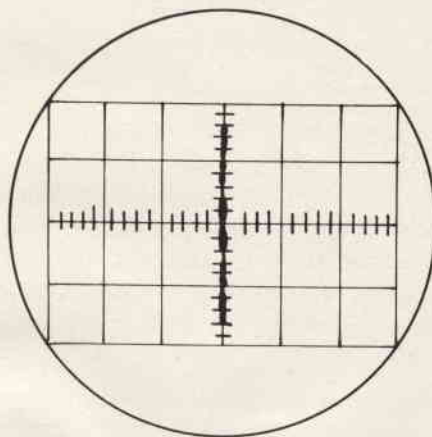


Fig. 3 - Oscillogramma della prova della testina sul canale di sinistra.

in cui sia presente solo la modulazione del canale di sinistra, si deve ottenere in questo caso la traccia verticale rappresentata in fig. 3.

Se questi due primi esami danno dei risultati inversi, si dovrà pensare a un errore di collegamento negli apparecchi di

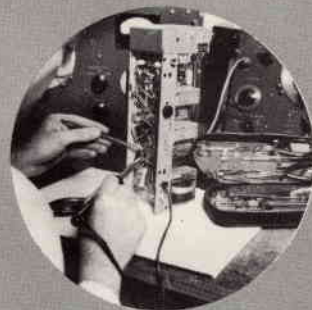
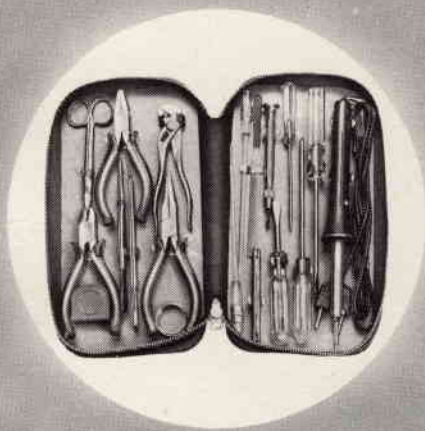
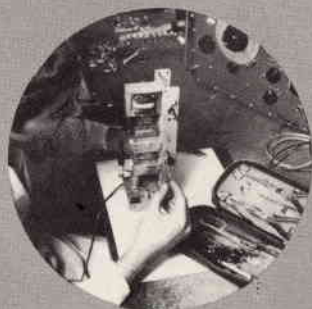
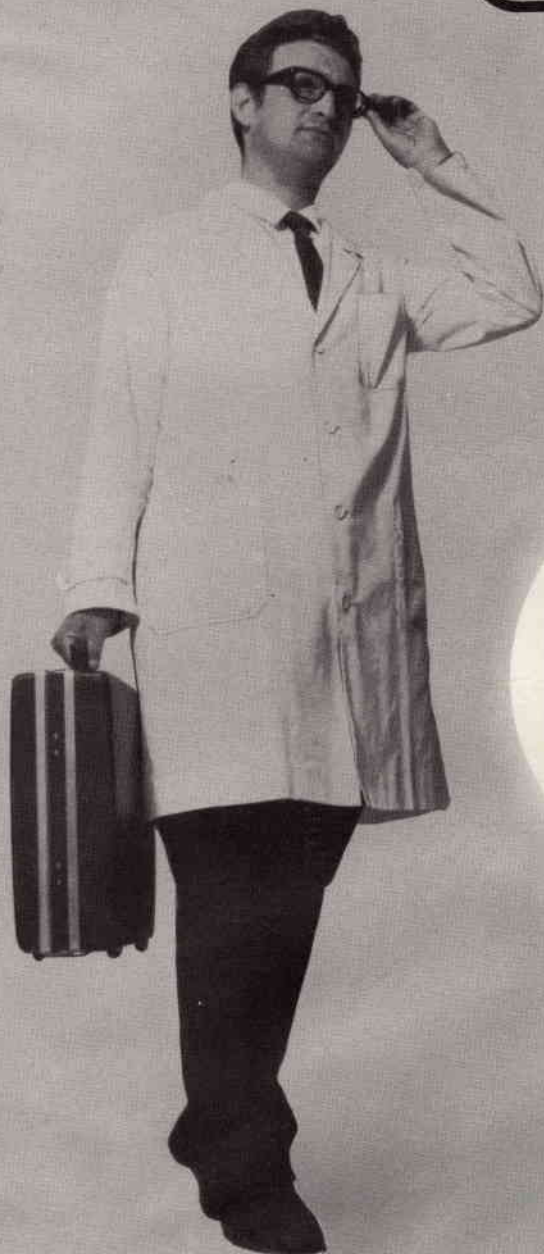
misura. Ma questo fatto potrebbe anche essere dovuto ad una inversione nei collegamenti dei fili sul supporto della testina.

Separazione dei canali

Togliere il collegamento del canale destro che arriva all'ingresso del preampli-

SERIE DI TROUSSE

BERNSTEIN



Per ogni lavoro ci vuole l'attrezzo adatto e per questa necessità, solo « BERNSTEIN » può soddisfare le vostre esigenze, con la serie delle sue incomparabili trousse.

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA

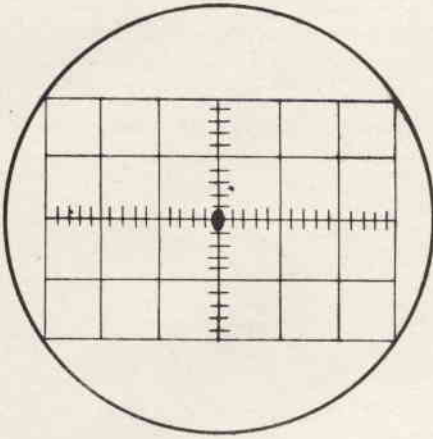


Fig. 4 - Oscillogramma della prova della separazione dei canali.

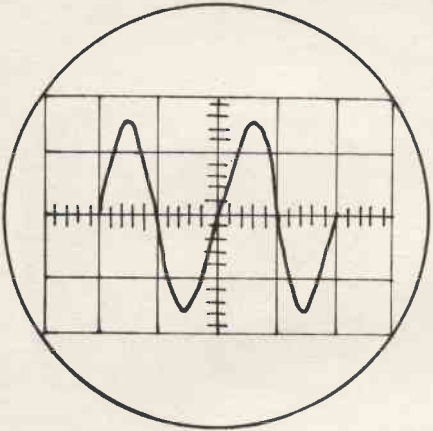


Fig. 5 - Oscillogramma del segnale esatto che si deve ottenere.

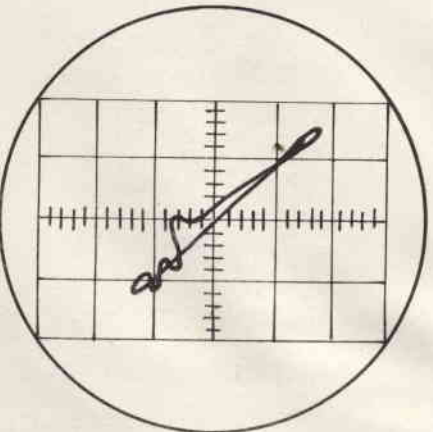


Fig. 6 - Oscillogramma del segnale affetto da una distorsione

ficatore e utilizzare una banda del disco di prova modulato a 1000 Hz unicamente sulla via sinistra. Regolare il guadagno verticale dell'oscilloscopio per ottenere una deviazione verticale totale sullo schermo, per la nostra figura sia di 20 divisioni. Senza toccare le regolazioni dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio, usare un brano del disco di prova a 1000 Hz solo sul canale di destra.

Per una buona separazione dei due canali, vale a dire una bassa diafonia, la traccia sullo schermo dell'oscilloscopio non deve occupare una ampiezza totale superiore a due divisioni (vedere fig. 4). Un simile rapporto d'ampiezza 20/2 cioè 10, corrisponde a una separazione fra i canali di 20 dB; ben inteso un rapporto ancora maggiore è migliore e più favorevole. In seguito, conviene rifare la stessa prova utilizzando il solco sinistro poi quello destro del disco di prova ma con una modulazione di 10.000 Hz. Con questa frequenza, la diafonia è generalmente più aumentata che a 1000 Hz.

Dopo aver effettuato queste due prime verifiche, si passa all'altro canale ristabilendo il collegamento del canale destro che arriva all'ingresso del preamplificatore e togliendo al contrario, il collegamento del canale sinistro. Fare di nuove le due prove a 1000 e a 10.000 Hz come in precedenza ma naturalmente invertendo l'ordine di utilizzazione dei solchi del canale destro, e sinistro indicati in precedenza.

Una buona testina deve dare gli stessi rapporti durante le due prove e questi rapporti devono essere il più elevati possibile.

Controllo dell'insieme braccio-testina

Commutare la deviazione orizzontale dell'oscilloscopio sulla scansione interna (scansione regolata circa a 500 Hz). Impiegare solamente i collegamenti del canale sinistro modulato a 1000 Hz del disco di prova. Regolare esattamente la frequenza di scansione allo scopo di ottenere due cicli sullo schermo dell'oscilloscopio (fig. 5). Quella rappresentata in figura è una riproduzione corretta. Al contrario una distorsione della forma come

quella raffigurata in fig. 6 indica che la puntina non è sottoposta a una pressione corretta sul disco (distorsione di contatto) oppure che la puntina viene sottoposta alla forza centripeta dovuta all'errore della pista definito in precedenza.

In seguito si esegue la stessa prova utilizzando una pista a 1000 Hz del canale di destra del disco di prova e collegando l'uscita al canale di destra del preamplificatore all'ingresso verticale dell'oscilloscopio.

Per una verifica ulteriore, si possono fare le stesse osservazioni anche utilizzando successivamente le piste del canale sinistro e poi di quello destro del disco di prova ma modulato a 10.000 Hz. La frequenza di scansione orizzontale dell'oscilloscopio deve essere regolata a 5000 Hz allo scopo di ottenere due cicli sullo schermo.

Ristabiliamo poi i collegamenti come all'inizio vale a dire come indicato in fig. 1. Esaminiamo quindi il funzionamento in stereofonia e specialmente la possibilità che ha la puntina di seguire simultaneamente le registrazioni del canale di sinistra e del canale di destra del disco. Possiamo dire che una risposta corretta dà come risultato un oscillogramma simile a quello di fig. 7.

Cominciamo la prova con i solchi del disco di prova girati a velocità bassa; poi passiamo successivamente sui solchi seguenti in cui la velocità aumenta ogni volta. Quando si constata un difetto di riproduzione sull'oscillogramma, è consigliabile cercare subito il rimedio senza cercare di passare ai solchi seguenti. Una curva del tipo di quella di fig. 8 indica un difetto di riproduzione sul canale di destra; per correggere questo difetto si deve aumentare la forza antagonista di compensazione della potenza laterale (forza centripeta). Questo dispositivo esiste solamente sui bracci di qualità migliore e deve essere fatta secondo le indicazioni del costruttore. Diciamo quindi che il valore della forza antagonista deve essere modificata secondo il tipo di puntina utilizzata (secondo la forma della punta).

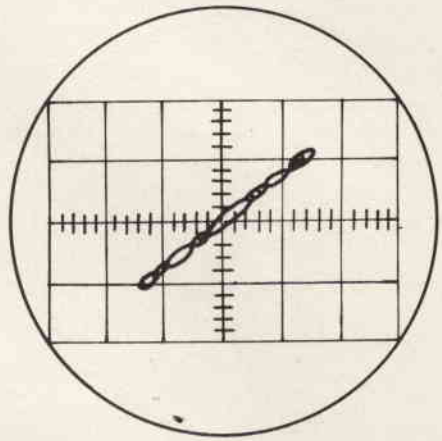


Fig. 7 - Oscillogramma esatto del controllo del canale di sinistra.

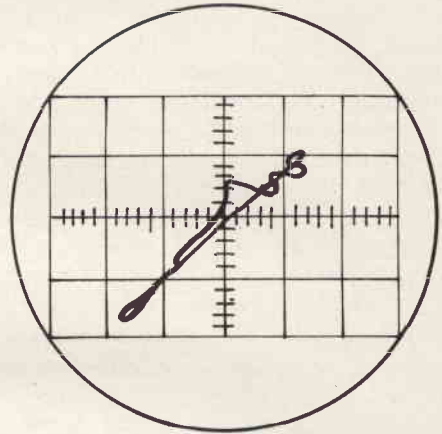


Fig. 8 - Oscillogramma rappresentante un difetto di riproduzione del canale di destra.

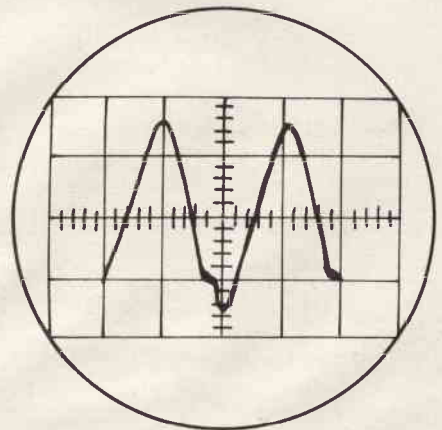


Fig. 9 - Oscillogramma che rappresenta un difetto di riproduzione dovuto alla rotazione del piano orizzontale.

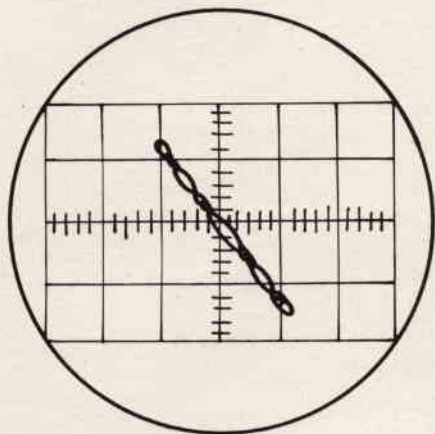


Fig. 10 - Oscillogramma apparentemente normale ma che nasconde un errore di collegamento.

Quando si ottiene di nuovo l'oscillogramma di fig. 7, si può allora passare progressivamente ai solchi o alla velocità sempre più grande e in cui la regolazione esatta è evidentemente sempre difficile da ottenere.

Allo stesso tempo, si deve verificare il valore della forza d'appoggio verticale che è anche molto importante da rispettare o da regolare.

Si deve fare attenzione anche a non creare un difetto inverso durante la regolazione della forza antagonista della potenza laterale. Se questa forza antagonista è eccessiva, è il canale di sinistra che sarà soggetto al difetto e si osserverà allora un oscillogramma del genere di quello di fig. 9. Questo stesso difetto può allora essere dovuto a una durata della rotazione del braccio nel piano orizzontale.

Infine, l'oscillogramma di fig. 10 indica una riproduzione apparentemente normale (confrontare con la fig. 7), ma si avrà un errore di collegamento nel canale destro e sinistro, sia nell'equipaggiamento di misura, sia nelle uscite della testina sul suo supporto.

(Da « Le Haut-Parleur » 1160)

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 - scrivetece 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

FR

FRACARRO RADIOINDUSTRIE

NOVITÀ MICROCENTRALINO PER AMPLIFICARE E MISCELARE FINO A QUATTRO PROGRAMMI

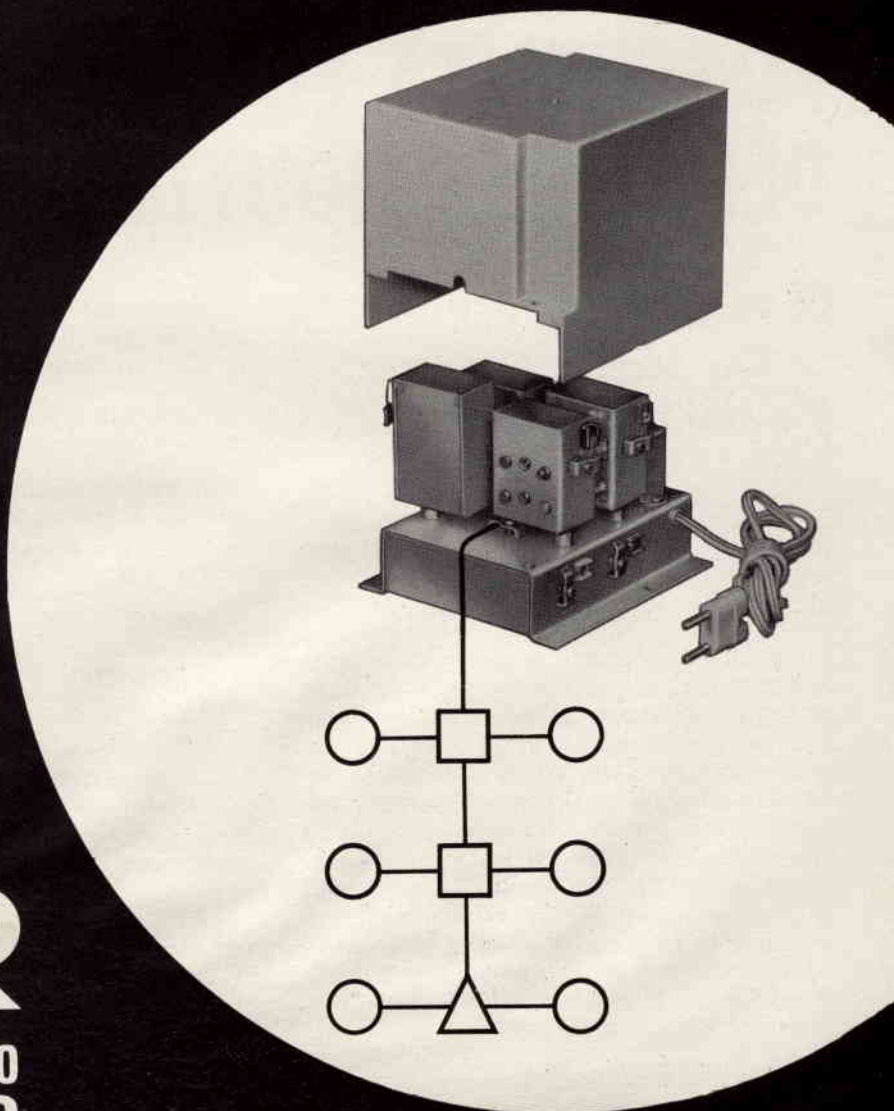
Ad es.:

- Nazionale
- Secondo
- Svizzera 1°
- Svizzera 2°

Adatto per
servire da
1 a 10 prese.

Amplificatori
serie BT
ad innesto
rapido coassiale

Alimentatore
stabilizzato
incorporato,
con protezione
contro il c.c.



FR

CASTELFRANCO VENETO

ANTENNE · SOSTEGNI · IMPIANTI MULTIPLI · APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

SCHEMI

Continuiamo in questo numero la pubblicazione di studi e progetti, con relativi schemi e descrizioni, per dimostrare le molteplici possibilità di applicazione dei circuiti a semiconduttori.

POSSIBILITÀ ED APPLICAZIONI DEI SEMICONDUTTORI

■ RICEVITORE PER ONDE MEDIE CON TRANSISTOR AL SILICIO

Il ricevitore per O.M. secondo lo schema a fig. 1 consta di uno stadio miscelatore, un oscillatore e due stadi di amplificazione di media frequenza.

L'oscillatore lavora a schema a base comune con una corrente di emettitore di 1 mA. Mediante un accoppiamento lasco fra avvolgimento di collettore e avvolgimento primario viene evitata una eccessiva disintonizzazione di frequenza dell'oscillatore alla regolazione dello stadio miscelatore. Il punto di lavoro dell'oscillatore è stabilizzato contro le variazioni della tensione di alimentazione mediante un diodo stabilizzatore al selenio, si ottiene un regolare funzionamento dell'oscillatore anche a metà tensione di alimentazione.

In parallelo al condensatore di accordo dell'oscillatore si trova una resisten-

za da 330 k Ω (R_1) mediante cui si ottiene un'ampiezza di oscillazione costante quasi sul completo campo di frequenza.

Il segnale dell'oscillatore è portato sul miscelatore tramite il condensatore C_1 .

Un'ottima condizione fra amplificazione del miscelatore e rapporto segnale-disturbo si ottiene con un segnale di oscillatore di 110 mV.

Il circuito di antenna è accoppiato allo stadio miscelatore tramite gli avvolgimenti della bobina di aereo ed un condensatore.

Nel dimensionamento del circuito di antenna deve venire raggiunto un compromesso fra un ottimo adattamento al minimo rumore e la selettività del circuito d'ingresso.

L'amplificatore di media frequenza consta di due stadi che lavorano a emettitore comune non neutralizzato. La necessaria selettività è raggiunta mediante due uguali filtri di banda e un circuito filtro a diodo. Ogni filtro di banda consta di due distinti circuiti schermati accoppiati da un avvolgimento supplementare.

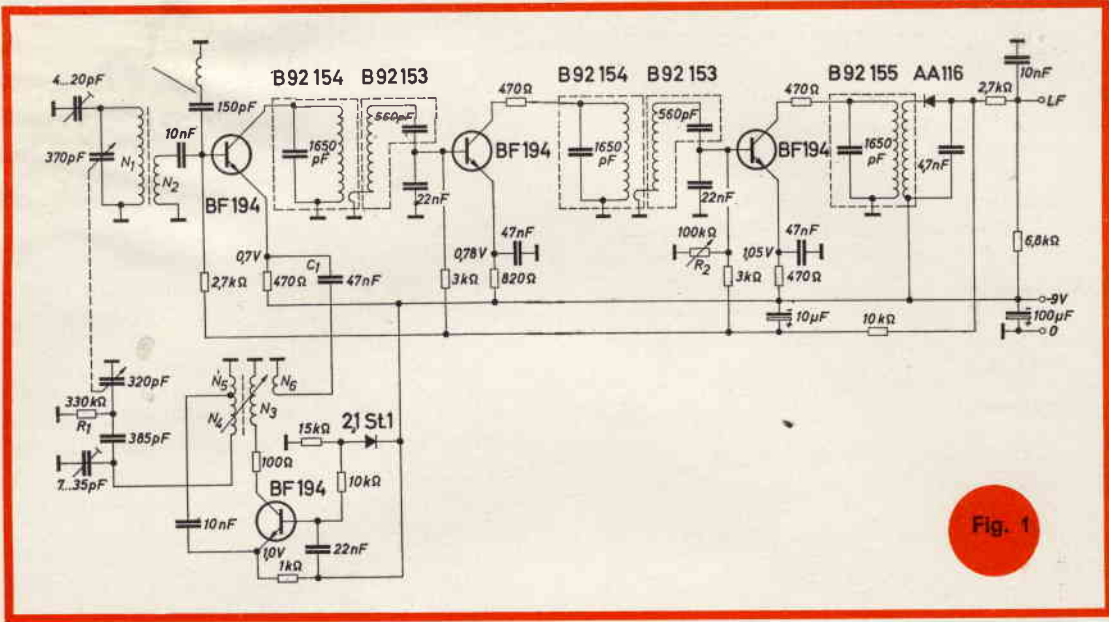


Fig. 1

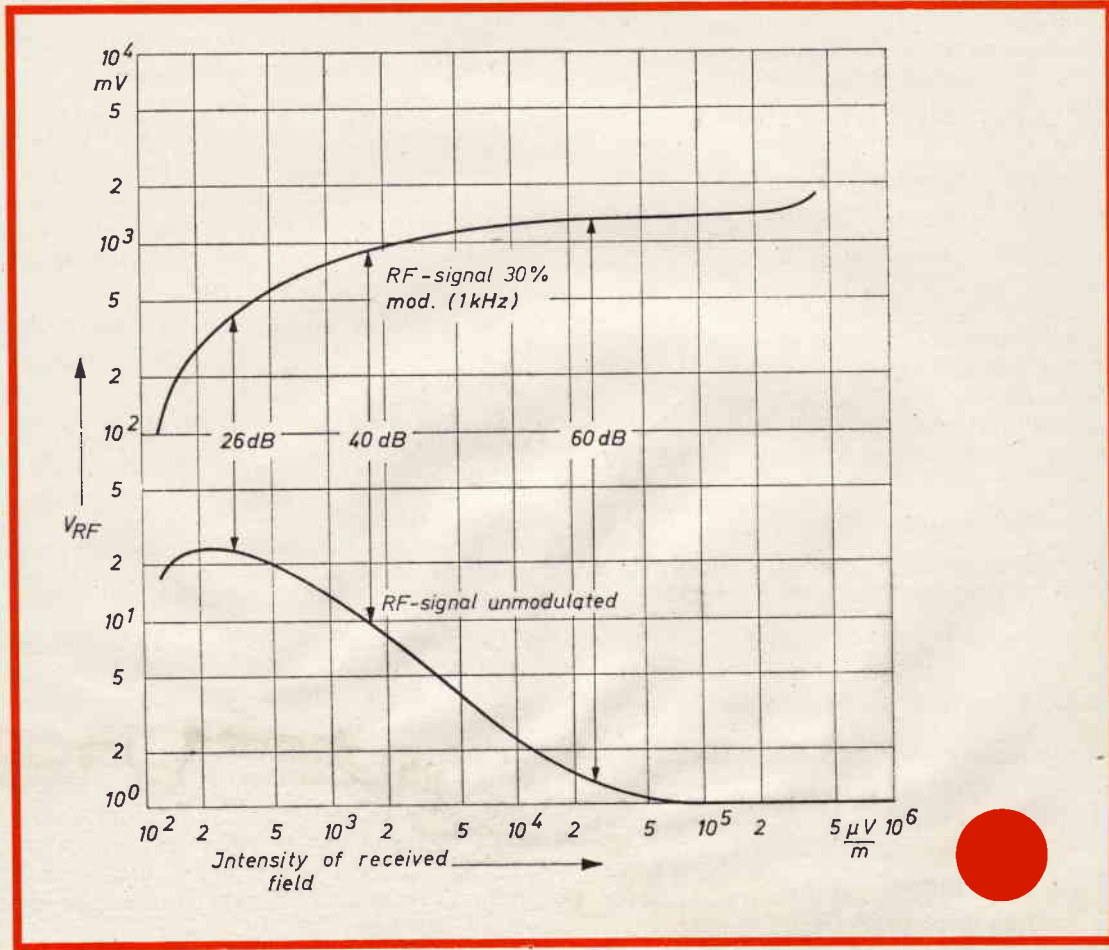


Fig. 2

Ambedue gli stadi di media frequenza e lo stadio miscelatore sono controllati prelevando la tensione di regolazione dopo il diodo rivelatore. I punti di lavoro dei singoli stadi vengono regolati con il potenziometro R_2 .

Il rapporto segnale-disturbo del ricevitore è illustrato dal diagramma a fig. 2.

Dati tecnici:

Tensione di alimentazione	9 V
Corrente di esercizio (non regolata)	6,5 mA
Tensione di ingresso alla base del transistor miscelatore per un rapporto segnale disturbo di 26 dB su una frequenza di 1 MHz	17 μ V
Intensità di campo di ricezione per un rapporto segnale-disturbo di 26 dB	370 μ V/m
Tensione di bassa frequenza su resistenza di carico di 6,8 k Ω con una tensione di ingresso di 17 μ V	40 mV
Tensione di ingresso limite del segnale di bassa frequenza	200 mV
Ammissibile tensione di disturbo alla base del transistor miscelatore per 1% di modulazione incrociata (su 60 Ω , misurata senza circuito di antenna, frequenza utile 1 MHz; frequenza disturbo 1,1 MHz, modulata al 100% con 1 KHz)	11,5 mV

Dati degli avvolgimenti

Circuito di antenna; nucleo a bacchetta di siferrite tipo B61610 - J1011 - X025

$n_1 = 50$ spire di 10 fili di \varnothing 0,05
($L = 240 \mu$ H)

$n_2 = 5$ spire di 10 fili di \varnothing 0,05

Circuito oscillatore

$n_3 = 16$ spire di \varnothing 0,1

$n_4 = 125$ spire di 8 fili di \varnothing 0,05
($L = 150 \mu$ H)

$n_5 = 2,5$ spire \varnothing 0,16

$n_6 = 2$ spire \varnothing 0,16

2 MULTIVIBRATORE MONOSTABILE CON CIRCUITO INTEGRATO DIGITALE

Lo schema a fig. 3 e 4 mostra come può essere realizzato un multivibratore monostabile usando un circuito integrato logico della serie TTL, tipo FLH 101.

Dato che si sfruttano solo due delle quattro porte NAND contenute nell'elemento, si possono, con un solo FLH 101, realizzare due multivibratori monostabili, aggiungendo solo esternamente un condensatore e una resistenza.

A fig. 3 è indicato lo schema con i simboli dei circuiti digitali a « porta » mentre a fig. 4 è riportato lo schema elettrico completo.

In condizione di riposo è presente all'ingresso E una tensione di livello L.

Dato che le due porte sono separate dal condensatore C, all'ingresso Y della seconda porta, attraverso la resistenza R, è presente la condizione di tensione O e sulla sua uscita W la condizione di tensione L, questa viene riportata sull'ingresso Z della prima porta G_1 .

Su ambedue gli ingressi di questa porta esiste allora una tensione L e quindi l'uscita X assumerà un livello O.

Se ora all'ingresso E si ha un breve impulso di livello O, subito all'uscita X la tensione sale al livello L.

Tramite il condensatore C questa tensione L viene riportata sull'ingresso della seconda porta così che anche l'uscita W va a O.

Data la reazione di W verso Z questa condizione viene mantenuta anche dopo che è cessato sull'ingresso E il breve impulso negativo. Quando il condensatore C attraverso la resistenza R si è caricato a un valore tale che all'ingresso Y viene superato il valore della tensione di soglia di 1,4 V, l'uscita W passa di nuovo sul valore di tensione L e tramite l'ingresso Z anche X viene di nuovo commutato su valore O.

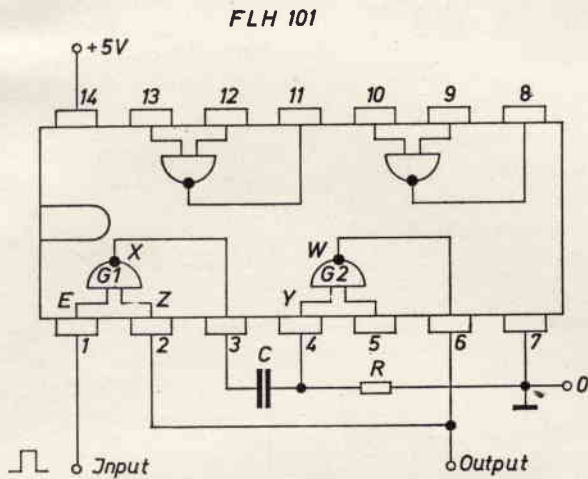


Fig. 3

La durata dell'impulso di entrata in E deve essere minore del tempo della conduzione instabile di commutazione; allora è garantito che se all'ingresso E si presenta di nuovo la tensione L, su Z sia presente la tensione L dopo decorso il tempo di ritardo.

Quando il condensatore C si è scaricato attraverso la resistenza R si ristabilisce di nuovo la condizione stabile del circuito.

La durata della condizione instabile, cioè del tempo di ritardo è proporzionale al prodotto della resistenza R e del condensatore C. La resistenza R può venire variata solo fra valori da 100 Ω a 1 kΩ per venire garantita una sicura commutazione del multivibratore.

La durata della condizione instabile, cioè del tempo di ritardo è proporzionale al prodotto della resistenza R e del condensatore C. La resistenza R può venire variata solo fra valori da 100 Ω a 1 kΩ per venire garantita una sicura commutazione del multivibratore.

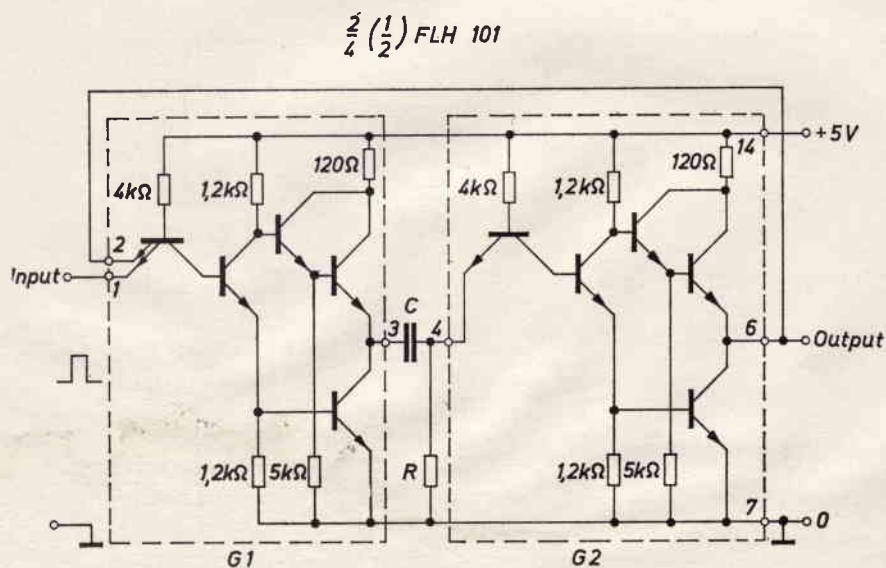


Fig. 4

3 REGOLATORE DI TEMPERATURA DA 160 A 185 °C.

Lo schema elettrico a fig. 5 rappresenta un regolatore di temperatura costituito da un circuito a ponte, in un ramo del quale è inserito il termistore; i punti centrali del ponte sono collegati ad un amplificatore differenziale.

Il tipo di termistore usato, K18, ha una massa relativamente grande e data la sua superficie, con adeguati montaggi, può sopportare vantaggiosamente elevate dispersioni.

La sua forma a bacchetta lo rende adatto per essere inserito entro particolari sonde.

Ovviamente la sua inerzia termica è abbastanza elevata.

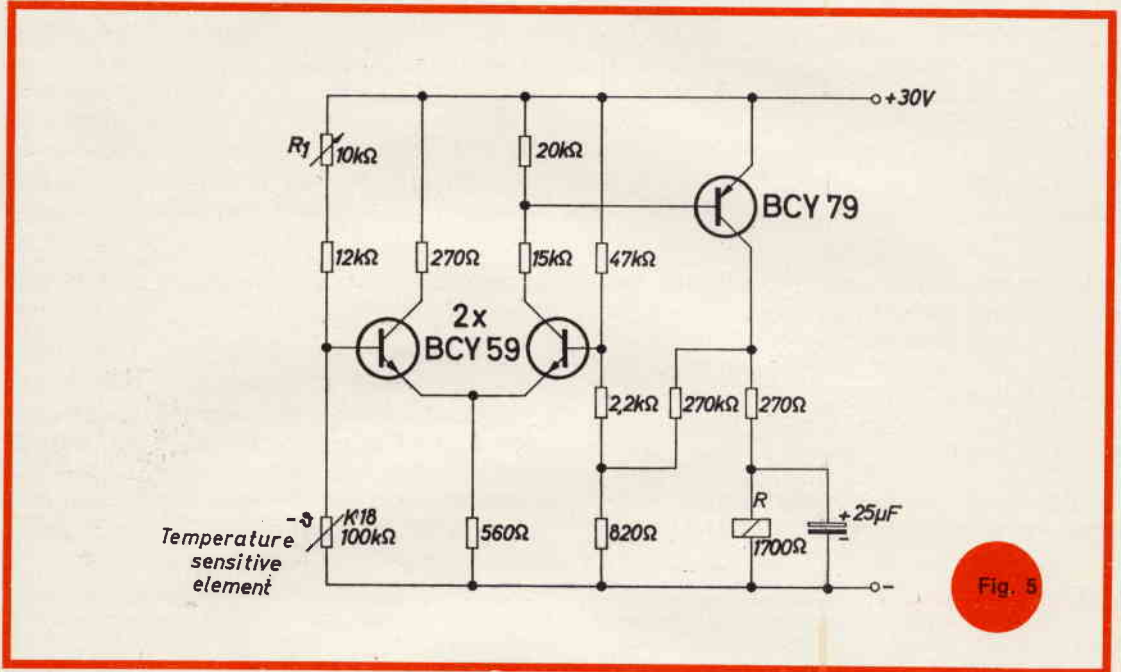


Fig. 5

Al raggiungimento della temperatura, stabilita con la resistenza R_1 , il relé, posto nello stadio finale, viene attratto.

Dati tecnici:

Tensione di esercizio 30 V (—15% sino + 10%)

Campo di temperatura regolabile da 160 sino 185 °C

Temperatura ambiente ammissibile 0° sino 70 °C

Errore di temperatura del circuito (20 sino 70 °C) 0,5 grad

Scarto di temperatura fra attacco e stacco del regolatore 1 grad

Relé R = microrelé N/V 23154/C0722-B104 bobina da 1700 Ω

4 FOTOAMPLIFICATORI CON CIRCUITO INTEGRATO

Il fotointerruttore raffigurato a fig. 6 si compone di un circuito integrato lineare TAA 151 e un transistor BSX 45. Il secondo e terzo stadio del circuito integrato e il transistor finale lavorano come amplificatori mentre il primo transistor del circuito integrato è collegato come diodo, per la stabilizzazione della soglia di intervento.

Per una maggiore ripidità della curva caratteristica di passaggio di questo dio-

do vengono collegati assieme la base e il collettore del transistor. Si raggiunge così una indipendenza del punto di lavoro dalle variazioni della tensione di alimentazione ($\pm 20\%$).

Dato gli accoppiamenti interni antitermici del circuito integrato ne risulta anche una sicura stabilizzazione del punto di intervento alle variazioni della temperatura ambiente.

Il punto della soglia di intervento può essere regolato con la resistenza R_1 .

Il fotoelemento BPY 11, che qui è usato come elemento sensibile, è allacciato all'amplificatore in modo che il potenziale positivo della tensione da lui generata sia affacciato all'ingresso del transistor.

Lo stadio finale viene alimentato da una tensione di 15 V. Mediante una resistenza supplementare di caduta la tensione di alimentazione per il circuito integrato viene ridotta ad un valore ammissibile, in questo caso a circa 3,5 V.

L'amplificazione di tensione ammonta a circa 60 dB, l'amplificazione di potenza a circa 75 dB.

Questo circuito può venire impiegato per funzioni di controllo. Dato il non esattamente definito campo di regolazione non è adatto per l'impiego come interruttore crepuscolare.

Per questo specifico impiego si adatta invece lo schema a fig. 7.

Per l'uso come impiego di interruttore crepuscolare è necessario siano determinati i diversi valori di funzionamento all'attacco e al distacco.

I transistor T2 e T3 pertanto nello schema sono collegati a circuito Trigger. La differenza di tensione fra le soglie di attacco e distacco, la cosiddetta « isteresi » viene determinata dalla grandezza della resistenza comune di emittitore R_3 e dal rapporto delle resistenze di collettore R_4 e R_5 .

Nel circuito integrato TAA 151 i valori di queste resistenze hanno valori di 3,5 k Ω e rispettivamente 330 Ω . Per la resistenza R_3 si hanno favorevoli valori fra 10 e 20 Ω .

Dato l'impiego di una resistenza di emittitore (R_3) in questo schema non si

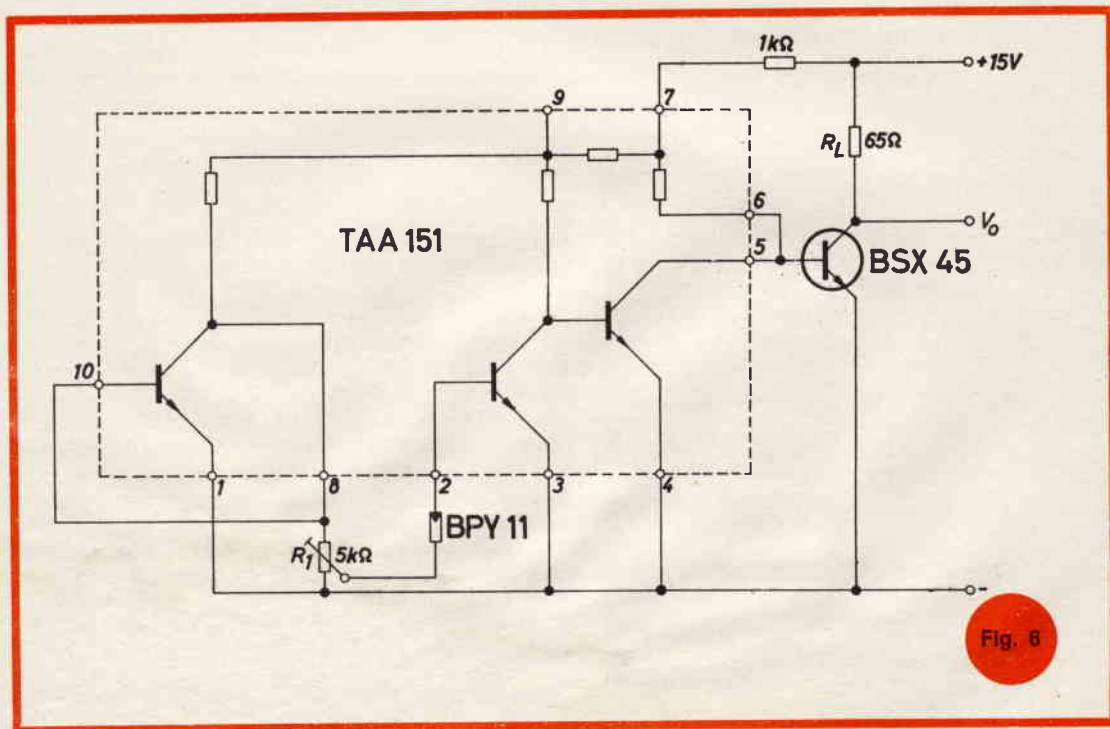


Fig. 8

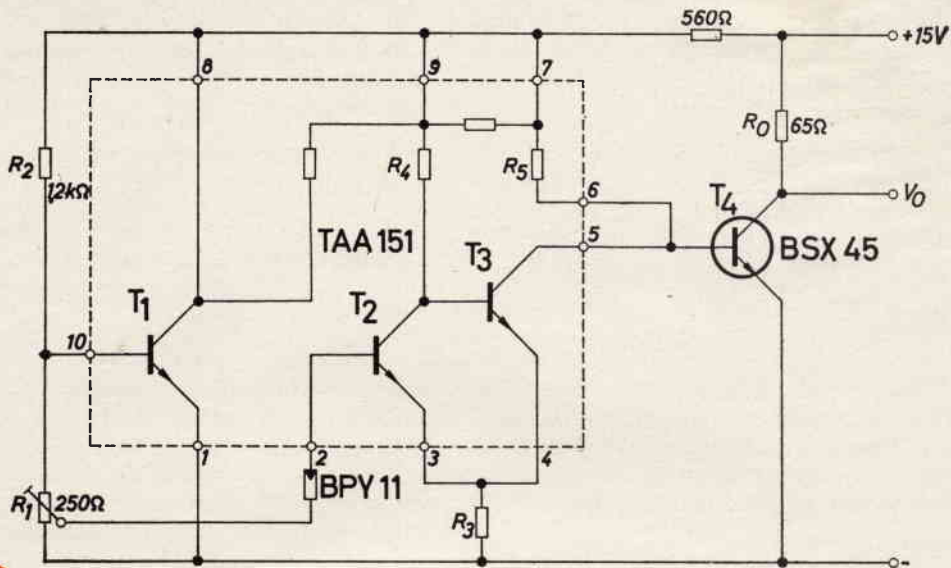


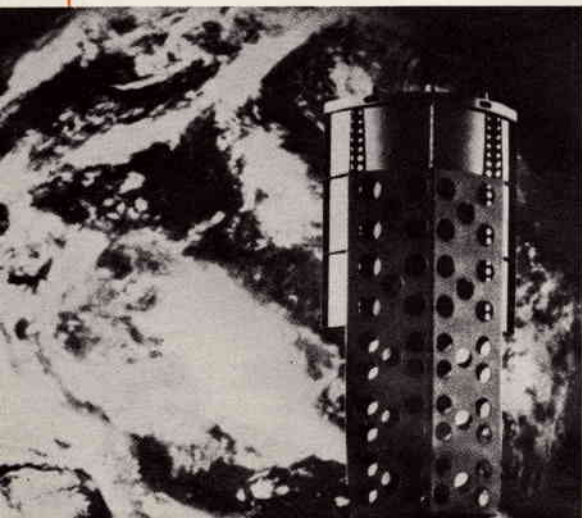
Fig. 7

può ottenere la stabilizzazione del punto di lavoro contro la variazione della tensione di alimentazione e della temperatura a mezzo di un diodo. Si ottiene una stabilizzazione dato che il transistor T1 risulta collegato come un carico variabile in parallelo al Trigger.

Per una variazione della tensione di alimentazione entro $\pm 20\%$ la tensione applicata al Trigger varia solo del $\pm 5\%$.

Il punto di soglia di intervento può venire regolato con la resistenza R_1 .

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



La trasmissione a colori dei recenti giochi olimpici in Europa è stata possibile grazie ad una nuova antenna, la 13-lb.

Lanciata su di un Satellite di Applicazione Tecnologica, essa gira in sincronismo con la terra a circa 35.680 km sopra l'oceano Atlantico, ad Est del Brasile.

Questa nuova antenna, mostrata nella figura è stata ideata per sostituire il vecchio Intelsat III che fu il primo di questo tipo e in questi ultimi tempi pare che non funzionasse egregiamente.

L'antenna, progettata e fabbricata dalla Sylvania, è stata inoltre impiegata dalla NASA per le prime trasmissioni di immagini a colori dallo spazio effettuate dall'Apollo 10

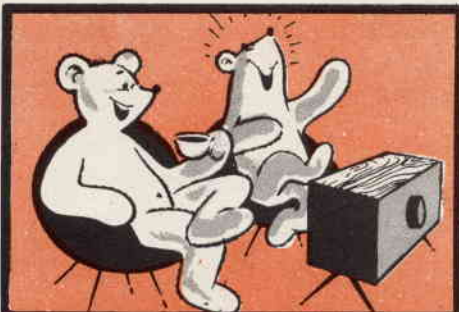
HELLESENS



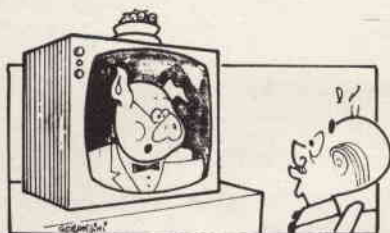
for
transistor
radio



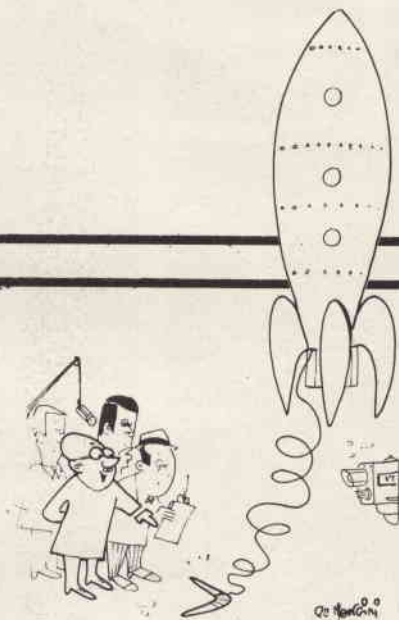
LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO



VIDEO RISATE



• Come prima notizia del telegiornale, Vi informiamo che da oggi comincia il carnevale •.



• E finalmente, con l'applicazione di questo BOOMERANG, possiamo ben dire che anche il nostro paese ha risolto il problema del ritorno sulla terra... •



• ... Poi avvenne qualcosa di straordinario, mamma: l'annunciatore starnuti fragorosamente, e... •

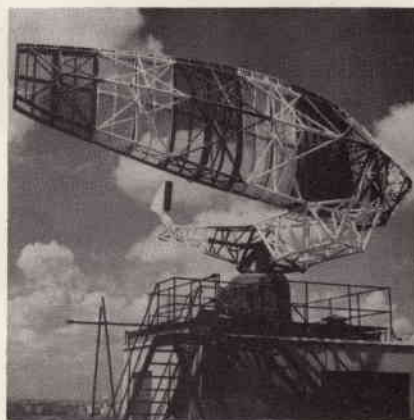


CERVELLI ELETTRICI

di P. Soati



LE COMUNICAZIONI



STORIA DELLE COMUNICAZIONI A DISTANZA

XII parte

LA TELEVISIONE

Come avvenne per il telegrafo ed il telefono, la ricerca di metodi che consentissero la trasmissione a distanza delle immagini, disegni o fotografie, appassionò molti studiosi e tecnici del secolo scorso. Già nel 1842 il fisico scozzese Alessandro Bain, propose un sistema di telegrafo elettrochimico copiante, realizzato con un pendolo trasmittente che oscillava in sincronismo con un pendolo ricevente, che peraltro non diede alcun risultato concreto, cosa che, almeno in

parte, riuscì al Bekewel nel 1847. Il problema fu invece risolto in modo ingegnoso dall'abate Giovanni Caselli, senese (1815-1891), che nel 1855, fra le altre sue invenzioni, presentò il PANTELEGRAFO, il primo apparecchio che consentisse la trasmissione a distanza di scritti e disegni, tramite un collegamento telegrafico e che, grosso modo, corrispondeva all'odierno servizio di telefoto.

Questo apparecchio, che fu impiegato fra il 1866 ed il 1870 per collegare Parigi con Lione, ed in seguito altre località, comprendeva due pendoli aventi la lun-

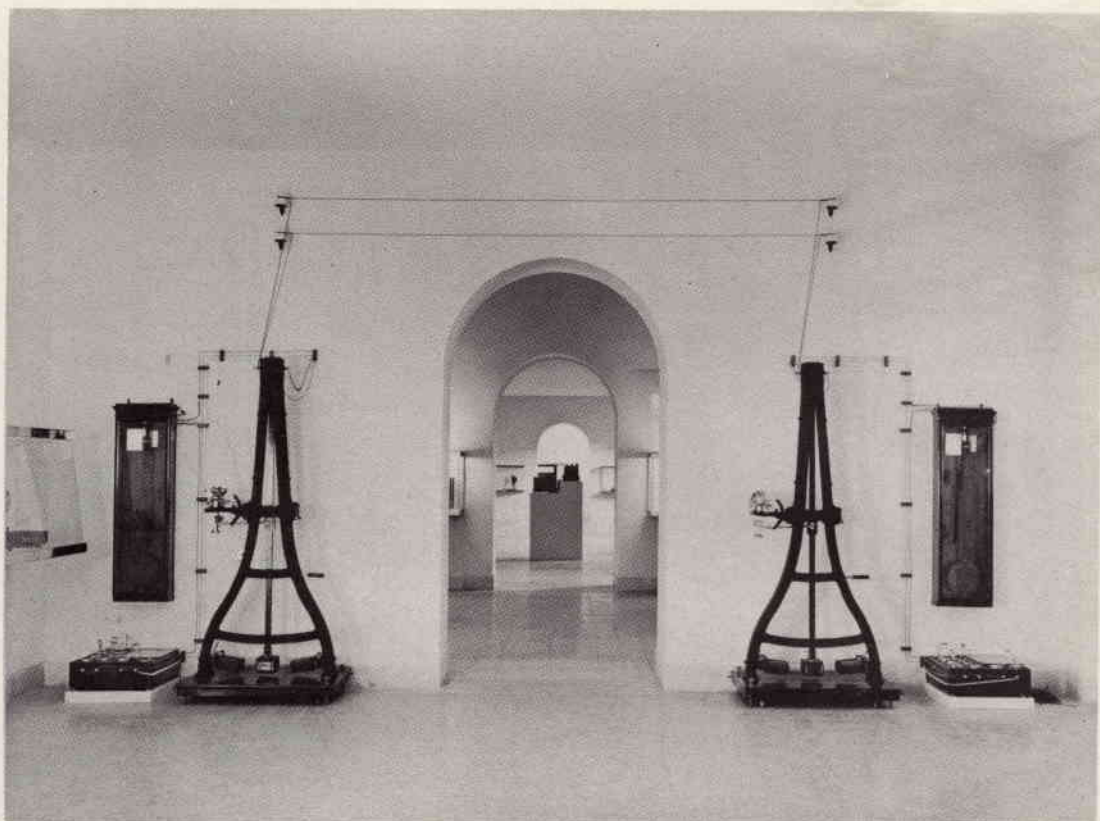


Fig. 1 - Pantelegrafo presentato nel 1855 dall'Abate senese di Giovanni Caselli.

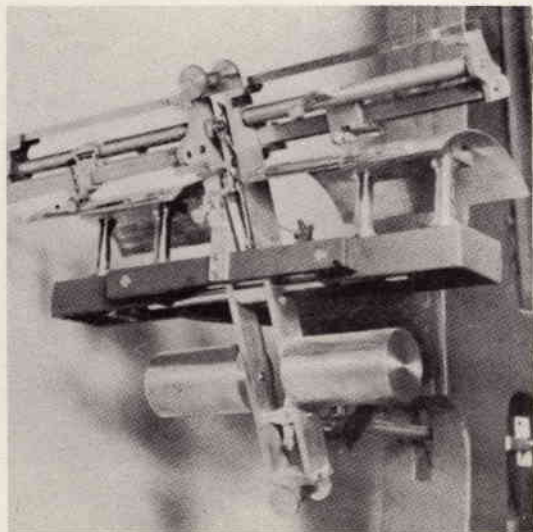


Fig. 2 - Complesso analizzatore riproduttore del Pantelegrafo del Caselli.

ghezza di circa due metri, mantenuti in oscillazione da due coppie di elettrocalamite che venivano eccitate quando la massa del pendolo veniva a trovarsi in corrispondenza delle loro estremità e che si diseccitavano quando il pendolo raggiungeva una posizione prestabilita, in modo da consentire il suo ritorno. L'eccitazione e la diseccitazione delle elettrocalamite era comandata da due pendoli, detti pendoli piloti, azionati da un movimento ad orologeria, in modo da assicurare il perfetto sincronismo agli altri due pendoli scriventi.

Il complesso analizzatore-riproduttore era montato su ciascun pendolo. L'alimentazione veniva fornita da batterie di pile, tanto nel posto trasmittente quanto in quello ricevente.

L'istante di apertura e di chiusura dei circuiti delle elettrocalamite, cioè la dif-

ferenza di fase fra i due pendoli, era regolabile mediante una vite a passo metrico, disposta sui pendoli pilota.

L'immagine da trasmettere, che era tracciata su una lamina di stagnola con dell'inchiostro grasso ed isolante, era esplorata per linee parallele successive, da una punta metallica. Quando questa trovava una zona ricoperta dall'inchiostro, la corrente si interrompeva; in questo istante, alla estremità della linea ricevente, un apposito dispositivo lasciava passare la corrente tra la punta di ferro del riproduttore ed un foglio di carta imbevuto di ferro-cianuro di potassio, che si scomponeva in ferro-cianuro ferrico, cioè blu di Prussia, lasciando sul foglio una traccia.

Gli esemplari originali di questo dispositivo, autentico precursore dei moderni apparecchi televisivi, sono conservati presso il CONSERVATOIRE DES ARTS ET METIERS di Parigi.

Nel 1875 l'americano Carey tentò di realizzare qualcosa di simile all'occhio

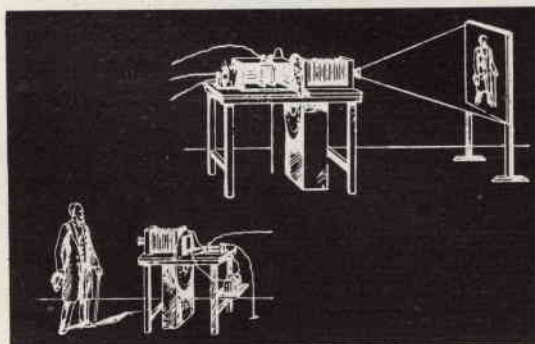


Fig. 4 - Un disegno originale del brevetto di P.G. Nipkov (Philips).

umano, cioè una specie di retina artificiale. L'apparecchio consisteva in una piastra di materiale isolante sulla quale era deposto uno strato di cloruro d'argento sensibile alla luce, che era attraversata da numerosissimi fili, molto sottili, di platino e appena affioranti dallo strato sensibile di argento. Detti fili erano utilizzati a coppie, con un capo in comune inserito in un circuito elettrico comprendente una pila ed un ricevitore. Il circuito veniva chiuso tramite un fascio di conduttori che dal ricevitore andavano ai capi liberi delle coppie. Mediante una lente si riproduceva l'immagine da trasmettere sullo strato di argento sensibile ed a seconda della intensità della luce dei vari punti dell'immagine, cioè della tonalità, veniva emessa una più o meno grande quantità di argento, cosa questa che modificava la resistenza elettrica ai capi delle coppie.

Tale apparecchio in pratica non fu mai realizzato per il fatto che, mentre la retina dell'occhio umano possiede la **porpora visiva**, che si rigenera rapidamente,

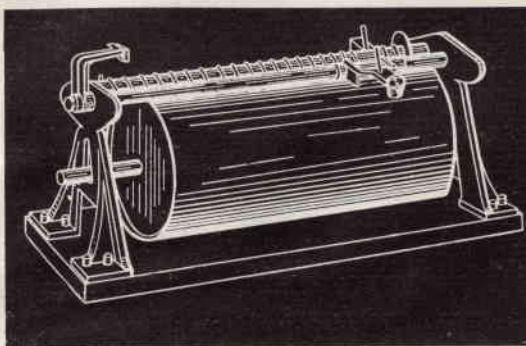


Fig. 5 - Il telegrafono di V. Poulsen l'inventore della radiotrasmissione ad arco (Philips).

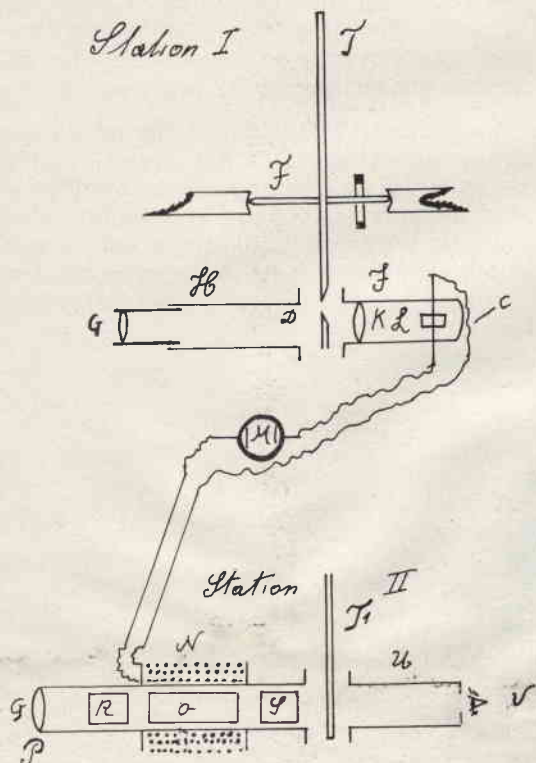


Fig. 3 - Il disco Nipkov da un disegno originale dell'epoca.

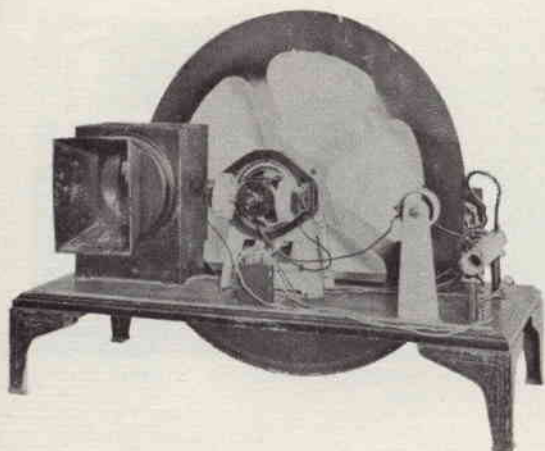


Fig. 6 - Televisore di Baird con disco.

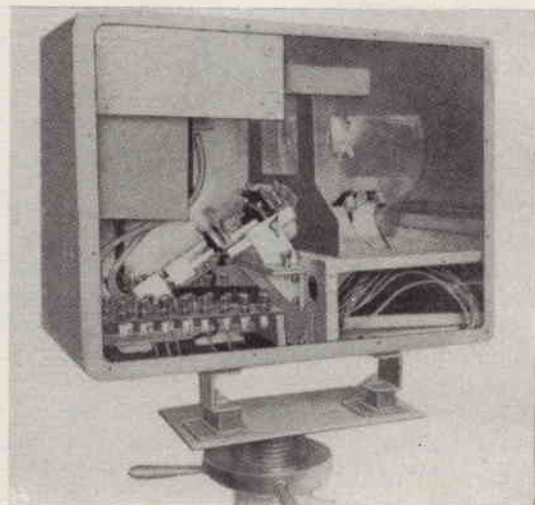


Fig. 7 - Una telecamera con l'iconoscopio realizzata nel 1936 dal russo V.K. Zworykin (Philips).



Fig. 8 - Due ricevitori tipici di televisore - spirale di specchi con lampada al sodio e tubo catodico - Impianto E.I.A.R. - Anno 1935.

e quindi è sempre pronta a ricevere nuove impressioni, il processo di trasformazione argento cloruro-argento metallico, avveniva soltanto in una direzione unica e non consentiva di ottenere un rapido processo di rigenerazione, come sarebbe stato necessario.

Contemporaneamente al Carey molti altri studiosi tentarono di risolvere il problema della trasmissione delle immagini sfruttando le proprietà del selenio, che il Becquerel aveva già messo in evidenza nel 1838 in una sua esposizione che trattava dei fenomeni della traduzione della luce in corrente elettrica.

Fra questi si devono citare il russo Stoliétov, che fu uno dei primi costruttori della fotocellula, il professore portoghese De Paiva (1878), l'italiano Perosino (1879), l'americano Bell, il francese Senlecq, e così pure Shaw e Baldwin, che in genere limitarono l'impiego del selenio ai soli apparati trasmettenti. Il processo più interessante fu senz'altro quello del Senlecq che suggeriva una modifica sostanziale dell'apparecchio del Carey, utilizzando, per analizzare l'immagine, uno specchio vibrante ed una fotocellula; soluzione molto ingegnosa per quell'epoca.

In ricezione il Senlecq ricorreva all'uso di uno specchio analogo a quello trasmettente, il cui movimento era mantenuto in sincronismo con esso, in combinazione con una sorgente di luce che veniva modulata dalle correnti fotoelettriche trasmesse. Anche in questo caso tuttavia si

a transistor



Costruzione realizzata dalle

Officine Meccaniche Antonio Banfi

convertitore VHF/UHF

per la ricezione del 2° programma TV su qualsiasi televisore

bande ricevibili (IV + V in UHF)	Mc/sec	470-860
impedenza d'ingresso, simmetrica	Ohm	240/300
uscita simmetrica	Ohm	240/300
alimentazione	Volt	125/220
dimensioni	cm	18x12x6

Collegare con platina da 300 Ohm l'antenna del televisore alla presa TV del convertitore, inserire gli spinotti delle antenne VHF/UHF nelle corrispondenti prese del convertitore, ed introdurre la spina di alimentazione del televisore nella presa rete TV del convertitore, e quella di alimentazione del convertitore nella presa di rete.

Complessi meccanici delle
Officine di Precisione

ENGELMANN

Antonio Banfi

20021 BARANZATE/MILANO VIA MONTE SPLUGA 16 - TEL. 990.1881 (4 LINEE)



trattò più che altro di una esposizione teorica che non ebbe alcuna applicazione pratica.

Da notare che nel 1877 il Sawyer, per la prima volta, aveva messo in pratica il concetto dell'analisi dell'immagine per elementi successivi, usando una sola fotocellula per effettuare la traduzione luce-corrente, mentre in ricezione sfruttava il fenomeno della persistenza delle immagini sulla retina.

Nel 1890 fu pubblicato un trattato del Le Blanc nel quale, oltre ad essere passati in rassegna tutti i metodi destinati agli esperimenti dell'epoca sulla trasmissione delle immagini a distanza, si consigliava di collocare nell'apparecchio ricevente una specie di otturatore fissato meccanicamente ad una ancora di ferro, e comandato da un elettromagnete, allo scopo di lasciar passare in maggiore o minore misura un fascio di luce che doveva provenire da una sorgente fissa e costante, posta dietro l'otturatore stesso.

Una proposta del genere fecero nel 1881 i professori inglesi Ayrton e Perry, che per effettuare la regolazione del fascio di luce, fissarono una sottile lamina di alluminio su un ago magnetico posto all'interno di una bobina sferica, in modo che veniva a ricoprire interamente l'apertura della bobina stessa quando in essa non circolava corrente. Essi costruirono altresì un apparecchio dimostrativo di televisione elettrica, nel quale si faceva uso di uno dei suddetti relé.

Comunque l'autentica pietra miliare dello sviluppo della televisione fu dovuto all'invenzione del fisico tedesco Paolo Nipkow (1860-1940), che egli brevettava nell'anno 1884.

Il dispositivo in questione, e che è noto con il nome di DISCO DI NIPKOW, è mostrato, nel suo schema originale, in figura 3. In essa si può osservare la stazione trasmittente « I » nella quale un obiettivo « G » produce una immagine reale sulla superficie del disco « T » forato a spirale. « K » rappresenta un condensatore ottico avente lo scopo di concentrare i raggi luminosi sulla cellula al selenio « L ». Il disco forato, noto anche con il nome di disco analizzatore, veniva fatto ruotare

a velocità costante da un motore ad orologeria. Nella stazione ricevente « II », le correnti fotoelettriche erano inviate alla bobina « N » che circondava un tubo riempito di solfuro di carbonio. « R » e « S » stanno ad indicare il polarizzatore e l'indicatore, mentre « P » rappresenta la sorgente costante di luce. Le variazioni della corrente che circolavano nella bobina « N » si tramutavano in variazioni dell'intensità luminosa del campo visivo nel quale si riproduceva l'immagine.

Il dispositivo del Nipkow è da considerare senz'altro il prototipo di un relé di luce privo di inerzia. La corrente permanente, cioè la corrente corrispondente alla piena oscurità che passava attraverso la cellula al selenio, veniva adeguatamente compensata mediante degli adatti dispositivi.

Nel punto « V » l'immagine doveva essere osservata direttamente dall'occhio dato che l'illuminazione era insufficiente per consentirne la proiezione su uno schermo.

Il Nipkow, che aveva battezzato il suo apparecchio con il nome di TELESCOPIO ELETTRICO, propose fin da quei tempi la televisione stereoscopica e l'uso dei raggi infrarossi per la produzione delle immagini nell'apparecchio ricevente. Queste sue proposte furono in seguito prese in considerazione dal Baird nel 1926. Nel 1890 il Sutton pubblicò un progetto di televisione nel quale si faceva uso di disco di Nipkow azionato sincronicamente in entrambe le stazioni, ricevente e trasmittente, da una ruota fonica di Le Cour. Quale relé di luce veniva proposto un dispositivo elettro-ottico simile alla cellula di Kerr che da poco tempo era impiegata in Germania.

Nel 1889 il Weiler ideò una ruota a specchi caratterizzata dal fatto che ogni specchio aveva una inclinazione differente verso l'asse di rotazione di modo che, con un raggio luminoso, era possibile esplorare una serie di linee parallele. Anche questa idea venne ripresa molto più tardi negli Stati Uniti ad opera dell'Alexander.

Nel 1898 molta attenzione fu rivolta ad un televisore descritto da Szezepanik,

Alimentatori

G.B.C.
italiana



SERIE KK e SERIE HT

TIPO	POT.	ENTRATA	USCITA	USO
KK/0003-00	1,5 W	12 ÷ 16 Vc.c.	7,5 Vc.c. Stabilizzati	EL 3302
KK/0003-02	2	12 ÷ 16 Vc.c.	6 Vc.c. Stabilizzati	
KK/0003-04	2	12 ÷ 16 Vc.c.	9 Vc.c. Stabilizzati	EL 3303
KK/0003-06	3,5	12 ÷ 16 Vc.c.	9 Vc.c. Stabilizzati	RG 50
HT/4122-00	2	220 Vc.a.	7,5 Vc.c.	EL 3302
HT/4202-00	2	220 Vc.a.	9 Vc.c.	EL 3303
HT/4192-00	2	220 Vc.a.	9 Vc.c.	

del quale fu anche realizzato un esemplare. La parte più importante di questo apparecchio era costituita dal dispositivo per la scomposizione delle immagini, formata da due specchi oscillanti, uno dei quali provocava il moto del punto esploratore (spot) in senso orizzontale e l'altro nel senso ortogonale al primo. Nello stesso anno il Dussand costruiva un televisore che aveva una straordinaria somiglianza con i televisori che furono costruiti, in seguito, negli anni 1927-1929.

Nel 1891 il fisico Marcello Brillouin espresse l'opinione che il problema della trasmissione delle immagini a distanza avrebbe potuto essere risolto soltanto se si procedeva alla scomposizione delle immagini in aree elementari e che, trasmettendo successivamente ciascuna area, si sarebbe potuto ottenere in ricezione, con un sistema analogo, la ricomposizione dell'immagine. Nel 1904 il professore Arturo Korn decise di sfruttare le proprietà possedute dal selenio. Questo metalloide era stato scoperto nel 1873 dall'ingegnere inglese Smith, e un assistente del quale, di nome May, dopo una serie di esperienze aveva constatato come la resistenza elettrica di questo materiale venisse modificata, in modo proporzionale alla intensità di una radiazione luminosa.

L'apparecchio costruito dal Korn era formato da un cilindro di vetro che veniva sottoposto contemporaneamente ad un movimento di rotazione e ad un altro di traslazione lungo un asse. Sul cilindro era fissata la pellicola fotografica che si doveva trasmettere. La luce emessa da una lampada di Nerst, veniva concentrata sulla superficie della pellicola che attraversava, pervenendo ad un prisma collocato nell'interno del cilindro.

Il raggio luminoso che proveniva dal prisma colpiva una cellula selenio i cui terminali facevano capo ad una sorgente di corrente continua. In questo modo l'intera superficie della pellicola era esplorata dal fascio luminoso, dato che essa era fissata al cilindro di vetro in movimento.

L'intensità della luce che attraversava la pellicola variava a seconda delle zone d'ombra, più o meno accentuate, che essa

incontrava provocando nella cellula al selenio delle corrispondenti variazioni di resistenza elettrica alle quali corrispondevano altrettanti variazioni di corrente che venivano inviate alla lampada ricevente. Queste variazioni di corrente causavano altrettante variazioni dell'intensità del raggio luminoso della lampada che serviva ad impressionare una pellicola fotografica fissata su un cilindro di vetro che ruotava in perfetto sincronismo con quello dell'apparato trasmittente.

Il suddetto apparecchio, dopo aver subito delle radicali modifiche allo scopo di eliminare alcuni inconvenienti dovuti all'instabilità del sincronismo e all'inerzia della lampada, fu installato per la prima volta, nel 1904, sulla linea telefonica Monaco-Norimberga.

Il tempo necessario per trasmettere una fotografia era di circa 40 minuti, tempo che nel 1905 fu ridotto a meno di 15 minuti.

Il principale inconveniente, che era quello di richiedere la riproduzione fotografica dell'immagine da trasmettere, fu eliminato ad opera del professor Marcello Belin di Nancy.

Allo scopo di trasmettere immagini a distanza il Belin fece uso di una camera oscura, nella quale aveva incorporato alcune celle al selenio, su cui veniva proiettata l'immagine di trasmettere. Le variazioni di corrente, corrispondenti alle variazioni dell'intensità luminosa provocata dall'immagine sulle cellule, erano trasformate, nell'apparecchio ricevente, in altrettante variazioni di resistenza e quindi di corrente, che servivano ad azionare una serie di aghi predisposti per forare l'intera superficie di un foglio di carta. I fori che si ottenevano erano disposti ad uguale distanza fra di loro, ma la loro dimensione era proporzionale all'intensità di corrente ricevuta.

L'insieme dei fori costituiva l'immagine negativa ricevuta che poteva essere riprodotta in un qualsiasi numero di copie. A questo apparecchio il Belin diede il nome di Telegrafoscopio.

Lo stesso Belin realizzava successivamente un altro apparecchio per la trasmissione delle immagini fotografiche che si

basava sul principio delle variazioni di spessore che si formano nello strato fotografico di gelatina bicromata e che misurano esattamente i contrasti dell'immagine. Egli aveva infatti notato che, quan-



Fig. 9 - Moderna telecamera a circuito chiuso della G.B.C.

do la gelatina bicromata era impressionata e sviluppata, si avevano dei rilievi che, per quanto minimi, erano proporzionali al contrasto dell'immagine. Nell'apparecchio trasmettente una punta di zaffiro, messa a contatto della fotografia posta su un cilindro ruotante, vibrava in modo diverso a seconda delle zone di contrasto esplorate. A tale apparecchio venne dato il nome di Telestereografo.

Un altro notevole contributo alla teleidrografia fu dato dal belga Carbonelle che realizzò il cosiddetto **Autogreveur**, il cui trasmettente era costituito da un foglio di carta metallizzata, fissato su un cilindro, con l'immagine o il disegno riprodotti con dell'inchiostro grasso. Il circuito, costituito dal foglio metallizzato e dallo stilo, riceveva una tensione che provocava una corrente variabile a seconda delle zone di contrasto incontrate dallo stilo stesso. Naturalmente la scoperta delle proprietà delle cellule al selenio e quella del disco di Nipkow aumentarono il fa-

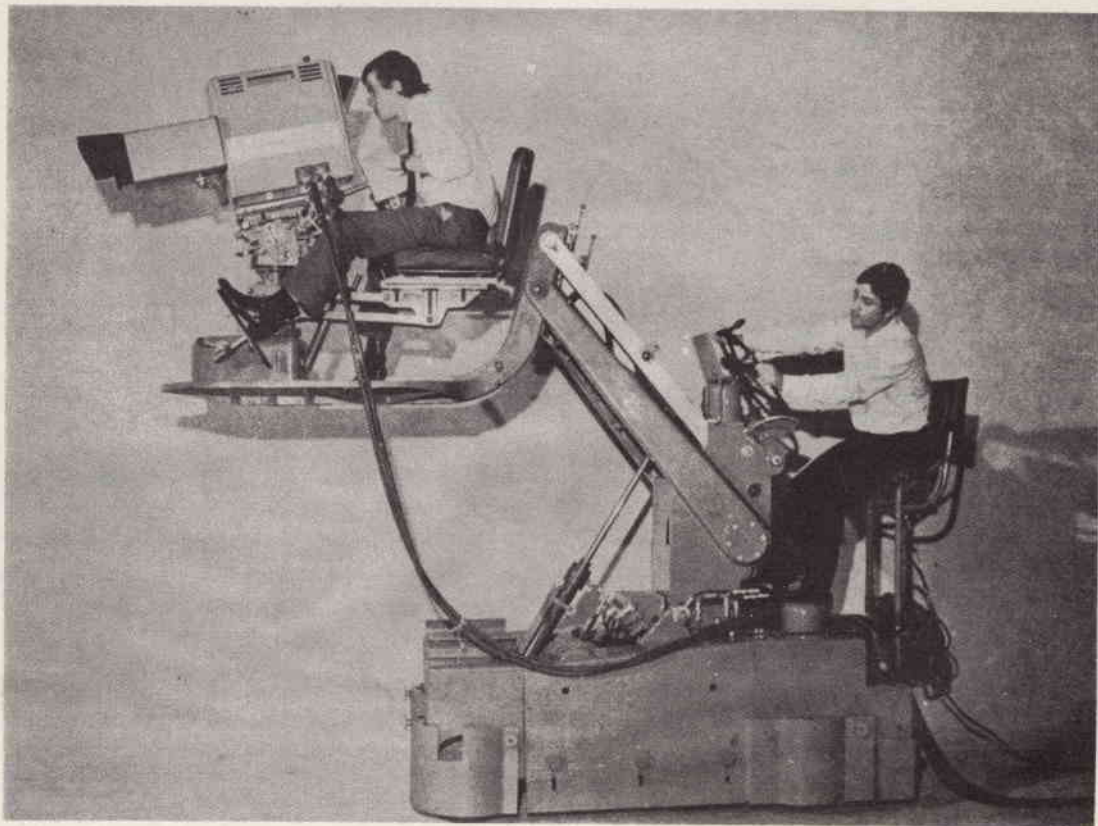


Fig. 10 - Camera televisiva mobile su gru impiegata nei moderni studi televisivi.

scino del problema che da tempo assillava studiosi e tecnici di quell'epoca, e se il periodo della prima guerra mondiale, che va dal 1914 al 1918, provocò una certa stasi negli esperimenti destinati a trovare la risoluzione definitiva, esso fu sfruttato per migliorare le caratteristiche delle valvole termoioniche che in quel tempo erano adoperate più che altro per applicazioni sperimentali. Ciò naturalmente fu della massima utilità, perché senza il loro uso la televisione non avrebbe potuto affermarsi.

Fu perciò nel 1925 che John Lodge Baird poteva effettuare da Londra la prima trasmissione televisiva vera e propria. Egli aveva adoperato un disco di Nipkow con 30 fori ed una fotocellula in trasmissione, ed una lampada al neon in ricezione. L'immagine risultava perciò scomposta in trenta righe d'analisi verticali; un'immagine certamente molto approssimativa ma che comunque segnò l'inizio di una nuova serie di esperimenti che nel volger di pochi decenni consentirono agli studiosi di divorare letteralmente le tappe, fino a giungere alla televisione a colori e, forse più presto di quanto si possa credere, alla televisione in rilievo, dato che a quanto pare in Cecoslovacchia si sono già ottenuti, a questo proposito, degli ottimi risultati.

Studiosi di tutto il mondo diedero il loro contributo al successo finale. E' qui il caso di citare gli italiani Banfi e Castellani, i francesi Barthelemy e Valensi, i tedeschi Schroteur e Karolus, gli americani Ives, Jenkins, Alexanderson e Conrad, ma evidentemente il problema si avviò verso la risoluzione definitiva (almeno per adesso...), con la costruzione da parte del russo Zworykin, residente negli Stati Uniti, dell'iconoscopio il quale, dopo aver subito notevoli perfezionamenti, rappresenta ancor oggi l'organo base dei moderni trasmettitori televisivi unitamente al cine-scopio, usato nei ricevitori TV che deve la sua origine agli studi del Crookes che consentirono a Karl Ferdinand Braun (1850-1918), professore di fisica tedesco,

di costruire il tubo a raggi catodici, da cui derivano, per l'appunto, i moderni cinescopi.

E' qui il caso di segnalare come l'ing. Banfi sia stato l'inventore ed il presentatore di un sistema di televisione, elaborato nel 1925, presso il laboratorio della prima rivista italiana di radiotecnica, edita dalla casa editrice Sonzogno « LA RADIO PER TUTTI ».

Tutte le trasmissioni sperimentali effettuate dall'EIAR vennero da lui realizzate, compresi i primi impianti televisivi di Milano e di Roma nell'anno 1939, naturalmente con la collaborazione di altri valenti tecnici.

La televisione, mediante speciali circuiti, noti con il nome di **circuiti chiusi** ha avuto un rapido sviluppo anche nel campo delle applicazioni industriali consentendo di effettuare dei controlli che in passato non erano possibili o che comunque erano da considerare pericolosi per l'uomo. Numerose sono le applicazioni di questo genere di televisione, come ad esempio il controllo del pubblico nei grandi magazzini, allo scopo di evitare furti, il controllo dei punti nevralgici del traffico stradale, il controllo degli assegni o di altri documenti nelle banche, negli istituti scolastici ed in modo particolare nelle cliniche universitarie dove gli studenti possono seguire direttamente le fasi degli interventi che avvengono in sala operatoria.

Un'altra recentissima applicazione della televisione è la cosiddetta PICTUREPHONE, ossia il Videofono, che consente di parlare con una persona che si trova a distanze anche superiori ad alcune centinaia di chilometri e di vederne contemporaneamente l'immagine su un apposito schermo. Questo sistema già in funzione in alcune città degli Stati Uniti (il costo di una conversazione visiva fra Washington e Chicago è di circa 18.000 lire), dopo aver subito le opportune semplificazioni, si diffonderà certamente in tutto il mondo con la stessa rapidità del telefono.

(continua)

1 34 MOSTRA NAZIONALE RADIO TELEVISIONE

L'Ing. Luigi Baggiani, Presidente dell'ANIE, nel discorso inaugurale della 34ª Mostra Nazionale Radio Televisione e della 6ª Esposizione Europea Elettrodomestici nonché del 6° Salone Internazionale Componenti Elettronici, ha messo in luce che le ragioni che condizionano l'andamento negativo del settore radiotelevisivo sono molteplici e di diversa natura.

Riportiamo il brano del discorso che svolge questo importante argomento, in cui è naturalmente trattata la questione della TV a colori in Italia: La 33ª edizione, organizzata nel 1968, fu intonata ad un vero e proprio atto di fede con la presentazione per la prima volta, ritenuta necessaria ed improrogabile, di prototipi di ricevitori di televisore a colori studiati e realizzati per le emissioni PAL, malgrado la mancata conferma del Governo della adozione di detto sistema da parte dell'Italia. Quella di oggi è invece la dimostrazione di una iniziata produzione basata su progettazioni originali, il che è indice della volontà di sopravvivere di questa industria.

La crisi che, come ho già detto, da un triennio rende difficile la vita di questo settore, ha raggiunto negli ultimi dieci mesi tale ampiezza da annullare tutte le azioni che nell'ambito delle possibilità industriali sono state successivamente e tempestivamente intraprese come quella, particolarmente difficile, di trovare sui mercati esteri adeguato compenso alla diminuita richiesta di quello interno.

A quest'ultimo riguardo le statistiche ufficiali hanno registrato nel 1968 una esportazione circa due volte e mezzo superiore a quella del 1967 e lo stesso fenomeno, sebbene attenuato, si rivela anche nel primo quadrimestre 1969 che, raffrontato al corrispondente periodo 1968, dà un ulteriore incremento di circa il 73%, il che sta a confermare lo sforzo fatto dal settore; ma d'altra parte occorre considerare che la corrente esportativa rappresenta solo una percentuale limitata

FATTI E COMMENTI

della produzione globale e che il suo incremento non è tale da compensare la flessione del mercato interno; per di più tali esportazioni si sono potute realizzare solo accettando prezzi internazionali non remunerativi.

Gli acquirenti del mercato nazionale si sono inoltre prevalentemente orientati sugli apparecchi di minore costo ed è venuto a mancare completamente il mercato dei ricambi data l'incertezza provocata dall'attesa della televisione a colori. Il fatturato complessivo è conseguentemente diminuito molto di più di quanto si possa dedurre dalle statistiche quantitative delle nuove utenze TV.

La differenza fra ricavi e costi si è ridotta a tal punto da rendere impossibili i necessari autofinanziamenti con preoccupanti conseguenze negative per lo sviluppo tecnologico del settore.

È perciò giunto il momento di urgenti e responsabili provvedimenti che non possono essere ulteriormente dilazionati.

La causa determinante di questa situazione è stata originata dall'emendamento introdotto dal Parlamento nel « Programma di sviluppo economico per il quinquennio 1966/70 » che non prevede, nel corso della sua attuazione, la realizzazione della televisione a colori; emendamento che alla luce delle conseguenze deve considerarsi un inequivocabile errore. Esso rappresenta infatti una programmazione che può definirsi alla rovescia, in quanto al settore radiotelevisivo è stato riservato il privilegio di un programma di ciò che non si doveva fare.

Questa decisione, per di più, è stata adottata in base a previsioni assolutamente infondate ed ingiustificate di un eccessivo consumo italiano che, comunque, data la necessaria gradualità di attuazione del servizio, poteva e può essere sempre controllato attraverso una regolamentazione delle trasmissioni senza condannare l'industria ad un ritardo tecnologico di oltre tre anni nei confronti degli altri Paesi industrializzati Europei, ritardo che sarà estremamente difficile e oneroso poter recuperare.

La indecisione e la confusione create attorno al problema della televisione a colori hanno arrecato, come da noi previsto e tempestivamente denunciato, gravi danni al settore senza, peraltro, che ne siano derivati vantaggi agli altri settori che si intendevano favorire perché ritenuti prioritari.

I complessi e sconcertanti aspetti della situazione sono stati dall'industria ripetutamente ed insistentemente illustrati agli organi di governo, in convegni di studio e in inchieste giornalistiche.

Contrastanti atteggiamenti del Governo hanno contribuito a maggiormente confondere le idee. Basti ricordare che nel settembre 1966, abolendo le trasmissioni sperimentali con sistemi televisivi diversi dal PAL, è stata data una direttiva all'industria per lo studio e lo sviluppo di televisori a colori.

È giusto rilevare per amore di chiarezza, anche se ciò può sembrare superfluo, che questa decisione del Ministero delle Poste e Telecomunicazioni di continuare dal settembre 1966 le trasmissioni sperimentali col solo sistema PAL era perfettamente giustificata sia dal punto di vista tecnico che dal punto di vista di un coerente atteggiamento Governativo: dal punto di vista tecnico essa era da considerare come la conseguenza naturale dei risultati degli approfonditi studi ed esperimenti che per lunghi anni erano stati effettuati dagli organi tecnici del Ministero in collaborazione con la RAI e con l'industria sui tre sistemi noti; dal secondo punto di vista essa era perfettamente conforme e aderente alla preferenza espressa dalla delegazione Governativa

italiana in sede internazionale a Vienna nel 1965 e a Oslo nel luglio 1966. Ma a tre anni da tale data non è venuta ancora la conferma Governativa di adozione del sistema PAL, con inspiegabile ritardo di questa urgente decisione necessaria alla attività del settore.

Una deprecabile quanto ingiustificata modifica degli orientamenti finora assunti dal Governo italiano recherebbe danni enormi all'industria che vedrebbe in gran parte vanificati i cospicui investimenti, ammontanti a diversi miliardi, che, sulla base dei predetti orientamenti, ha già fatto per prepararsi alla produzione di televisori per il sistema PAL.

Pertanto oggi il settore per la necessaria e doverosa difesa della propria attività e della occupazione delle sue maestranze, ritiene di potere e dovere richiedere agli organi di Governo solleciti provvedimenti per il problema della televisione a colori e precisamente:

- dichiarazione ufficiale della scelta del sistema PAL;
- inizio di trasmissioni sperimentali con carattere di programma entro il gennaio 1970;
- inizio del servizio televisivo regolare nel gennaio 1971.

2 UNA NUOVA ERA DEL SEMICONDUCTORE

Nel passato mese di Marzo quasi tutte le riviste e periodici di elettronica hanno riportato a grossi titoli una nuova scoperta, un nuovo tipo di semiconduttore fatto addirittura con il vetro.

L'OVONIC, altresì chiamato Espediente per la conversione di energia, consiste in una sottile pellicola di vetro amorfo connesso a due guide.

Quando alle già citate guide è applicata una d.d.p., il composto cambia istantaneamente da non conduttore a conduttore.

Dal variare della composizione della cellula o della condensazione del vuoto in cui è immerso il film vetroso, la scari-

ca può essere fatta ad una tensione variabile dai due ai 200 V.

L'effetto Ovshinsky, così chiamato dal nome dell'inventore professor Stanford R. Ovshinsky del Michigan, fu anche preso in considerazione nel 1950 dai sovietici senza, però, avere successo.

Esaminato dall'Ovshinsky nel 1958, ottenne qualcosa solo verso il 1960, nel 1966 fu brevettato e reso pubblico da un piccolo articolo, dello stesso inventore, solamente nel 1968, quando cioè apparve per la prima volta nel « Physical Review Letters » del mese di Novembre.

La nuova scoperta ha attirato l'attenzione di moltissimi eminenti scienziati da molte parti dell'Europa, forse anche perché l'inusitato effetto è ancora avvolto nel mistero.

Le applicazioni che si prevedono per il futuro si presentano molto attraenti, infatti sarà possibile impiegarlo per la costruzione di rivoluzionari cinescopi per TV bianco e nero, si pensa, inoltre, che con l'Ovonic si possa risolvere la tanto attesa miniaturizzazione dei calcolatori elettronici.

3 IL PROGRESSO

La possibilità di fare un apparecchio come il televisore a colori completamente transistorizzato è indicato, dalla stampa in generale, come un passo verso il duemila.

Sfruttando questa involontaria pubblicità una grossa casa costruttrice come la Motorola, ha progettato e realizzato il « Quasar », un color-TV il cui chassis è poco più grande di una scatola di scarpe.

Naturalmente tutti i circuiti sono transistorizzati, il set in pratica si compone di 11 pannelli facilmente sfilabili, ciascuno di essi ha un prezzo la cui media eguaglia il tubo 6BK4.

Certo che è troppo presto per dare un'idea di come si comporterà in futuro, la ditta che l'ha lanciato con lo slogan « Il televisore che si ripara in casa »; personalmente ho avuto a che fare con pochi di essi e sinceramente presentano

una semplicità estrema quando si tratta di cambiare pannello, i guai vengono quando vi è qualche falsa connessione o quando si cambiano alcuni controlli, bisogna per forza di cose portarlo in laboratorio e prestarci la massima cura.

Per quanto riguarda il prezzo del televisore nulla è cambiato, la gente mostra di apprezzarlo, vedremo in futuro.

E già, il futuro! Il futuro dei riparatori TV, ad esempio, è molto dubbio, è da tempo che ogni pubblico locale, farmacie comprese, sono fornite di provavalvole ed ogni bravo padre di famiglia corredato dal solito manuale « riparate il vostro TV in 10 minuti », porta i suoi tubi ad esaminarli.

Questo per quanto riguarda il presente, appresso, se il Quasar dovesse avere successo, ci sarà indubbiamente un'invasione di tali apparecchi i quali verranno corredati di un manuale che indicherà allo utente quale pannello bisogna cambiare in caso di guasti.

Risale a pochi giorni orsono un articolo il quale dava al riparatore TV un lasso di tempo come 12 anni, dopo di che diverrebbe un mestiere morto o in via di estinzione.

Di questi 12 anni due sono per lo sviluppo di televisori completamente transistorizzati, come il Quasar, e gli altri dieci per l'estinzione della produzione odierna.

Come si vede sembra che abbiano visto giusto, il riparatore TV è un mestiere che, perlomeno negli Stati Uniti, è destinato a scomparire travolto dalla stessa scienza che lo creò una cinquantina di anni fa.

4 UNA SOLUZIONE

Lo sviluppo tecnologico dei semiconduttori ha assunto proporzioni veramente impressionabili. Anche se ormai il transistor ha più di 21 anni (è nato nel dicembre del 1947), è come se si trovasse ancora nella sua fase sperimentale, ogni giorno ne escono fuori nuovi tipi.

5 LA TV IN ITALIA E IN EUROPA

Il risultato è che nel commercio si è creata una grande confusione, non si riesce ancora a stampare un catalogo aggiornato che contenga almeno la maggior parte dei transistor reperibili sul mercato.

Tutto questo, naturalmente, sta creando dei grossi grattacapi al tecnico radio-TV.

Circa tre anni orsono la SGS contribuì, se pur indirettamente, alla soluzione del problema ideando famiglie di circuiti integrati per calcolatori perfettamente compatibili tra loro.

Poco tempo dopo la RCA mise in commercio una serie di transistor i quali erano capaci di sostituire oltre 5000 tipi.

Si trattava di una serie nota come « SK » comprendente 21 semiconduttori tra transistor e diodi.

Visto il largo contributo apportato da questa ideazione altre due grosse ditte come la General Electric e la International Rectifier ultimamente hanno varato una serie di semiconduttori atti a sostituirla una enorme quantità, esattamente 6708 per la IR e 9220 per la GE, entrambe le case dispongono di 21 tipi di semiconduttori.

Ultimamente la RCA, sviluppando i suoi studi, è riuscita a produrre ben 31 tipi capaci di sostituire la bellezza di 12.200 transistor.

Per adesso essi sono destinati al ricambio, solo la GE li impiega in alcuni apparecchi.

Un'altra caratteristica che fa di questi tipi di transistor i preferiti dei dilettanti nonché degli sperimentatori e riparatori è, se così si può dire, la robustezza cioè il non-facile « blow-up », la resistenza al calore e la possibilità di ricuperarli sani una volta montati.

Per quanto riguarda il costo essi non differiscono dai normali in commercio, sono praticamente reperibili in qualunque parte della nazione e vengono forniti con i relativi « replacement guide ».

Pensate che solo quattro transistor della serie SK possono sostituire quasi tutta la produzione Philips.

Al 31 maggio 1969, vi erano in Francia 9.744.367 abbonati alla televisione, mentre in Italia, al 31 luglio 1969, gli abbonati TV erano 8.897.403.

Secondo l'« Unione Europea Radiodiffusioni », alla fine del 1968 gli abbonati delle nazioni europee erano 77.937.269 complessivamente, con in testa la Gran Bretagna con oltre 15,5 milioni di abbonati. La Germania Occ., al 31 dicembre 1968, aveva 14,5 milioni di abbonati alla televisione.

Gli acquirenti di televisori a colori, in Europa, sempre stimando i dati alla fine del 1968, sono stati 518.675. Al primo posto la Germania Occ. con 340.000 apparecchi venduti (496.000 fabbricati), al secondo posto l'Inghilterra con 75.270 TVC, e infine al terzo posto l'Olanda con 40.000 apparecchi.

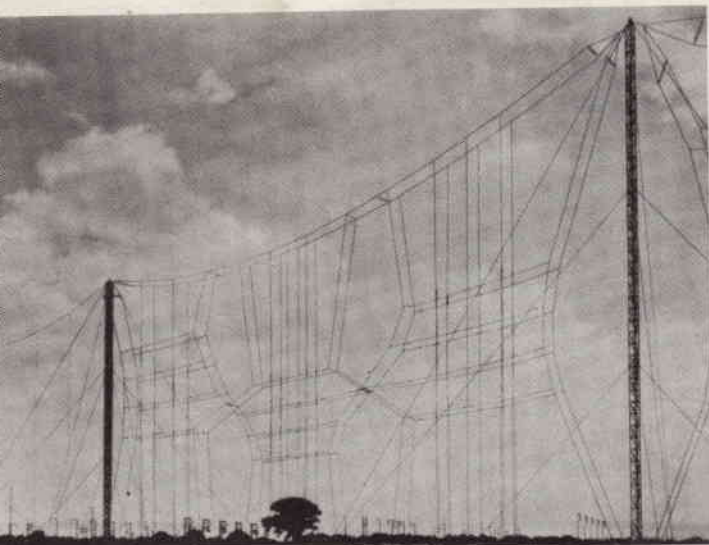
Il canone annuo per l'abbonamento alla televisione in bianco e nero, costa in Inghilterra (dal 1° gennaio 1969) circa 9000 lire italiane (L. 16.000 per la televisione a colori), ma non è permessa la trasmissione di pubblicità.

In Belgio il costo dell'abbonamento alla TV è pari a circa 12.000 lire italiane. In Italia abbiamo il privilegio di pagare 12.000 lire di canone annuo alle trasmissioni che sono già state pagate dalla pubblicità.

Il Nord Italia è l'area che raccoglie il maggior numero di abbonamenti (5.549.557), seguito dal Centro con 1.775.238 utenze e dal Meridione con 1.420.068 abbonati. Le isole totalizzano 621.788 paganti (dati al 31 dicembre 1968).

L'indice di diffusione, per ogni 100 abitanti, è di 18,77 abbonati al Nord, 17,45 al Centro e 10,94 al Sud. Nelle Isole è pari al 9,75.

In Svezia, sempre alla fine del 1968, si avevano invece 29 abbonati alla televisione ogni 100 abitanti, contro 28 abbonati su 100 in Inghilterra e 24 abbonati TV ogni 100 abitanti nella Germania Occ.



RADIO DIFFUSIONE E TV

a cura di P. Soati

LA RICEZIONE DELLE STAZIONI TELEVISIVE VHF E UHF

Per quanto concerne la ricezione delle emissioni televisive, in primo luogo confermiamo le note pubblicate a suo tempo nella rubrica SERVIZIO RADIO TV, mentre per talune particolari caratteristiche è da ritenere valido quanto si è detto nell'ultima puntata relativa alla RICEZIONE DELLE STAZIONI A MODULAZIONE DI FREQUENZA E STEREOFONICHE.

In questa prima parte dedicheremo il nostro esame prevalentemente alle frequenze, ed alle lunghezze d'onda, che sono impiegate in Italia nel campo delle emissioni televisive, precisando anche le frequenze che corrispondono ai canali italiani UHF. Segneremo altresì le principali caratteristiche degli standard che sono adottati da altre nazioni. Ciò sarà molto utile a coloro che risiedono nelle località di confine, e che di conseguenza si trovano nelle condizioni di ricevere le

emittenti appartenenti agli stati confinanti, ed anche a chi ama dedicarsi alla ricezione del **DX televisivo**, un argomento questo che sarà oggetto di alcune puntate di questa rubrica.

LE EMISSIONI TELEVISIVE

È noto che le frequenze portanti delle emittenti televisive sono due: la portante video e la portante audio che, nello standard italiano, dista dalla prima 5,5 MHz. In considerazione dell'ampiezza di banda indispensabile alle emissioni TV è evidente come non sia possibile assegnare loro delle frequenze nella gamma delle onde corte e tanto meno in quella delle onde medie; infatti la gamma assegnata alle stazioni radiofoniche nelle onde medie abbraccia complessivamente poco più di 1 MHz (da 535 kHz a 1605 kHz) e le gamme delle onde corte, sempre per la

radiofonia, poco più di 250 kHz ciascuna. È ovvio pertanto che le stazioni TV debbano usufruire delle gamme ad onde metriche o centimetriche, dove il numero dei canali a disposizione è alquanto elevato.

I canali usati in Italia nelle bande I e III, cioè nella gamma VHF, è il seguente:

TABELLA A

Canale	Banda (MHz)
A	52,5 - 59,5
B	61 - 68
C	81 - 88

D	174 - 181
E	182,5 - 189,5
F	191 - 198
G	200 - 207
H	209 - 216
H ₁	216 - 223

Nella tabella B, sono invece riportate le frequenze limite di ciascun canale, quella della portante video e quella della portante audio per i canali italiani UHF compresi fra il n° 21 ed il n° 60 (attualmente in Italia sono utilizzati soltanto i canali fino al n° 37).

TABELLA B

Canale N.	Limite dei canali MHz	Portanti	
		video	audio
21	470 - 478	471,25	476,75
22	478 - 486	479,25	484,75
23	486 - 494	487,25	492,75
24	494 - 502	495,25	500,75
25	502 - 510	503,25	508,75
26	510 - 518	511,25	516,75
27	518 - 526	519,25	524,75
28	526 - 534	527,25	532,75
29	534 - 542	535,25	540,75
30	542 - 550	543,25	548,75
31	550 - 558	551,25	556,75
32	558 - 566	559,25	564,75
33	566 - 574	567,25	572,75
34	574 - 582	575,25	580,75
35	582 - 590	583,25	588,75
36	590 - 598	591,25	596,75
37	598 - 606	599,25	604,75
38	606 - 614	607,25	612,75
39	614 - 622	615,25	620,75
40	622 - 630	623,25	628,75
41	630 - 638	631,25	636,75
42	638 - 646	639,25	644,75
43	646 - 654	647,25	652,75
44	654 - 662	655,25	660,75
45	662 - 670	663,25	668,75

ALTOPARLANTI A SOSPENSIONE PNEUMATICA

ISOPHON
autsprecher

Potenza nominale 5 W - Campo di freq.: 60÷20.000 Hz
Impedenza: 8 Ω

BPSL 100 - AA/3580-00

Potenza nominale: 12 W - Campo di freq.: 50÷8.000 Hz
Impedenza: 4 Ω

PSL 130 S - AA/3600-00

Potenza nominale: 6 W - Campo di freq.:
40÷20.000 Hz - Impedenza: 4,5 Ω

BPSL 130 - AA/3585-00

Potenza nominale: 15 W - Campo di freq.:
45÷7.000 Hz - Impedenza: 4 Ω

PSL 170 - AA/3605-00

Potenza nominale: 20 W
Campo di freq.: 35÷6.000 Hz
Impedenza: 4 Ω

PSL 203 S - AA/3610-00

Potenza nominale: 20 W
Campo di freq.:
20÷7.000 Hz
Impedenza: 4 Ω

PSL 245 - AA/3625-00

Potenza nominale: 25 W
Campo di freq.:
20÷3.000 Hz
Impedenza: 4 Ω

PSL 300 - AA/3660-00



IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA

46	670 - 678	671,25	676,75
47	678 - 686	679,25	684,75
48	686 - 694	687,25	692,75
49	694 - 702	695,25	700,75
50	702 - 710	703,25	708,75
51	710 - 718	711,25	716,75
52	718 - 726	719,25	724,75
53	726 - 734	727,25	732,75
54	734 - 742	735,25	740,75
55	742 - 750	743,25	748,75
56	750 - 758	751,25	756,75
57	758 - 766	759,25	764,75
58	766 - 774	767,25	772,75
59	774 - 782	775,25	780,75
60	782 - 790	783,25	788,75

La tabella C si riferisce invece ai seguenti dati:

- F_1 = frequenza inferiore del canale
- F_2 = frequenza superiore del canale
- F_o = frequenza media del canale
- F_v = frequenza della portante video
- F_a = frequenza della portante audio

Inoltre sono indicati i corrispondenti valori in metri, cosa che notevolmente utili ai tecnici:

- λ_1 = corrispond. lunghezza d'onda di F_1
- λ_2 = corrispond. lunghezza d'onda di F_2
- λ_o = corrispond. lunghezza d'onda di F_o
- λ_v = corrispond. lunghezza d'onda di F_v
- λ_a = corrispond. lunghezza d'onda di F_a

TABELLA C

Canale	$F_1 - F_2$ Mc/s		F_o Mc/s	F_v Mc/s	F_a Mc/s	$\lambda_1 - \lambda_2$ m		λ_o m	λ_v m	λ_a m
A	52.5	59.5	56.0	53.75	59.25	5.715	5.05	5.36	5.58	5.065
B	61	68	64.5	62.25	67.75	4.92	4.415	4.65	4.82	4.43
C	81	88	84.5	82.25	87.75	3.70	3.41	3.55	3.65	3.42
D	174	181	177.5	175.25	180.75	1.72	1.655	1.69	1.71	1.66
E	182.5	189.5	186	183.75	189.25	1.645	1.580	1.615	1.635	1.585
F	191	198	194.5	192.25	197.75	1.57	1.515	1.545	1.56	1.52
G	200	207	203.5	201.25	206.75	1.50	1.45	1.475	1.49	1.45
H	209	216	212.5	210.25	215.75	1.43	1.39	1.41	1.425	1.39
H ₁	216	223	219.5	217.25	222.75	1.39	1.35	1.36	1.38	1.34

Infine facciamo seguire la tabella D nella quale sono indicate le principali caratteristiche dei vari standard televisive

maggiormente in uso nel mondo.

In figura 1 è riportata invece la caratteristica grafica della standard italiano.

TABELLA D

Sistema	N. linee	Larghezza canale MHz	Banda video MHz	Video audio MHz	Banda laterale residua MHz	Modulazione video	Modulazione audio
A	405	5	3	— 3,5	0,75	Positiva	AM
B	625	7	5	+ 5,5	0,75	Negativa	FM
C	625	7	5	+ 5,5	0,75	Positiva	AM
D	625	8	6	+ 6,5	0,75	Negativa	FM
E	819	14	10	\pm 11,15	2	Positiva	AM
F	819	7	5	+ 5,5	0,75	Positiva	AM
G	625	8	5	+ 5,5	0,75	Negativa	FM
H	625	8	5	+ 5,5	1,25	Negativa	FM
I	625	8	5,5	+ 6	1,25	Negativa	FM
K	625	8	6	+ 6,5	0,75	Negativa	FM
L	625	8	6	+ 6,5	1,25	Negativa	AM
M *	525	6	4,2	+ 4,5	0,75	Negativa	FM

FREQUENZE E LUNGHEZZE D'ONDA

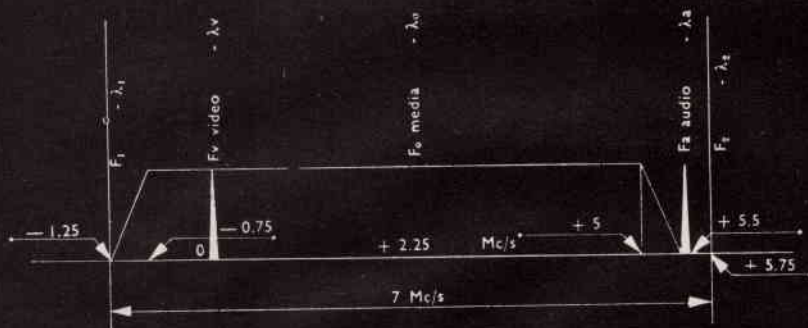


Fig. 1 - Standard TV italiano.

SCELTA DEL TELEVISORE

Nell'occasione dell'acquisto di un televisore, in linea di massima, si possono presentare tre casi distinti:

a) il televisore è destinato al normale uso domestico. Generalmente si tratta di una nuova installazione oppure della sostituzione di un altro televisore, ormai invecchiato o messo definitivamente fuori uso.

b) disponendo già un televisore se ne ritiene opportuno l'acquisto di un secondo che consenta la ricezione, da parte del nucleo familiare, di due programmi distinti contemporaneamente.

c) il televisore è destinato, principalmente, alla ricezione delle emissioni lontane (DX, propagazione sporadica, etc.).

Nel primo caso, senza entrare natural-

mente in merito alla scelta della marca la quale dipende dalle preferenze del cliente e dall'abilità del venditore nel fargli acquistare il televisore che desidera proporgli, il quesito che è necessario risolvere, in prima analisi, è quello relativo alle dimensioni dello schermo.

È regola generale ammettere che il miglior posto di osservazione corrisponde alla lunghezza della diagonale dello schermo moltiplicata per cinque.

In linea di massima può essere ritenuta valida la seguente tabella:

TABELLA E

Televisore da 11"	distanza ideale compresa	fra m 1,00 e m 1,80
» » 14"	» » »	» » 1,50 » » 3,00
» » 17"	» » »	» » 2,00 » » 4,00
» » 19"	» » »	» » 2,50 » » 4,50
» » 21"	» » »	» » 3,00 » » 5,00
» » 23"	» » »	» » 3,00 » » 5,50

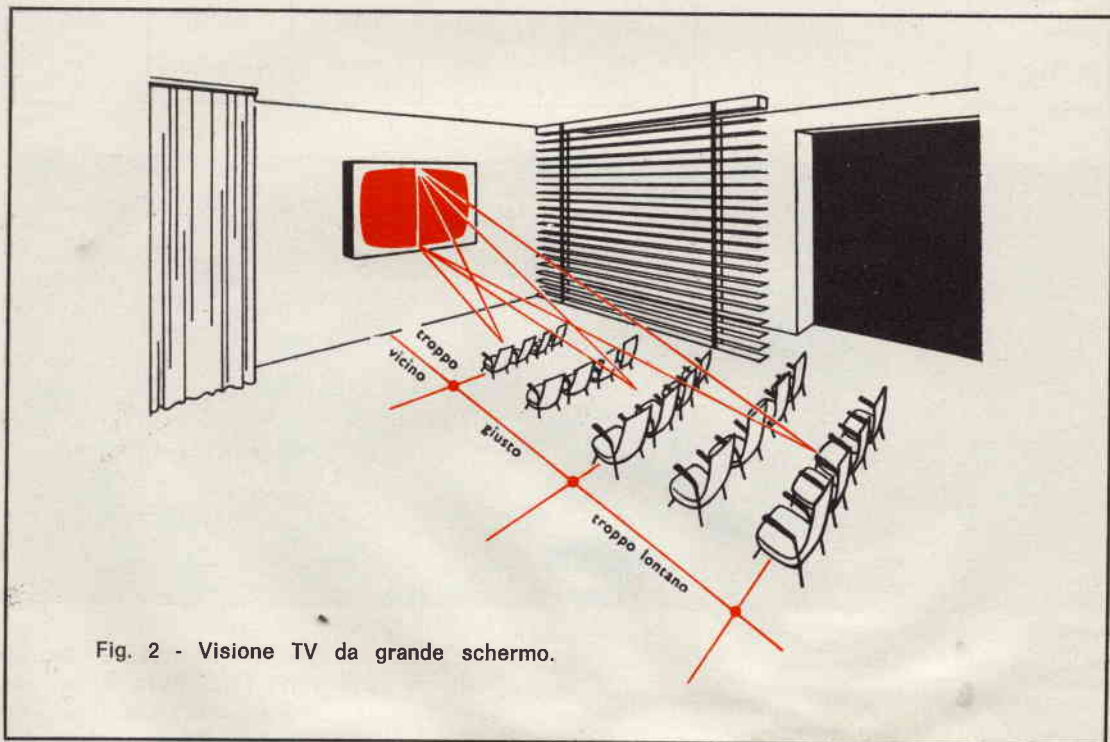


Fig. 2 - Visione TV da grande schermo.

Non bisogna assolutamente cadere nell'errore, comune a molti, di ritenere che la ricezione sia tanto migliore quanto maggiore sono le dimensioni dello schermo, indipendentemente dalla distanza di osservazione.

La misura in pollici dello schermo di un televisore si riferisce sempre alla lunghezza della sua diagonale ed inoltre è utile ricordare che il rapporto fra la larghezza e l'altezza dell'immagine corrisponde a 4/3.

Nella seguente tabella riportiamo la corrispondenza fra le misure in pollici e le misure metriche, oltre alle dimensioni approssimative del quadro, per i televisori di uso più comune.

Le dimensioni del quadro debbono essere considerate soltanto indicative dato che esse variano da televisore a televisore in funzione della cornice usata e dal modello del tubo.

TABELLA F

TV da 9"	uguale a mm	229	quadro	183 x 138	mm ²
» » 11"	» » »	279	»	225 x 168	»
» » 14"	» » »	356	»	286 x 214	»
» » 17"	» » »	432	»	345 x 260	»
» » 19"	» » »	483	»	385 x 288	»
» » 21"	» » »	534	»	426 x 320	»
» » 23"	» » »	584	»	467 x 348	»
» » 27"	» » »	686	»	548 x 471	»

Nella scelta di un televisore si dovrebbe tenere particolare conto della località in cui esso è destinato a funzione. È evidente che se il TV dovrà essere installato in una zona prossima al trasmettitore è consigliabile che esso abbia una sensibilità piuttosto scarsa a beneficio della fedeltà di riproduzione dell'immagine, se invece sarà installato in zona limite a quella di servizio del trasmettitore, oltre a dedicare particolari cure all'impianto di antenna si dovrà, provvedere all'acquisto di un apparecchio molto sensibile. Si tratta di una scelta alquanto difficile in relazione al fatto che i costruttori ben difficilmente amano rendere noti i dati circa la sensibilità effettiva dei loro apparecchi, mentre i rivenditori ben poco si curano di stabilire quale fra gli apparecchi dei quali dispongono risponda ai requisiti necessari per ogni singolo impianto.

Nel secondo caso, cioè quando si voglia acquistare un secondo televisore, la scelta dovrebbe cadere fra i tipi portatili a transistor il cui schermo, a seconda della necessità, avrà la diagonale da 11", da 14", od anche da 17".

Se il secondo televisore viene usato prevalentemente in casa o in ufficio, e si prevede che sarà spostato soltanto

durante le vacanze estive, o quelle invernali, è consigliabile l'acquisto di un apparecchio da 14" (oppure di uno da 17"), se invece è destinato ad essere trasportato frequentemente e venga anche adoperato per seguire le emissioni TV stando a letto, a distanza ravvicinata, è consigliabile il modello da 11".

Nella terza evenienza, e cioè qualora il televisore sia destinato alla ricezione a grande distanza, occorre disporre di un esemplare ad elevata sensibilità, possibilmente del tipo multistandard, e con impianto di antenna molto efficiente.

SULLE ANTENNE RICEVENTI PER TV

Si tratta di un argomento che è stato trattato ampiamente su questa rivista, anche per quanto riguarda gli impianti centralizzati, e sul quale non riteniamo opportuno di insistere. Torneremo su di esso nel prendere in considerazione la ricezione TV a grande distanza mentre, per adesso, ci limitiamo a dare qualche notizia più generica.

L'antenna ricevente per TV (ed anche per FM) è costituita da un elemento attivo, detto dipolo, che fa capo alla linea di alimentazione e che ha il massimo rendimento quando è disposto in senso

perpendicolare alla direzione di provenienza dei segnali, come è indicato nelle figure 3 e 4.

Mentre è risaputo da tutti che dalla lunghezza del dipolo dipende la sua sensibilità a ricevere meglio i segnali di un canale piuttosto che un altro, in genere si ignora che dal diametro dei tubi metallici, che compongono il dipolo (e gli altri elementi), dipende una resa più o

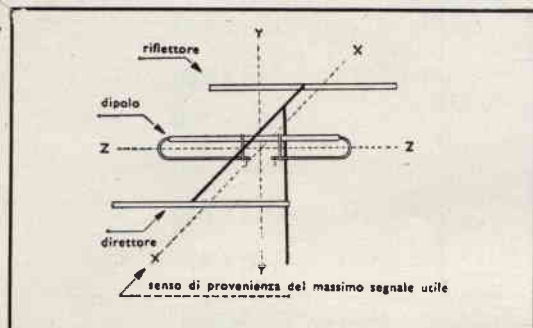


Fig. 3 - Antenna TV-VHF.

meno uniforme sulla totalità della gamma di frequenza ricevuta.

Affiancando al dipolo degli elementi parassitari, visibili in figura 3, consistenti in direttori e riflettori, si ottiene un maggiore guadagno dell'antenna, che però è limitato sia dalle dimensioni costruttive sia dal fatto che aumentando il guadagno si restringe notevolmente la quantità delle frequenze ricevute in modo uniforme e quindi la larghezza di banda (dalla quale dipende la fedeltà di resa).

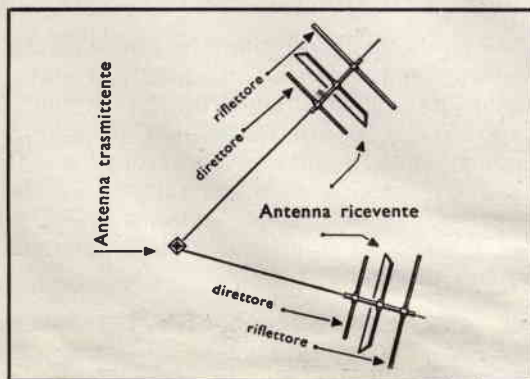


Fig. 4 - Disposizione di due antenne rispetto al trasmettitore TV.

Variando le dimensioni dell'antenna, il numero degli elementi e la loro spaziatura, si ha una variazione del valore dell'impedenza. Quindi provvedendo all'acquisto di un dato tipo di antenna, per il quale naturalmente il costruttore indica il valore d'impedenza, non si deve apportare ad essa alcuna modifica al fine di evitare un disadattamento con la linea di alimentazione. Non è raro infatti di osservare delle antenne le quali sono state modificate da un utente per eliminare un effetto di ossidazione, o una parziale rottura ad opera del vento, con la conseguenza alterazione della visione o dell'audio.

SCelta DELL'ANTENNA

1) per quanto concerne i canali bassi e cioè A, B, e C è sconsigliabile l'impiego di antenne aventi più di tre elementi (ciò vale in modo particolare per il canale A). Solo in presenza di notevoli fenomeni di riflessione può essere utile usare antenne a quattro elementi.

Le antenne del canale A dovrebbero avere le estremità, di ogni singolo elemento, unite fra di loro da una sottilissima cordicella di nylon. Ciò ha il vantaggio di rendere gli elementi stessi più resistenti alle intemperie e specialmente al vento e alla neve.

2) l'antenna più usata per i canali D, E, F, G, H, H₁, è quella a quattro elementi, che possono essere portati a sei nel caso in cui la ricezione del trasmettitore avvenga nelle zone periferiche della sua area di servizio. Si ricorre all'impiego di antenne da 7 a 10 elementi soltanto se la ricezione debba avvenire ai margini o al di fuori della zona di servizio od in presenza di notevoli fenomeni di riflessione.

Il dimensionamento dei tubi di un dipolo, e dei relativi elementi, che compongono una antenna a larga banda non dovrebbe essere inferiore a 25 mm per i primi tre canali (A, B, e C), e non inferiore ai 15 mm per gli altri canali.

Anche per quanto concerne la ricezione del secondo canale (UHF), l'antenna dovrà essere scelta del tipo più sem-

**COSTRUZIONI
ELETTOACUSTICHE
DI PRECISIONE**

RCF

MICROFONO MAGNETODINAMICO MD. 1641

Curva polare: cardioide
Impedenza d'uscita: 200/30.000 Ω
Sensibilità a 1000 Hz (250 Ω): 0,16 mV/ μ b
Sensibilità a 1000 Hz (30.000 Ω): 1,5 mV/ μ b
Curva di risposta: 40 \div 15.000 Hz
Dimensioni: 45 x 180 mm



MD 1641

MICROFONO MAGNETODINAMICO MD. 1720

Con regolatore di tono a 3 posizioni
Curva polare: cardioide
Impedenza d'uscita: 200 Ω
Sensibilità a 1000 Hz: 0,16 mV/ μ b
Curva di risposta: 30 \div 16.000 Hz
Dimensioni: 49 x 185 mm

microfoni
diffusori a tromba
unità magnetodinamiche
colonne sonore
miscelatori B.F.
altoparlanti per hi-fi
componenti per hi-fi
casse acustiche



MD 1720

RCF

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


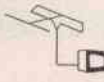

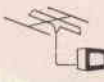

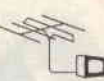






POLARIZZAZIONE VERTICALE		POLARIZZAZIONE ORIZZONTALE
	DIPOLO A DUE BRACCI. Valore di impedenza 240-300 ohm. Tipo da usare per la ricezione dei canali A-BC/TV-MF solo nel caso di valori di segnale forti. Questo tipo di antenna serve anche come riferimento al guadagno di altri tipi di antenne.	
	DIPOLO A DUE BRACCI CON RIFLETTORE E DIRETTORE. Valore di impedenza 240-300 ohm. Tipo di impiego normale per la ricezione dei canali A-B-C/TV-MF. Il valore di tensione ottenibile è di circa 1,5-1,7 volte quella relativa al dipolo semplice.	
	DIPOLO A DUE BRACCI CON RIFLETTORE E DUE DIRETTORI. Tipo da impiegare nel caso di ricezione in punti circondati da ostacoli nel caso dei canali A-B-C/TV-MF. Tipo di impiego normale nel caso dei canali D-E-F-G-H/TV; per questi canali il valore di tensione ottenibile è due volte circa quello relativo al dipolo semplice.	
	DIPOLO A DUE BRACCI CON RIFLETTORE E QUATTRO DIRETTORI. Tipo da impiegare solo per i canali D-E-F-G-H/TV nel caso di volere elevare il valore di segnale o in caso di presenza di ostacoli.	
	DIPOLO A DUE BRACCI CON RIFLETTORE E SEI DIRETTORI. Tipo da impiegare solo per i canali D-E-F-G-H/TV nel caso di volere elevare il valore del segnale o in caso di presenza di ostacoli.	
	DIPOLO A DUE BRACCI CON RIFLETTORE E OTTO DIRETTORI. Tipo da impiegare solo per i canali D-E-F-G-H/TV volendo elevare al massimo il valore del segnale (quattro volte in tensione rispetto al dipolo semplice) o in caso di presenza di ostacoli di rilievo.	

Fig. 5 - Casi tipici di antenna TV-VHF.

plíce possibile, da 8 a 12 elementi, tenendo presente che in relazione alle dimensioni particolarmente ridotte dei vari elementi, essendo le lunghezze d'onda della banda IV comprese fra 0,64 e

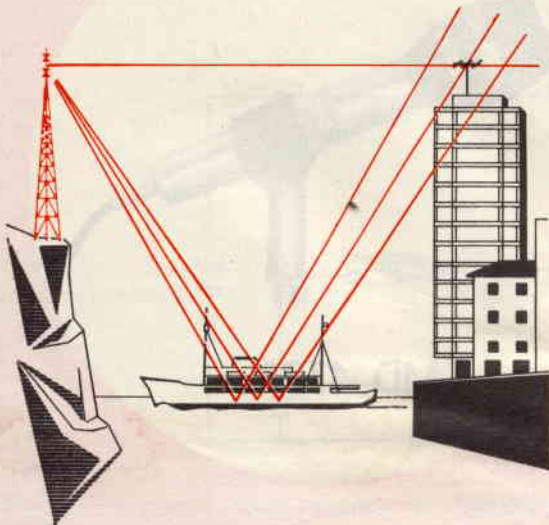


Fig. 6 - Esempio tipico di riflessione dal basso.

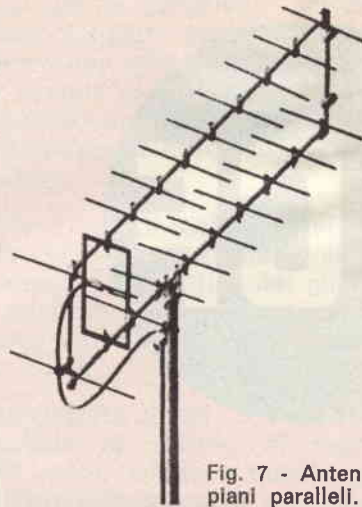


Fig. 7 - Antenna UHF a due piani paralleli.

0,50 m, la possibilità di captare una notevole quantità di energia dallo spazio circostante è molto minore rispetto alle antenne VHF. In quei casi, in cui è indispensabile aumentare il guadagno di un'antenna, è indispensabile aumentare il numero degli elementi.

Qualora si debbano eliminare taluni inconvenienti provocati dalle riflessioni dei segnali da parte della sede stradale e di altri ostacoli più bassi rispetto all'antenna, è consigliabile, specialmente nel caso che la polarizzazione sia orizzontale, ricorrere alla disposizione di due antenne disposte una sopra all'altra su due piani orizzontali sovrapposti parallelamente e distanti fra loro mezza lunghezza d'onda.

Naturalmente se i segnali sono particolarmente deboli, come nel citato caso in cui la ricezione avvenga al limite o fuori del limite dell'area di servizio del trasmettitore, è opportuno ricorrere all'impiego di antenne a molti elementi, ne esistono anche fino a 30 elementi, ed eventualmente a degli preamplificatori. In queste condizioni si dovrà dare molta importanza alla direzione dell'antenna che dovrà essere accuratamente controllata.

ELENCO ONDE CORTE

Proseguiamo la pubblicazione delle stazioni mondiali ad onde corte udibili in Italia. Questo elenco comprende le stazioni relative alla gamma dei 15 MHz.

CHEMTRONICS



TROL-AID

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto elettrico ad alta tensione, in bombole spray da:

g 85 LC/0440-00
g 227 LC/0450-00

TUN-O-LUBE

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto strisciante di commutatori in alta tensione, in bombole spray da:

g 85 LC/0490-00
g 227 LC/0500-00
g 454 LC/0510-00

CONTACT-KLEEN

Liquido per lubrificare e pulire contattori, relè e termostati, in bombola spray da:

g 227 LC/0620-00

NO-ARC

Liquido isolante per impedire la formazione dell'arco e per eliminare l'effetto corona, in bombola spray da:

g 227 LC/0820-00

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA

LA SCRIVANIA DELLO ZIO



TEST

Tutti i giorni, nel nostro lavoro come in tanti altri, si parla di « test » col significato di prova, esperimento controllo e simili. Tanto è vero che gli strumenti per controllare determinate qualità o proprietà dei componenti elettronici sono detti tester.

Sono parole inglesi, dicono tutti, e hanno quasi ragione. Quasi, perché l'inglese moderno ha assimilato « test » dall'antico francese il quale, a sua volta, deriva dal latino « testus ».

Ora, se cerchiamo testus nel dizionario latino-italiano ci accorgiamo che vuol dire vaso.

Tutto si spiega risalendo agli alchimisti medioevali, che usavano dei vasi di terracotta per saggiare l'oro.

Pur nello slancio verso il progresso, come si vede, rimangono tenui legamenti col passato, se non altro nelle parole. Le quali si trasformano, sembrano espressioni del più spinto modernismo, invece affondano immancabilmente le radici nell'antichità. Basti considerare la parola « snob » che è ritenuta la più moderna e la più libera da vincoli col passato, quasi la decana delle parole contestatrici. Invece non è altro che l'accostamento dell'iniziale della prima parola a tre lettere della seconda, nella locuzione latina « sine nobilitate ».

NEMESI CALLIGRAFICA

Mezzo secolo fa, per ottenere un impiego, era indispensabile avere, come si diceva allora con ingenuo pleonasma, una « bella calligrafia ».

Nel corso dei successivi decenni il valore di questa qualità è andato diminuendo fino ad annullarsi. Via, via, le macchine sostituirono la mano nello scrivere un sempre maggior numero di documenti. Dopo le macchine vennero i computer e, con le schede perforate, sembrava che stesse diventando addirittura inutile insegnare a scrivere ai bambini: sarebbe bastato, per chi aveva la fantasia galoppante, che imparassero a perforare.

Ma poiché l'elettronica è sempre in progresso, anche i computer vengono modificati per cui le schede perforate saranno quanto prima oggetti d'antiquariato. La nostra è l'epoca che non conosce i mezzi termini. Nel giudicare uomini e cose, riconosciamo due sole età: la moderna e l'antica. E si passa dal moderno all'antico nel giro di ventiquattro ore: un aggeggio non è più di moda? la settimana scorsa era moderno, oggi è antico. Un giovane ha ventinove anni, undici mesi e ventinove giorni? E' un « ragazzo » secondo una nomenclatura in voga di gusto discutibile. Trascorre un altro giorno, quel giovane compie trent'anni, e da « ragazzo » lo si scaraventa nella categoria dei « matusa » senza misericordia.

Scusate la digressione. Eravamo rimasti alle schede perforate che rischiano di diventare oggetti d'antiquariato. E perché? Perché si è già arrivati alla « lettura diretta ». Ma proprio a questo punto vien fuori la sorpresa.

La calligrafia, denigrata fino alla definizione di « scienza degli asini » ritorna come una némesi per compiere la sua vendetta.

Un computer, cioè, leggerà esattamente il documento, evitando il costoso passaggio della perforazione, purché il documento stesso sia scritto chiaramente. Altrimenti succede un quarantotto.

E così sarà necessario rieducare la nostra mano a tracciare numeri e lettere leggibili. Finirà, se Dio vuole, l'epoca degli originalissimi che scrivono per posa come le galline, e che considerano persone noiose quelle persone per bene che non costringono a strabuzzare gli occhi colui che deve leggere i loro scritti.

Sembra una lezione per tutti quegli strani tipi oggi pullulanti i quali, senza sapere il perché, vogliono farla finita col passato. Il futuro non è altro che il passato che si presenta rinnovato nelle forme. Tutto è racchiuso nelle nostre coscienze ed opera secondo leggi eterne, malgrado le nostre ribellioni tragicomiche.

E' il progresso, ed in questo caso proprio l'elettronica dei computer, che aprendo nuovi orizzonti ripropone vecchi valori e li rinvigorisce. Einstein dimostrò che lo spazio è curvo. Anche il tempo è curvo e ritorna su se stesso.

MUSICA

A proposito di Einstein, è noto che il passatempo del grande scienziato fu quello di suonare il violino. Per sua sfortuna — si dice per dire — aveva l'abitudine di farsi accompagnare da un amico, valentissimo pianista, il quale sudava freddo per la scarsa abilità di Einstein nel seguire il tempo. Un giorno, che lo scienziato suonava peggio del solito, il pianista non seppe più contenersi. « Insomma — urlò — caro Alberto, quando imparerai a contare? ».

EDILIZIA

« Quello che i barbari hanno lasciato in piedi, hanno devastato gli architetti della Roma moderna ».

Queste poche righe sembrano scritte la settimana scorsa, invece furono scritte nel 1786 dal massimo poeta tedesco, Johan Wolfgang Goethe. Nulla di nuovo sotto il sole.

zio RUBEN

EQUIVALENZE SEMICONDUKTORI

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
2 N 498	2 N 498	2 N 575	ASZ 15	2 N 642	AF115-AF125
2 N 499	AF114-AF124	2 N 575 A	ASZ 16	2 N 647	ASY 73
2 N 501 A	ASZ 21	2 N 576	ASY 74	2 N 649	ASY 73
2 N 502 A	AFZ 12	2 N 576 A	ASY 74	2 N 650	2 N 1925
2 N 504	AF 125	2 N 579	ASY 27	2 N 651	2 N 1925
2 N 506	AC 125	2 N 580	2 N 1309	2 N 651 A	2 N 1926
2 N 508	AC 126	2 N 583	ASY 27	2 N 652	2 N 1926
2 N 509	AC 132	2 N 585	ASY 74	2 N 652 A	2 N 1926
2 N 511 A/B	ADY 26	2 N 586	AC 132	2 N 653	2 N 1924
2 N 512 A/B	ADY 26	2 N 587	ASY 73	2 N 655	2 N 1926
2 N 513 A/B	ADY 26	2 N 588	AFZ 12	2 N 656	2 N 656
2 N 515	ASY 74	2 N 591	AC 128	2 N 657	2 N 657
2 N 516	ASY 73	2 N 597	2 N 1925	2 N 658	ASY 76
2 N 517	ASY 75	2 N 598	2 N 1925	2 N 659	ASY 76
2 N 519	ASY 27	2 N 599	OC 80	2 N 660	ASY 80
2 N 520	ASY 26	2 N 609	AC 132	2 N 661	ASY 80
2 N 524	2 N 524	2 N 610	AC 132	2 N 662	ASY 76
2 N 524 A	2 N 526	2 N 611	AC 132	2 N 665	ASZ 18
2 N 525	2 N 525	2 N 612	AC 132	2 N 670	AC 128
2 N 525 A	2 N 526	2 N 613	AC 132	2 N 680	AC 128
2 N 526	2 N 526	2 N 614	AF 127	2 N 682	BTX 13-100 R
2 N 526 A	2 N 527	2 N 615	AF 127	2 N 683	BTY 91-100 R
2 N 527	2 N 527	2 N 616	AF 127	2 N 685	BTY 91-200 R
2 N 535	AC 130	2 N 617	ASY 27	2 N 687	BTY 91-300 R
2 N 535 A	AC 130	2 N 618	ASZ 15	2 N 688	BTY 91-400 R
2 N 535 B	AC 130	2 N 619	BFY 11	2 N 695	ASZ 21
2 N 536	AC 130	2 N 620	BFY 11	2 N 696	2 N 696
2 N 538	AD 140	2 N 621	BFY 11	2 N 697	2 N 697
2 N 539	ASZ 15	2 N 622	AC 128	2 N 698	2 N 698
2 N 540	AD 140	2 N 623	AF114-AF124	2 N 699	2 N 699
2 N 544	AF 126	2 N 624	AF116-AF126	2 N 702	2 N 706
2 N 553	ASZ 15	2 N 628	ASZ 16	2 N 706	2 N 706
2 N 554	AD 140	2 N 629	ASZ 15	2 N 706 A	2 N 706 A
2 N 555	AD 149	2 N 631	AC 128	2 N 706 M	2 N 706
2 N 556	ASY 73	2 N 632	AC 132	2 N 707 A	BSY 10
2 N 557	ASY 73	2 N 633	AC 128	2 N 708	2 N 708
2 N 558	ASY 73	2 N 634 A	2 N 1304	2 N 709	2 N 709
2 N 561	ASZ 15	2 N 635 A	2 N 1306	2 N 717	2 N 1566
2 N 563	AC 132	2 N 636 A	2 N 1308	2 N 718 A	2 N 1613
2 N 564	AC 132	2 N 637	ASZ 16	2 N 734	2 N 734
2 N 565	AC 132	2 N 637 A	ASZ 18	2 N 735	2 N 735
2 N 566	AC 132	2 N 637 B	ASZ 18	2 N 736	2 N 736
2 N 567	AC 127	2 N 638	ASZ 17	2 N 736 A	2 N 736 A
2 N 568	AC 132	2 N 638 A	ASZ 18	2 N 742	BSY 10
2 N 569	AC 132	2 N 638 B	ASZ 18	2 N 743	2 N 743
2 N 570	AC 132	2 N 639	ASZ 17	2 N 744	2 N 744
2 N 571	AC 132	2 N 639 A	ASZ 18	2 N 749	BFY 11 - BSY 11
2 N 572	AC 132	2 N 639 B	ASZ 18	2 N 750	BFY 11 - BSY 11
2 N 574	ASZ 16/17	2 N 640	AF115-AF125	2 N 752	BSY 10
2 N 574 A	ASZ 16/17	2 N 641	AF115-AF125	2 N 753	BSY 39

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
2 N 754	BSY 11	2 N 1043	ASZ 16	2 N 1191	2 N 1925
2 N 756	BSY 10	2 N 1044	ASZ 18	2 N 1192	2 N 1926
2 N 756 A	BSY 10	2 N 1045	ASZ 18	2 N 1193	AC 128
2 N 757	BSY 10	2 N 1047	BFY 44-BLY 14	2 N 1195	AF 102
2 N 757 A	BSY 10	2 N 1056	2 N 1924	2 N 1208	BDY 11
2 N 758	2 N 735	2 N 1057	2 N 1924	2 N 1209	BDY 10
2 N 758 A	2 N 735	2 N 1058	ASY 73	2 N 1212	BDY 11
2 N 759	2 N 735	2 N 1059	AC 128	2 N 1219	BCZ 10/11
2 N 760	2 N 736	2 N 1066	AFZ 12	2 N 1220	BCZ 10/11
2 N 777	ADZ 11	2 N 1073/A/B	AU 103	2 N 1224	AF116-AF126
2 N 799	AF117-AF127	2 N 1078	AC 125	2 N 1225	AF115-AF125
2 N 834	2 N 743	2 N 1093	AF 126	2 N 1226	AF114-AF124
2 N 839	BFY 11-BSY 11	2 N 1094	AC 128	2 N 1246	AC 128
2 N 840	BSY 11	2 N 1097	AC 128	2 N 1251	AC 127
2 N 841	2 N 1566	2 N 1098	AC 128	2 N 1261	ASZ 18
2 N 914	2 N 914	2 N 1099	ASZ 16	2 N 1262	ASZ 18
2 N 916	BSX 20	2 N 1100	2 N 1100	2 N 1263	ASZ 18
2 N 918	2 N 918	2 N 1101	AC 127	2 N 1264	AF117-AF127
2 N 920	2 N 708	2 N 1102	AC 127	2 N 1265	ASY 27
2 N 927	BCY 31	2 N 1108	AF115-AF125	2 N 1266	AF 127
2 N 928	BCY 31	2 N 1109	AF116-AF126	2 N 1273	2 N 397
2 N 929	2 N 929	2 N 1110	AF115-AF125	2 N 1274	2 N 397
2 N 930	2 N 930	2 N 1111	AF116-AF126	2 N 1280	2 N 527
2 N 943	BCZ 12	2 N 1122	AF117-AF127	2 N 1281	2 N 527
2 N 944	BCY 11-BCZ 12	2 N 1122 A	AF117-AF127	2 N 1282	2 N 397
2 N 945	BCY 11	2 N 1128	AC 128	2 N 1287	AC 128
2 N 946	BCY 11	2 N 1129	AC 128	2 N 1291	ASZ 16
2 N 990	AF 124	2 N 1130	AC 128	2 N 1293	ASZ 16
2 N 991	AF 125	2 N 1131	2 N 1131	2 N 1295	ASZ 18
2 N 992	AF 126	2 N 1132	2 N 1132	2 N 1302	2 N 1302
2 N 993	AF 127	2 N 1136	ASZ 16	2 N 1303	2 N 1303
2 N 1000	ASY 74	2 N 1136 A	ASZ 18	2 N 1304	2 N 1304
2 N 1007	ASZ 16	2 N 1137	ASZ 16	2 N 1305	2 N 1305
2 N 1008	AC 128	2 N 1137 A	ASZ 18	2 N 1306	2 N 1306
2 N 1008 A/B	AC 128	2 N 1144	AC 128	2 N 1307	2 N 1307
2 N 1009	AC 128	2 N 1145	AC 128	2 N 1308	2 N 1308
2 N 1010	AC 127	2 N 1146	ADZ 11	2 N 1309	2 N 1309
2 N 1011	ASZ 18	2 N 1146 A	ADZ 12	2 N 1310	2 N 1310
2 N 1012	ASY 73	2 N 1146 B	ADZ 12	2 N 1314	AD 140
2 N 1014	AC 128	2 N 1146 C	2 N 1100	2 N 1315	ASZ 17
2 N 1017	2 N 1305	2 N 1159	ASZ 18	2 N 1320	AC 128
2 N 1021	AD 140	2 N 1160	ASZ 18	2 N 1322	AC 128
2 N 1021 A	AD 140	2 N 1168	ASZ 16	2 N 1324	AC 128
2 N 1022	ASZ 16/17	2 N 1172	OC 22	2 N 1328	AC 128
2 N 1023	AFZ 12	2 N 1174	BCY 11-BCZ 11	2 N 1331	AC 128
2 N 1038	AD 140	2 N 1177	AF 102	2 N 1333	OC 22-OC 23
2 N 1039	AD 140	2 N 1178	AF 102	2 N 1358	2 N 1358
2 N 1040	ASZ 15	2 N 1179	AF 102	2 N 1359	ASZ 16
2 N 1041	ASZ 15	2 N 1180	AF 102	2 N 1370	2 N 526
2 N 1042	ASZ 17	2 N 1188	2 N 1926	2 N 1371	2 N 1925

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
2 N 1373	2 N 1925	2 N 1572	2 N 1572	2 N 1997	2N1303/05/07/09
2 N 1374	2 N 396 A	2 N 1573	2 N 1573	2 N 2000	ASY 77
2 N 1375	2 N 1925	2 N 1574	2 N 1574	2 N 2004	BCZ 12
2 N 1376	2 N 396 A	2 N 1605	2 N 1308	2 N 2005	BCZ 12
2 N 1377	2 N 1926	2 N 1605 A	ASY 28	2 N 2049	2 N 1711
2 N 1381	ASY 27	2 N 1613	2 N 1613	2 N 2061	AD 149
2 N 1385	ASZ 21	2 N 1614	2 N 1926	2 N 2061 A	AD 149
2 N 1397	AFZ 12	2 N 1616	BDY 11	2 N 2062	AD 149
2 N 1398	AFZ 12	2 N 1617	BDY 11	2 N 2063	AD 149
2 N 1399	AFZ 12	2 N 1618	BDY 11	2 N 2064	AD 149
2 N 1400	AF114-AF124	2 N 1622	2 N 1310	2 N 2084	ASZ 21
2 N 1401 A	AF114-AF124	2 N 1638	AF 124	2 N 2089	AF114-AF124
2 N 1402	AF114-AF124	2 N 1639	AF 124	2 N 2090	AF115-AF125
2 N 1404	AF114-AF124	2 N 1653	AU 103	2 N 2091	AF116-AF126
2 N 1411	ASZ 21	2 N 1666	ASZ 15/16/17/18	2 N 2092	AF117-AF127
2 N 1412	2 N 1100	2 N 1667	ASZ 15/16/17/18	2 N 2145	ASZ 18
2 N 1420	2 N 1420	2 N 1668	ASZ 15/16/17/18	2 N 2192 A	BFY 52
2 N 1425	AF116-AF126	2 N 1669	ASZ 15/16/17/18	2 N 2193	BFY 55
2 N 1426	AF116-AF126	2 N 1673	AF 124	2 N 2193 A	BFY 52
2 N 1431	AC 127	2 N 1711	2 N 1711	2 N 2194 A	BFY 51
2 N 1433	AC 128	2 N 1727	AF124-AF114	2 N 2195 A	BFY 51
2 N 1434	0C 22/23/24/30	2 N 1773	BTY 79-200R	2 N 2207	AF 118
2 N 1435	0C 22/23/24/30	2 N 1775	BTY 79-300R	2 N 2217	2 N 2217
2 N 1437	AD 149	2 N 1777	BTY 79-400R	2 N 2218	2 N 2218
2 N 1438	AD 149	2 N 1808	2 N 1308	2 N 2219	2 N 2219
2 N 1465	AD 149	2 N 1843	BTY 91-100R	2 N 2220	2 N 2220
2 N 1466	AD 149	2 N 1844	BTY 87-100R	2 N 2221	2 N 2221
2 N 1474	BCZ 12	2 N 1846	BTY 87-200R	2 N 2222	2 N 2222
2 N 1474 A	BCZ 12	2 N 1848	BTY 87-300R	2 N 2271	AC 128
2 N 1475	BCZ 12	2 N 1849	BTY 87-400R	2 N 2297	2 N 2297
2 N 1478	OC 80	2 N 1891	2N 1302/06/08	2 N 2368	2 N 2368
2 N 1499 A	ASZ 21	2 N 1893	2 N 699	2 N 2369	2 N 2369
2 N 1501	ASZ 16	2 N 1899	RT 1899	2 N 2369 A	2 N 2369 A
2 N 1502	ASZ 16	2 N 1911	BTY 99-100R	2 N 2375	2 N 527
2 N 1504	0C 22/23/24/30	2 N 1913	BTY 99-200R	2 N 2401	2 N 705
2 N 1515	AF116-AF126	2 N 1915	BTY 99-300R	2 N 2410	2 N 2410
2 N 1516	AF115-AF125	2 N 1916	BTY 99-400R	2 N 2411	2 N 2411
2 N 1517	AF117-AF127	2 N 1924	2 N 1924	2 N 2412	2 N 2412
2 N 1525	AF 126	2 N 1925	2 N 1925	2 N 2415	AF 139
2 N 1526	AF 126	2 N 1926	2 N 1926	2 N 2428	AC 125
2 N 1527	AF 126	2 N 1970	2 N 1100	2 N 2429	AC 126
2 N 1536	ASZ 18	2 N 1983	BSY 11	2 N 2430	AC 127
2 N 1540	ASZ 16	2 N 1984	BSY 10	2 N 2431	AC 128
2 N 1544	ASZ 16	2 N 1985	2 N 1613	2 N 2431 MP	AC 128
2 N 1545	ASZ 18	2 N 1986	BSY 10	2 N 2475	2 N 2475
2 N 1546	ASZ 18	2 N 1987	BSY 10	2 N 2483	2 N 2483
2 N 1556	2 N 1100	2 N 1990	2 N 1990	2 N 2484	2 N 2484
2 N 1564	2 N 1564	2 N 1993	2N1302/04/06/08	2 N 2486	BLY 14
2 N 1565	2 N 1565	2 N 1994	2N1302/04/06/08	2 N 2494	AF 102
2 N 1566	2 N 1566	2 N 1995	2N1302/04/06/08	2 N 2495	AF 178

Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
2 N 2496	AFZ 12	2 N 3926	2 N 3926	2 S 110	AF115-AF125
2 N 2512	AF 118	2 N 3927	2 N 3927	2 S 112	AF115-AF125
2 N 2526	ASZ 15/18	2 N 4077	AD 161	2 S 141	AF115-AF125
2 N 2527	ASZ 15/18	2 N 4078	AD 162	2 S 142	AF115-AF125
2 N 2528	ASZ 15/18	2 N 4079	AD 161/AD 162	2 S 143	AF115-AF125
2 N 2569	2 N 2569	2 NJ 9 A	AC 128	2 S 144	AF117-AF127
2 N 2570	2 N 2570	2 NJ 9 D	AC 128	2 S 145	AF115-AF125
2 N 2613	AC 126	2 NU 40	AC 125	2 S 146	AF 126
2 N 2614	AC 126	2 NU 70	AC 125	2 S 148	AF 126
2 N 2617	BCZ 11	2 NU 72	AC 125	2 S 159	AC 125
2 N 2654	AF 179	2-OA 72	2-AA 119	2 S 163	AC 132
2 N 2671	AF 178	2-OA 79	2 OA 79	2 S 301	BCY 32
2 N 2672	AF 125	2-OC 16	2 AD 140	2 S 302	BCZ 10-BCY 33
2 N 2706	AC 128	2-OC 26	2-AD 140	2 S 303	BCZ 11-BCY 34
2 N 2707	AC 127/AC 128	2-OC 30	2-AD 139	2 S 304	BCZ 10
2 N 2717	ASZ 21	2-OC 72	2-AC 132	2 S 322	BCZ 10
2 N 2786	AFY 19	2-OC 74	2-AC 128	2 S 323	BCZ 11
2 N 2835	AD 139	2 S 001	2 N 337	2 SA 12	AF 127
2 N 2836	AD 149	2 S 002	2 N 337	2 SA 13	AF117-AF127
2 N 2857	2 N 2857	2 S 014	2 N 337	2 SA 14	AF 127
2 N 2868	BFY 51	2 S 4	AF 127	2 SA 15	AF 126
2 N 2904	2 N 2904	2 S 12	AC 128	2 SA 16	AF117-AF127
2 N 2904 A	2 N 2904 A	2 S 13	AF 127	2 SA 17	AF116-AF126
2 N 2905	2 N 2905	2 S 14	AC 125	2 SA 18	AF 126
2 N 2905 A	2 N 2905 A	2 S 15	AC 128	2 SA 22	AF 126
2 N 2923	BC 108	2 S 18	AD 140	2 SA 23	AF 127
2 N 2924	BC 108	2 S 24	AC 132	2 SA 24	AF114-AF124
2 N 2925	BC 109	2 S 30	AF 126	2 SA 25	AF114-AF124
2 N 2926	BC 109	2 S 31	AF 127	2 SA 27	AF115-AF125
2 N 2953	AC 128	2 S 32	AC 132	2 SA 28	AF115-AF125
2 N 2990	2 N 699	2 S 33	AC 132	2 SA 29	AF115-AF125
2 N 2991	2 N 2297	2 S 34	AC 128	2 SA 30	AF 126
2 N 2992	2 N 699	2 S 35	AF 127	2 SA 31	AF 127
2 N 2993	2 N 2297	2 S 36	AF 127	2 SA 35	AF 126
2 N 3055	2 N 3055	2 S 37	AC 132	2 SA 36	AF117-AF127
2 N 3074	AF 180	2 S 38	AC 128	2 SA 37	AF117-AF127
2 N 3075	AF 181	2 S 39	AC 125	2 SA 38	AF117-AF127
2 N 3252	2 N 3252	2 S 40	ASY 27	2 SA 39	AF117-AF127
2 N 3338	2 N 708	2 S 41	AF 125	2 SA 40	AF117-AF127
2 N 3375	2 N 3375	2 S 42	ASZ 15	2 SA 41	AF117-AF127
2 N 3553	2 N 3553	2 S 43	AF115-AF125	2 SA 42	AF117-AF127
2 N 3570	2 N 3570	2 S 44	AC 128	2 SA 43	AF115-AF125
2 N 3571	2 N 3571	2 S 45	AF 127	2 SA 48	AF115-AF125
2 N 3572	2 N 3572	2 S 49	AF 127	2 SA 49	AF116-AF126
2 N 3588	AF 121	2 S 52	AF 126	2 SA 50	2 N 1309
2 N 3632	2 N 3632	2 S 53	AF 127	2 SA 51	AF117-AF127
2 N 3642	2 N 2410	2 S 54	AC 132	2 SA 52	AF 126
2 N 3733	2 N 3733	2 S 56	AC 128	2 SA 53	AF117-AF127
2 N 3866	2 N 3866	2 S 91	AC 128	2 SA 57	AF114-AF124
2 N 3924	2 N 3924	2 S 109	AF115-AF125	2 SA 58	AF114-AF124

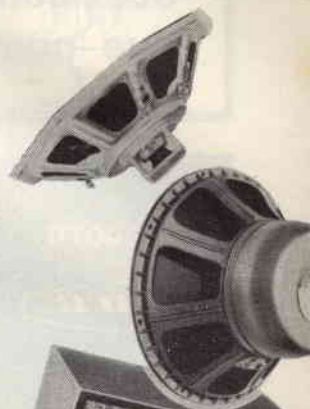
Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS	Tipo	Corrispondente PHILIPS
2 SA 59	AF117-AF127	2 SA 134	AF 178	2 SA 215	AF 178
2 SA 60	AF116-AF126	2 SA 135	AF 178	2 SA 216	AF 178
2 SA 65	ASY 27	2 SA 138	AF 127	2 SA 218	AF116-AF126
2 SA 66	2 N 1307	2 SA 139	AF 127	2 SA 219	AF116-AF126
2 SA 67	2 N 1309	2 SA 141	AF 127	2 SA 220	AF116-AF126
2 SA 69	AF 126	2 SA 142	AF 127	2 SA 221	AF116-AF126
2 SA 70	AF116-AF126	2 SA 143	AF 126	2 SA 222	AF116-AF126
2 SA 71	AF114-AF124	2 SA 144	AF 126	2 SA 223	AF116-AF126
2 SA 72	AF117-AF127	2 SA 145	AF 127	2 SA 224	AF115-AF125
2 SA 73	AF116-AF126	2 SA 146	AF117-AF127	2 SA 226	AF115-AF125
2 SA 74	AF114-AF124	2 SA 147	AF117-AF127	2 SA 227	AF116-AF126
2 SA 75	AF114-AF124	2 SA 148	AF117-AF127	2 SA 229	AF 139
2 SA 76	AF116-AF126	2 SA 149	AF117-AF127	2 SA 230	AF 139
2 SA 77	AF114-AF124	2 SA 152	AF 126	2 SA 233	AF 126
2 SA 78	ASY 75	2 SA 153	AF117-AF127	2 SA 234	AF114-AF124
2 SA 80	AF114-AF124	2 SA 154	AF116-AF126	2 SA 235	AF117-AF127
2 SA 81	AF114-AF124	2 SA 155	AF117-AF127	2 SA 236	AF117-AF127
2 SA 82	AF115-AF125	2 SA 156	AF117-AF127	24 A 237	AF 127
2 SA 83	AF114-AF124	2 SA 157	AF 126	2 SA 239	AF 178
2 SA 84	AF 126	2 SA 159	AF 126	2 SA 240	AF 178
2 SA 85	AF114-AF124	2 SA 160	AF 126	2 SA 241	AF 178
2 SA 86	AF115-AF125	2 SA 161	AF 102	2 SA 242	AF 178
2 SA 89	AF114-AF124	2 SA 167	AF 127	2 SA 243	AF 178
2 SA 90	AF114-AF124	2 SA 168	AF 127	2 SA 254	AF117-AF127
2 SA 92	AF116-AF126	2 SA 168 A	AF 127	2 SA 255	AF117-AF127
2 SA 93	AF116-AF126	2 SA 175	AF114-AF124	2 SA 256	AF115-AF125
2 SA 94	AF 125	2 SA 176	AF116-AF126	2 SA 257	AF115-AF125
2 SA 101	AF117-AF127	2 SA 178	AF116-AF126	2 SA 258	AF116-AF126
2 SA 102	AF117-AF127	2 SA 180	AF117-AF127	2 SA 259	AF116-AF126
2 SA 103	AF117-AF127	2 SA 181	AF117-AF127	2 SA 266	AF114-AF124
2 SA 104	AF117-AF127	2 SA 182	AF117-AF127	2 SA 267	AF 125
2 SA 105	AF114-AF124	2 SA 183	AF117-AF127	2 SA 268	AF 125
2 SA 108	AF114-AF124	2 SA 184	AF117-AF127	2 SA 269	AF114-AF124
2 SA 109	AF114-AF124	2 SA 192	AF 126	2 SA 270	AF114-AF124
2 SA 110	AF114-AF124	2 SA 193	AF 127	2 SA 285	AF116-AF126
2 SA 111	AF114-AF124	2 SA 195	AF 127	2 SA 286	AF116-AF126
2 SA 112	AF114-AF124	2 SA 196	AF 127	2 SA 287	AF115-AF125
2 SA 116	AF 178	2 SA 197	AF117-AF127	2 SA 293	AF 118
2 SA 117	AF 178	2 SA 198	AF117-AF127	2 SA 307	AF 125
2 SA 118	AF 178	2 SA 199	AF117-AF127	2 SA 311	AFY 19
2 SA 121	AF 178	2 SA 200	AF117-AF127	2 SA 312	AFY 19
2 SA 122	AF 178	2 SA 201	AF 127	2 SA 313	AF 124
2 SA 123	AF 178	2 SA 202	AF 127	2 SA 314	AF 124
2 SA 124	AF 178	2 SA 203	AF117-AF127	2 SA 315	AF 124
2 SA 125	AF 178	2 SA 206	2 N 1305	2 SA 316	AF 124
2 SA 128	2 N 1309	2 SA 208	2 N 526	2 SA 322	AF 124
2 SA 129	2 N 1309	2 SA 209	2 N 527	2 SA 323	AF 124
2 SA 131	AF 125	2 SA 210	AF 126	2 SA 324	AF 124
2 SA 132	AF 124	2 SA 213	AF 178	2 SA 340	AF 124
2 SA 133	AF 125	2 SA 214	AF 178	2 SA 341	AF 124

ISOPHON
autsprecher

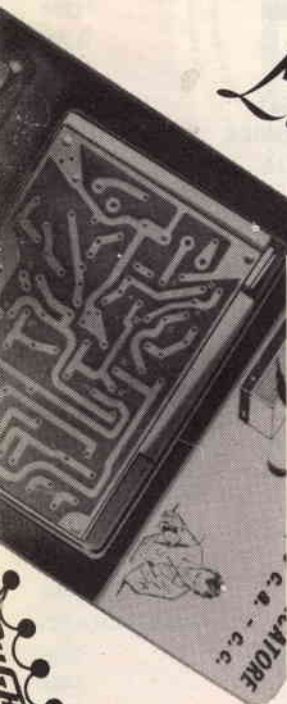
É imminente l'uscita di un numero speciale di ben **300** pagine al prezzo di **L. 1.000.**

In esso troverete:

- Lettera **A** (altoparlanti) estratto dal catalogo componenti elettronici **G.B.C.**
- Una vasta serie di scatole di montaggio **HIGH-KIT.**
- Articoli interessantissimi sulla costruzione e disposizione di diffusori acustici **HI-FI.**



MENT TO THE ROYAL DANISH COURT



NUMERO SPECIALE L. 1.000

Spedizione in Abbonamento Postale Gruppo III/70 Ottobre 1969

ATTENZIONE

È imminente l'uscita del numero speciale di:

SELEZIONE RADIO - TV

di **tecnica**

e **Sperimentare**

non perdetevi questa grande occasione assicurandovi due numeri sensazionali

PRODOTTI



AREZZO

52100
Via M. Da Caravaggio, 10-12-14
Tel. 30258

FIRENZE

50134
Via G. Milanesi, 28/30
Tel. 486303

LIVORNO

57100
Via Della Madonna, 48
Tel. 31017

PISTOIA

51100
Viale Adua, 132
Tel. 31669

VIAREGGIO

55049
Via Rosmini, 20
Tel. 49244

SELEZIONE RADIO - TV di **tecnica**

SOMMARIO INSERZIONI

	pagina
ACUSTICA VACCA	1520
BERNSTEIN	1535
BRIMAR	1390
BRITISCH	1538
CASSINELLI	1411
CHEMTRONICS	1573
CHINAGLIA	1399
ERSA	1400
FACON	1443
FRACARRO	1539
G.B.C. MODENA	1420
G.B.C. FIRENZE	1578
HELLESENS	1547
HIGH-KIT	1402-1429
HITACHI	1508
KRUNDAAL	1513
ICE	1386-1387
IRCI	1401
ISOPHON	1565
LESA	1423
MISTRAL	1427
PHILIPS	1436-1437-1465
PLAS-T-PAIR	1523
PRESTEL	1453
R.C.F.	1571
SASEA	1413
SICTE	1433
SOC. IT. TELEC. SIEMENS	1444
UNAOHM	1507

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**

Bloy

UT/523

23"



Soprammobile. Cinescopio da 23" - 110° autoprotetto tipo «Alluminated Single Bond». 38 funzioni elettroniche. Telaio orizzontale, per una facile manutenzione, a due circuiti PCB separati. Gruppo VHF a dodici posizioni con circuito di ingresso tipo «Neutrode» a bassissimo fruscio ed elevata sensibilità. Gruppo UHF a sintonia continua con due mesatransistor. Prese per antenne esterne. Commutazione istantanea per la ricezione del 1° e 2° canale. Controllo automatico di sensibilità. Elevata finezza di dettaglio. Controllo di tono. Circuito audio di tipo speciale con altoparlante frontale. Con vetro speciale antiriverbero di nuova concezione che consente una visione nitida e riposante. Potenza d'uscita: 3 W. Alimentazione: in corrente alternata - 220 V - 50 Hz. Dimensioni: 670 x 350 x 470.

