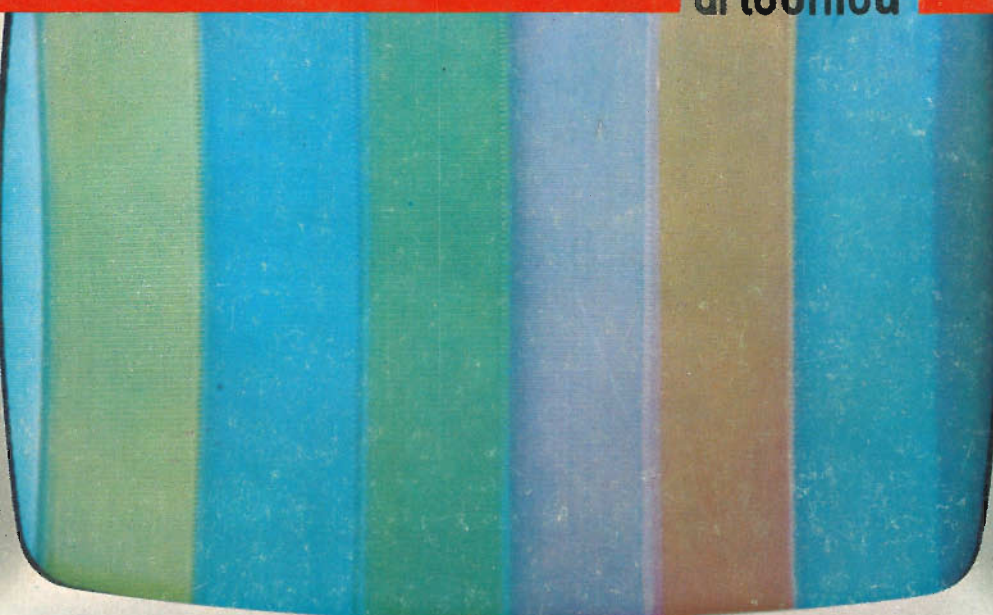


# SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

**11**  
LIRE  
500



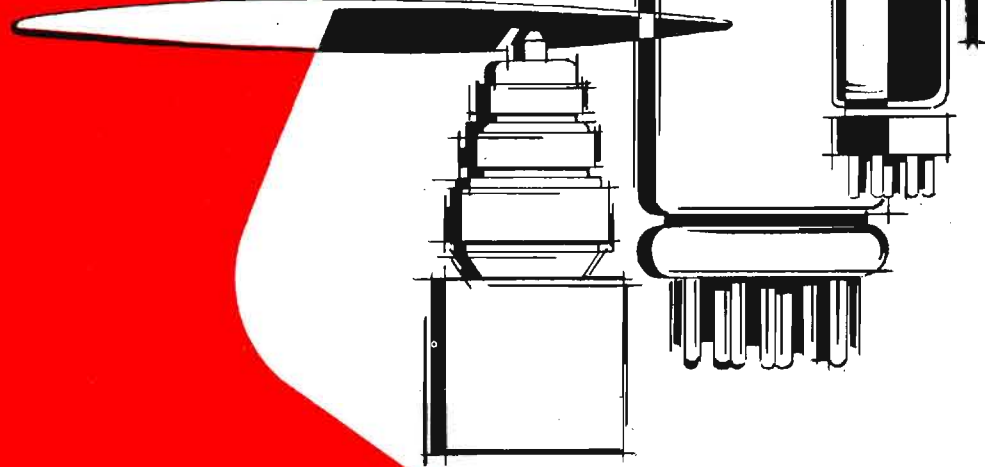
AUSTRIA .....	Sc. 27.50	INGHILTERRA .....	Sh. 0.10
BELGIO .....	Fr. Bg. 51.50	JUGOSLAVIA .....	Din. 13
DANIMARCA .....	Kr. D. 8	LUSSEM. ....	Fr. Bg. 51.50
FRANCIA .....	Fr. Fr. 5	MALTA .....	Sh. 0.10
GERMANIA .....	D.M. 4	NORVEGIA ....	Kr. N. 7.50
GRECIA .....	D.Z. 31.50		

OLANDA .....	Fol. 4
POLONIA .....	Złoty 125
PORTOGALLO .....	Esc. 30
SPAGNA .....	Pts. 73.50
SVIZZERA .....	Fr. S. 4.50
TURCHIA .....	L.T. 10

**novembre/dicembre 1968**

Spedizione In Abbonamento Postale - Gruppo III/70

**FIVRE**



**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

microfoni, diffusori a tromba  
unità magnetodinamiche, colonne sonore,  
miscelatori, amplificatori b.f.,  
altoparlanti per hi-fi,  
componenti per hi-fi, casse acustiche

**RCF**



**AMPLIFICATORE B.F.  
AM 8300**

interamente equipaggiato  
con transistor professionali  
al silicio

potenza d'uscita: 300 W

potenza massima (di picco): 500 W

circuiti d'entrata: 4 canali micro con impedenza d'ingresso  $60 \div 600 \Omega$ ;  
1 canale commutabile fono-registratore  $0,5 M\Omega$ ; 1 canale per mi-  
scelatore (posteriore)  $100 k\Omega$

alimentazione totalmente stabilizzata c.a.  $50/60$  Hz;  $100 \div 270$  V.  
oppure c.c. 36 V.



**AMPLIFICATORE B.F.  
AM 8150**

interamente equipaggiato  
con transistor professionali  
al silicio

potenza d'uscita: 150 W

potenza massima (di picco): 250 W

circuiti d'entrata: 3 canali micro con impedenza d'ingresso  $60 \div 600 \Omega$ ;  
1 canale commutabile fono-registratore:  $0,5 M\Omega$ ; 1 canale per mi-  
scelatore (posteriore)  $100 k\Omega$

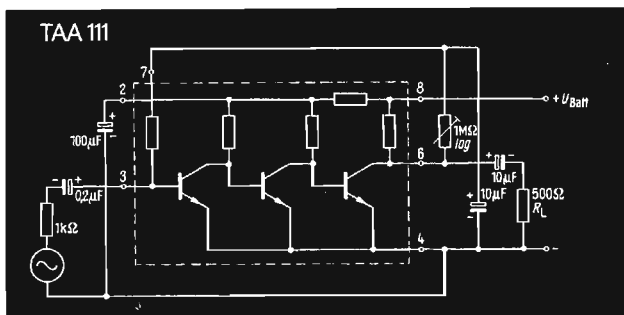
alimentazione totalmente stabilizzata c.a.  $50/60$  Hz;  $100 \div 270$  V.  
oppure c.c. 36 V.

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

**COSTRUZIONI  
ELETTOACUSTICHE  
DI PRECISIONE**

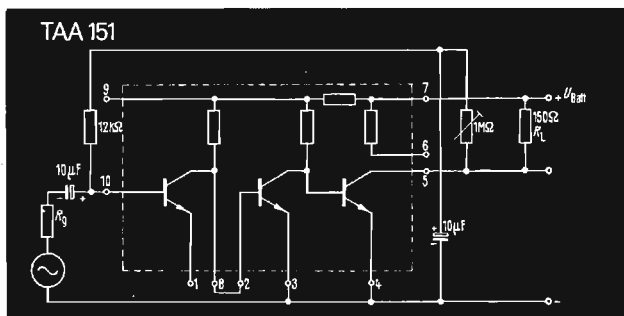
**RCF**

# I circuiti integrati TAA negli apparecchi amplificatori



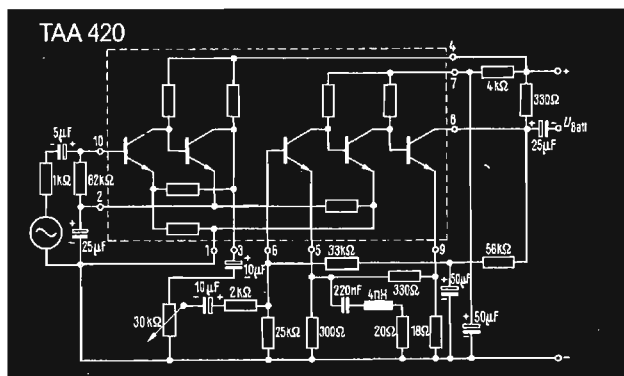
I circuiti integrati Siemens sono particolarmente adatti per l'impiego negli apparecchi di costruzione compatta e dimensioni ridotte, come ad esempio amplificatori auricolari, registratori tascabili, preamplificatori per radio e microfoni.

Gli amplificatori a tre e cinque stadi, costruiti secondo la tecnica planare al silicio, sono disponibili attualmente nelle esecuzioni TAA 111, TAA 121, TAA 131, TAA 141, TAA 151 e TAA 420.



L'amplificatore TAA 151 a tre stadi è adatto alle più svariate applicazioni per la possibilità di essere collegato ai diversi punti del circuito.

L'amplificatore TAA 420 a cinque stadi offre la possibilità di regolare il volume e la distorsione mediante la separazione del secondo e terzo stadio.



Tipo	$U_{B_{alt}}$ (V)	$V_{a^1}$ (dB)	Custodia
TAA 111	4,5	65	5 C 8
TAA 121	4,5	74	5 C 8
TAA 131	1,3	57	plastica 2,1 x 2,1 x 1,1 mm
TAA 141	1,3	57	18 A 4
TAA 151	6,0	70	5 C 10
TAA 420	7,5	60	5 C 10

1) Valido per i circuiti di misura raffigurati a lato

## SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

### SOMMARIO

#### In copertina

Vectorscopio per la misura degli angoli di fase relativi alle barre di colore sul segnale di prova TVC.

#### Lettere

1923 I lettori ci scrivono

#### Bassa Frequenza

1929 Amplificatori B.F. a transistor senza trasformatori d'uscita - I parte

#### Registrazione

1933 Due adattatori di impedenza per amplificatori a transistor  
1937 Considerazioni teorico-pratiche sulla premagnetizzazione del nastro

#### Strumenti e misure di laboratorio

1949 Commutatore elettronico

1955 Generatore di arcobaleno - II parte

#### Elettronica Industriale

1961 Montaggi speciali dei relé - I parte

2047 Considerazioni sul tempo della saldatura industriale

#### Televisione a colori

1967 Costruiamo un televisore a colori - IV parte

#### L'angolo del tecnico TV

1975 Tuner UHF con transistor AF239-AF139 - II parte

#### Il riparatore

2111 Controllo empirico di ricevitori FM stereo

#### L'angolo del tecnico TV

1983 Principio di misura sui cavi d'antenna

#### L'ABC dell'elettronica

1991 Foelettronica - Circuiti pratici - III parte

1999 Gli oscillatori

2121 Il fattore di smorzamento di un amplificatore

#### Nuovi componenti

2005 Trasformatore d'uscita di riga tipo AT 2036

#### Caratteristiche dei componenti

2013 Unità di deflessione tipo AT 1040

2016 Controllo di transistor per alta frequenza

2025 Sintonizzazione con un diodo

#### Note di servizio

2031 Beomaster e Beolab 5000

#### Fatti e commenti

2119 Legislazione della radio

#### High-Kit

2055 Realizzazione dei progetti con elementi S-DeC - UK 5000

#### Realizzazioni sperimentali

2067 Generatore d'impulsi per tergitristallo

#### Radiodiffusione

2071 La ricezione delle stazioni ad onda corta - III parte

#### Rubriche

2091 Storia delle comunicazioni a distanza - III parte

2099 Rassegna delle riviste estere

2106 La scrivania dello zio

2108 Equivalenze tubi professionali Philips

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.

## Variazioni su un solo tema



LU/3980-00

## Il nuovo saldatore ERSA-Varius per l'industria

ERSA ERNST SACHS KG 698 WERTHEIM/MAIN



**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. 11 - Novembre 1968  
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. 500,  
numero arretrato L. 1.000

Abbonamento annuo L. 5.000,  
per l'Estero L. 7.000.

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.

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. DONATI G. Roma**

### Relé per defibrillatori cardiaci

Abbiamo tardato notevolmente a rispondere al suo quesito, che in passato ci era stato posto da altri lettori, in considerazione delle difficoltà che abbiamo incontrato nel procurarci le informazioni richieste.

Un relé avente una energia impulsiva che raggiunga i 500 W/s è realizzato dalla ditta KILOVAC. Si tratta di un relé al quale sono state dedicate particolari cure tenuto conto che un defibrillatore viene normalmente impiegato quando la vita di un individuo viene a trovarsi in grave pericolo.

In virtù dello speciale procedimento costruttivo il tipo HVS-10/S8, al quale facciamo riferimento, è da considerare quanto di meglio possa offrire l'industria elettromedicale nel campo dei relé ad alta tensione.

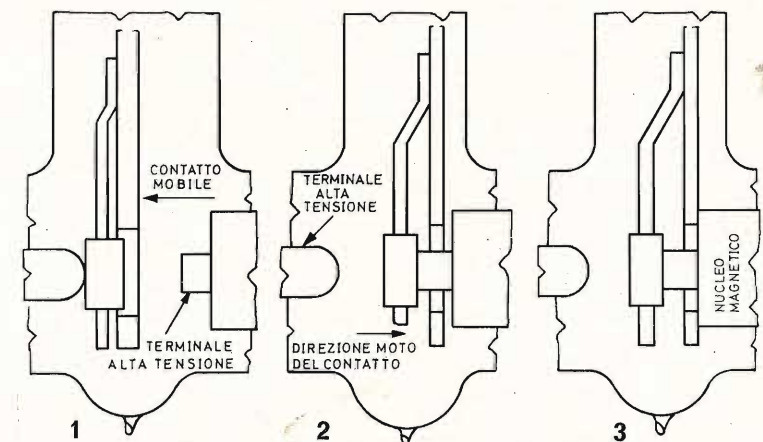
L'eliminazione del rimbalzo è stata raggiunta assorbendo l'energia cinetica finale del contatto mobile tramite un circuito magnetico come è indicato nelle figure 2 e 3.

Tenendo presente che nei recenti trapianti cardiaci il nuovo cuore è stato rimesso in funzione mediante l'impiego di un defibrillatore cardiaco occorre ricordare che affinché questo apparecchio funzioni nelle migliori condizioni deve rispondere a due principi essenziali:

a) Avere una durata molto lunga. Infatti l'erosione del contatto si verifica ogni qualvolta il contatto stesso rimbalza. Una riduzione dei rimbalzi riduce conseguentemente al minimo l'erosione del contatto, prolungandone la durata.

b) Il relé, unitamente a tutti i componenti sotto tensione, deve essere considerato come un oscillatore del tipo, detto comunemente, « ad un colpo ». Comunque se si manifesta un rimbalzo si generano una serie di oscillazioni di brevissima durata, ma ad alto livello, che sono considerate di grave detrimento per il paziente. Di qui la necessità dell'eliminazione del rimbalzo che è stata raggiunta con il relé HVS/10/8 del quale in figura 4 riportiamo le caratteristiche originali.

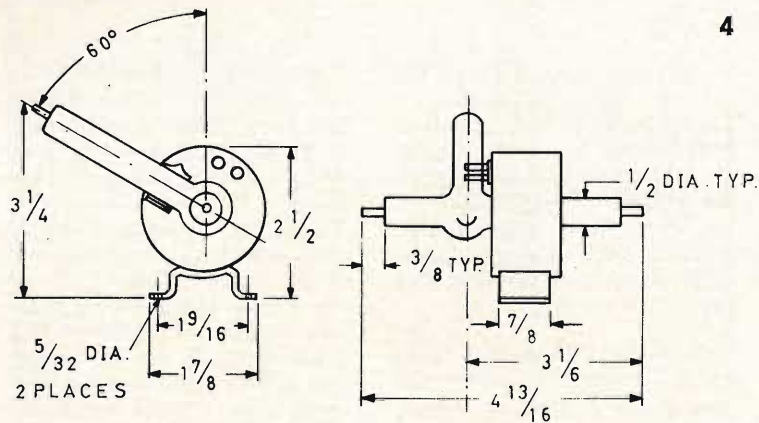
Naturalmente maggiori delucidazioni potrà averle dalla ditta costruttrice.



1) Contatti in posizione « aperto ». 2) Punto di primo contatto.  
3) Completamente attratto.

### ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Contact arrangement	SPDT
Maximum switching voltage	17 KV peak, AC or DC
Maximum current (Carry only)	8 amperes
Nominal coil voltage	40 volts, DC
Maximum pull-in voltage	30 volts, DC at 25°C
Maximum drop-out voltage	25 volts, DC at 25°C
Coil resistance at 25°C	65 ohms $\pm$ 10%
Maximum pull-in time	20 milliseconds
Maximum drop-out time	10 milliseconds
Pulse energy	500 watt-secs.
Pulse duration	2.5 microseconds
Pulse repetition rate	2 pulses per min.
Ambient Temperature	-55°C to +125°C
Shock	10 G
Vibration	10 G to 55 cps



**Sig. MARTINI G. Milano**

#### Deformazione dell'immagine TV

Su questo argomento ci siamo trattenuti a lungo durante l'esame delle anomalie dei televisori che è stato l'argomento di molte puntate pubblicate nella rubrica « Servizio Radio TV » di Selezione.

L'inconveniente al quale lei accenna in genere è dovuto ad una anomalia di linearità dei denti di sega ed in effetti non sempre è facile eliminarlo. La deformazione naturalmente può manifestarsi tanto in senso orizzontale quanto in senso verticale. In genere in assenza di modulazione si possono riscontrare delle righe addensate in basso dello schermo ed altre più distanziate verso l'alto.

In questo caso il dente di sega della deflessione di quadro è distorto specialmente nella parte finale della sua elongazione utile. Ciò può essere attribuito, fra l'altro, al tubo pilota dello stadio finale a causa di un potenziale negativo di griglia insufficiente, oppure ad una insufficienza di capacità di carico anodico, oppure ad un eccesso di regolazione del potenziometro di linearità.

Se viceversa le righe sono addensate in alto e distanziate in basso, la distorsione si manifesta nella parte iniziale del dente di sega dovuta a cause opposte a quelle indicate per il caso precedente. In questo caso si può essere manifestata una eccessiva capacità di carico od una eccessiva tensione negativa nei confronti del tubo pilota od una sregolazione

per difetto del potenziometro di linearità. L'inconveniente può anche essere dovuto ad una insufficiente tensione anodica sul tubo di scarica dell'asse dei tempi.

Se l'immagine è deformata inizialmente, cioè nella parte alta, il dente di sega per la deflessione orizzontale, tende a non obbedire prontamente ai segnali di sincronizzazione all'inizio delle righe pari e dispari, perché instabile ed è disturbato durante il periodo di ritorno di quadro, allorché sono presenti i segnali di equalizzazione e quelli di quadro. Ciò perché la frequenza dell'oscillatore di riga è troppo diversa da quella di lavoro. Il sincronismo ha luogo forzatamente durante il periodo di scansione, tanto più quanto più intensi sono gli impulsi sincronizzanti, ma immediatamente dopo l'oscillatore ha tendenza ad oscillare liberamente. Il difetto in questo caso si elimina ritoccando la frequenza dell'oscillatore di riga.

**Sigg. RIGON A. Padova  
MARRA M. Roma**

#### Dispositivo di allarme antifurto

Lo schema del dispositivo di allarme antifurto pubblicato sul n. 4/1966 della rivista, è quello originale tratto da una rivista estera.

Come abbiamo chiarito successivamente, nello stesso vi è un errore di collegamento per cui viene a mancare l'alimentazione fra il collettore e la base del primo transistor. Per ovviare a questo inconveniente, occorre collegare, fra di loro, le resistenze R2 ed R3 (dal lato superiore guardando lo schema).

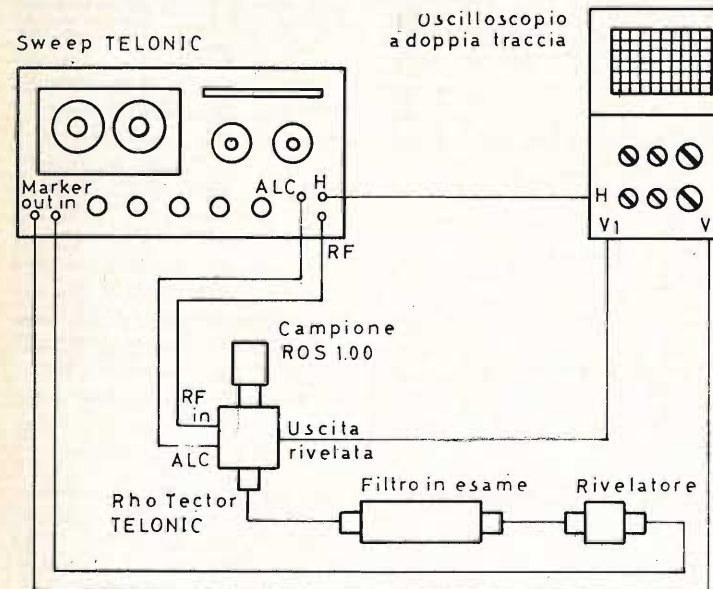
Comunque è opportuno precisare che questi dispositivi, nei quali sono impiegati gli effetti capacitivi di una lastra metallica, richiedono

una messa a punto molto accurata e difficoltosa e non sono troppo stabili.

In considerazione del manifestarsi di questi inconvenienti ed in seguito alle numerose richieste di dispositivi di allarme antifurto, la G.B.C. ha ritenuto opportuno mettere in commercio una scatola di montaggio che consente di realizzare con estrema facilità un efficiente sistema di allarme, il cui funzionamento è basato sulla apertura dei contatti di un relé. Questa scatola di montaggio, la cui descrizione è stata pubblicata nel n. 10/1967, di Selezione Radio TV, è posta in vendita sotto la sigla UK15 ed il suo costo è veramente modesto.

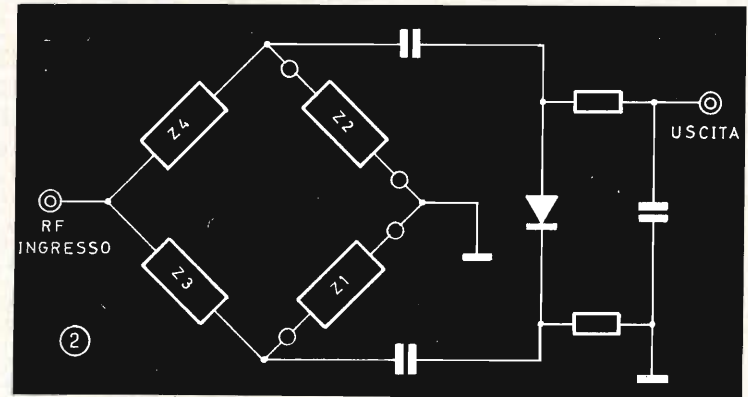
**Sig. DE CARLI M. Milano**  
**Generatore Sweep con Rho-Tector**

Con riferimento a quanto pubblicato nella rubrica RADIODIAMATORI n. 6-1968 ed al



suo quesito, conferiamo senz'altro la sua ipotesi per cui le caratteristiche di trasmissione e di riflessione di un qualsiasi quadripolo, sia atti-

vo che passivo, possano essere determinate contemporaneamente impiegando un generatore sweep ed un Rho-tector nel campo di frequenze che va da 0,5 MHz fino a 4.000 MHz. In figura 1 riportiamo uno schema suggerito



in proposito dalla Telonic Italiana. L'Rho-tector non è altro che un comparatore di impedenza, di elevata precisione, che comprende un ponte simmetrico a RF, insensibile alla

brata in ROS, che possono avere qualsiasi valore fra quelli normalmente forniti.

È così possibile misurare, con ottima precisione, l'ROS del quadripolo collegato al posto dell'impedenza Z1 una

volta che sia tarata, mediante le terminazioni campione di cui sopra, la scala di un oscilloscopio.

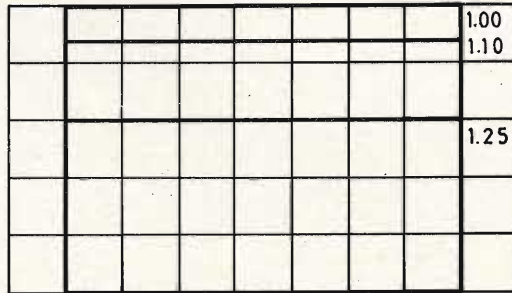
La prima operazione da compiere è la taratura in ROS dell'oscilloscopio, mediante l'uso delle varie impedenze campione. Nel caso che prendiamo ad esempio possiamo supporre che sia valido il risultato indicato in figura 3.

Per la maggior parte delle prove è richiesto solamente che il ROS sia inferiore ad un dato valore massimo. Generalmente è sufficiente calibrare l'oscilloscopio con la terminazione avente il ROS pari al valore massimo previsto e controllare quindi che il ROS del quadripolo in misura sia inferiore a detto valore.

Da questo istante occorre avere l'accortezza di variare il livello di uscita del generatore, qualora sia indispensabile, servendosi esclusivamente di attenuatori tarati in modo da poter facilmente risalire al valore prefissato sulla scala dell'oscilloscopio. Dopo aver effettuato questa prima operazione si collegherà il quadripolo in esame secondo lo schema di figura 1.

L'uscita del quadripolo sarà chiusa sull'impedenza di ingresso di un rivelatore, in modo da avere, sulla seconda traccia dell'oscilloscopio, la banda passante dell'elemento in esame.

Qualora detto elemento sia un filtro, si avranno sullo schermo due curve simili a quelle indicate in figura 4.



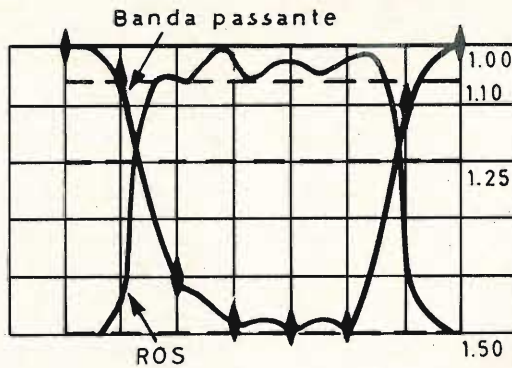
1.50

I marcatori di frequenza possono essere inseriti solo su una delle due curve (in questo caso sono inseriti sulla banda passante). Ciò non rappresenta un inconveniente in quanto è sempre possibile fare riferimento

campo di frequenza del Rho-tector, non è necessario effettuare una nuova taratura dato che lo strumento mantiene invariate le proprie caratteristiche.

Un altro notevole vantaggio dell'impiego dell'Rho-tector è costituito dalla possibilità di eseguire misure riferendosi a valori di ROS diversi da 1.00.

Infatti se al posto dell'impedenza Z1, che nel nostro caso ha un ROS di 1.00, si collega l'impedenza di 1,20 la misura verrà riferita a questo ultimo valore ed il punto zero si avrà per il valore 1.20 che



ROS

al marcatore di una curva per stabilire con uguale precisione le frequenze dell'altra.

A questo punto la taratura del filtro può essere fatta con estrema facilità, in un tempo molto breve e senza possibilità di errori.

Anche cambiando tipo di filtro, sempre restando nel

equivale ad una impedenza di 60 ohm.

L'errore che si commette nella determinazione del ROS usando questo semplice sistema è paragonabile a quello che si commette con i normali sistemi in uso come linee fessurate, accoppiatori direzionali ecc.

### Sig. REBOLINO R. La Spezia

#### Sulla qualità della riproduzione musicale

Si può definire come alta fedeltà un sistema di riproduzione musicale che conservi totalmente le caratteristiche psicofisiche della musica, senza aggiungerne e senza toglierne.

Secondo tale definizione un apparecchio ad alta fedeltà dovrebbe dare all'ascoltatore la sensazione di trovarsi nella sala di esecuzione.

Le principali caratteristiche psicofisiche della musica sono: melodia, armonia, timbro, ritmo, dinamica, presenza ecc.

Gli apparecchi destinati alle riproduzioni musicali hanno una serie di difetti dei quali tre sono classici: deformazione di frequenza, deformazione di fase e deformazione di ampiezza. A questi dobbiamo aggiungere la deformazione di livello la quale si manifesta quando la musica non viene riprodotta con lo stesso livello con la quale è stata eseguita.

Si dice che si è in presenza di una deformazione dinamica quando non si riesce a riprodurre in forma corretta le variazioni del volume sonoro comprese fra il pianissimo ed il fortissimo. La deformazione di presenza si ha invece quando non si riesce a dare agli ascoltatori la sensazione di trovarsi di fronte alla esecuzione.

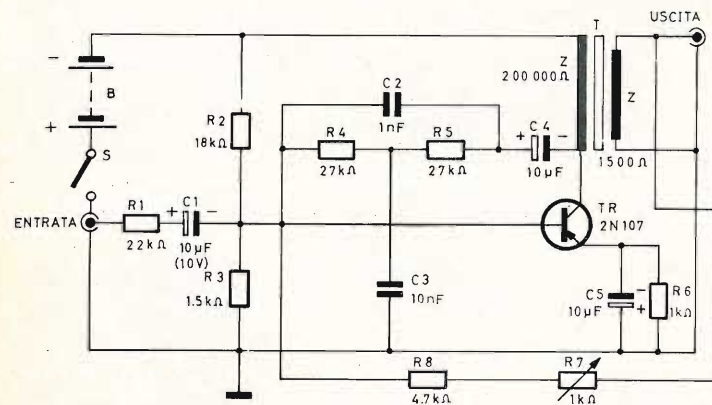
Affinché una riproduzione possa essere definita ad alta fedeltà è necessario che:

1) La risposta sia praticamente lineare nella gamma delle frequenze udibili, cioè che la deformazione di frequenza sia trascurabile.

2) La fase deve variare in forma lineare con la frequenza. Cioè, anche in questo caso, la deformazione di fase deve essere ridotta al minimo possibile.

3) Lo spettro di uscita non deve avere altre componenti di frequenza oltre a quelle che si hanno all'entrata. Perciò non deve esistere una deformazione di ampiezza.

4) Il livello sonoro deve essere identico a quello della sala di esecuzione. Un livello minore dà la sensazione di una mancanza di toni gravi



e acuti mentre un livello maggiore produce un effetto contrario, sebbene meno accentuato.

5) La variazione di livello sonoro massima che esiste fra il pianissimo ed il fortissimo deve essere riprodotta fedelmente nella sala di ricezione. Ciò significa che l'apparecchio deve essere in grado di riprodurre i picchi di potenza considerevolmente maggiori della potenza media e quelli di poco superiori al rumore dell'apparecchio, e di quello esistente nella sala di ascolto, in modo da consentire l'audizione del pianissimo in modo soddisfacente. Ciò significa che la deformazione dinamica deve essere trascurabile.

6) La distribuzione del suono nella sala di ascolto deve essere tale che l'ascoltatore possa stabilire la posizione nella quale si trovano gli esecutori.

### Sig. FERRERO C. Torino

#### Filtro BF per RX dilettantistici

In figura 1 è rappresentato lo schema di un efficiente filtro di bassa frequenza da applicare all'uscita dei radioricevitori durante la ricezione dei segnali in radiotelegrafia.

L'ampiezza di banda del filtro è di 900 Hz e di solo 120 Hz per 20 dB di caduta da ciascun lato. In esso è fatto uso di due catene di rialimentazione: uno positivo formato dai resistori R8 e R7 e la connessione al trasformatore T, e l'altro negativo nella base del transistor 2N107 mediante il noto filtro a T regolato a 900 Hz. L'amplificatore perde notevolmente in guadagno via via che il segnale si allontana da 900 Hz tonalità questa che è da considerare una delle migliori per la ricezione in telegrafia.

Il transistor 2N107 può essere eventualmente sostituito da uno del tipo OC75.

Il trasformatore T dovrà presentare una resistenza di 200.000 ohm al primario e 1.500 al secondario. Qualora non si manifestino le oscillazioni occorre invertire i collegamenti del secondario del trasformatore.

### SOMMARIO INSERZIONI

	pagina
<b>B &amp; O</b>	1960-1966
<b>BEYSCHLAG</b>	1965
<b>BRITISH</b>	2023
<b>CASSINELLI</b>	2019
<b>CHINAGLIA</b>	2003
<b>DUCATI</b>	2009
<b>ERSA</b>	1922
<b>FACON</b>	1945
<b>FI-LI-AR</b>	1981
<b>FIVRE</b>	2° copertina
<b>HELLESENS</b>	3° copertina
<b>HITACHI</b>	4° copertina
<b>I.R.</b>	1977
<b>MALLORY</b>	1959
<b>MONTAFLEX</b>	1998
<b>PHILIPS</b>	1971-1995-2015
<b>PRESTEL</b>	1987
<b>RADIO ELETTRA</b>	1978
<b>RCF</b>	1919
<b>SICTE</b>	2045
<b>SIEMENS ELETTRA</b>	1920
<b>SOC. IT. TELEC.</b>	
<b>SIEMENS</b>	1941-2105

### TARIFFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos 720
AUSTRALIA	Sh. 2
BRASILE	Crs. 67,50
CANADA	\$ Can. 2,50
CILE	Esc. 12,50
EGITTO	Leg. 0,5
ETIOPIA	\$ Et. 3,50
GIAPPONE	Yen. 8
ISRAELE	L.I. 4,50
LIBANO	L.F. 4
LIBIA	L. Lib. 0,60
PARAGUAY	Guar. 362
PERU'	Sol. 73,50
SUD AFRICA	R. 0,90
URUGUAY	Pesos 602
U.S.A.	\$ 2,10
VENEZUELA	Bs. 9,50



**BRIMAR**

**offre una vasta gamma di tubi catodici per oscilloscopi, con schermo circolare o rettangolare, tutti dotati di post-accelerazione anodica a spirale o a griglia.**



Chiedete il catalogo BRIMAR dei tubi catodici industriali.

**BRIMAR RADIO VALVES & TUBES LTD.**  
7 . SOHO SQUARE . LONDON . W1 . ENGLAND

Nel corso dell'articolo esamineremo le varie forme possibili di circuiti a transistor con stadi di uscita senza trasformatore nei vari casi che si possono presentare in pratica. Ci occuperemo però di circuiti con stadio finale push-pull serie senza trasformatori e di stadi pilota equipaggiati di transistor complementari.

**BASSA  
FREQUENZA**

Parte I

## **AMPLIFICATORI B.F. A TRANSISTOR SENZA TRASFORMATORI D'USCITA**

**C**ol progredire della tecnica dell'alta fedeltà si è cercato di eliminare il trasformatore d'uscita dai circuiti amplificatori in quanto è il componente che introduce il maggior numero di difetti nel circuito. Fino a qualche anno fa, quando cioè i transistor non venivano ancora largamente impiegati, l'eliminazione del trasformatore d'uscita era una cosa piuttosto difficile perché i circuiti a valvole richiedevano in uscita delle impedenze elevate e di conseguenza erano necessari degli altoparlanti aventi un'impedenza elevata. Questa necessità portava però degli inconvenienti dovuti al fatto che la costruzione delle bobine mobili per questi altoparlanti era particolarmente difficoltosa a causa del filo molto sottile adatto a questo scopo.

Con l'avvento dei semiconduttori si è potuto finalmente avviare a questi inconvenienti grazie alla tensione di alimentazione bassa e ai carichi di valore ohmico ridotto. L'impiego dei transistor e l'eliminazione del trasformatore di uscita ha per-

messo la realizzazione di amplificatori di bassa frequenza con una banda passante veramente elevata e allo stesso tempo una distorsione trascurabile.

L'eliminazione del trasformatore d'uscita ha portato a un ingombro molto più limitato del complesso e a una diminuzione del suo peso complessivo. Un altro inconveniente che caratterizzava i trasformatori era quello di dover avere un'induttanza più elevata possibile per avere la frequenza di taglio inferiore bassa e allo stesso tempo per avere la frequenza di taglio superiore più alta possibile, deve avere delle capacità di avvolgimento ridotte e una bassa induttanza di perdita. Come si può constatare, il dimensionamento degli avvolgimenti deve soddisfare a delle esigenze opposte e cioè numero elevato di spire per ridurre la frequenza di taglio inferiore e basso numero di spire per ridurre la frequenza di taglio superiore. In pratica per avere un buon funzionamento, si deve giungere a un compromesso; così nella costruzione di

amplificatori di alta qualità è necessario utilizzare dei trasformatori con induttanze elevate, un numero di spire limitato e una bassa capacità. Per ottenere questi risultati è necessario usare dei nuclei di volume elevato e dei lamierini di buona qualità.

Un altro inconveniente che possono creare i trasformatori è quello dovuto alla corrente di magnetizzazione. Oltre a ciò, il trasformatore è sensibile ai campi magnetici provenienti dalla rete e può produrre dei ronzii molto fastidiosi.

Come si può constatare l'eliminazione del trasformatore d'uscita oltre a semplificare il circuito ha notevolmente migliorato le prestazioni generali del circuito.

### CIRCUITI DI PRINCIPIO DEGLI STADI FINALI IN PUSH-PULL

È noto che i circuiti push-pull in classe B hanno un consumo di corrente partico-

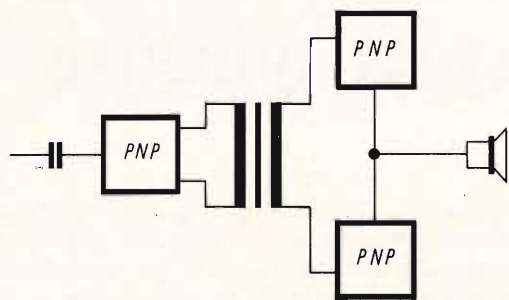


Fig. 1 - Schema a blocchi di uno stadio finale senza trasformatore di uscita ma con trasformatore di pilotaggio.

Passando ora al montaggio push-pull serie, i transistor finali possono essere considerati collegati in serie rispetto alla corrente continua. In questo caso uno dei capi dell'altoparlante viene collegato al punto centrale della batteria oppure quando questa non è provvista di presa centrale, si collega un capo dell'altoparlante a un polo della batteria per mezzo di un condensatore.

Se vogliamo sopprimere anche il trasformatore di pilotaggio è necessario equipaggiare il circuito con un montaggio appropriato adatto a fornire il pilotaggio dei transistor finali.

### Stadio finale senza trasformatore d'uscita ma con trasformatore di pilotaggio

In fig. 1 è rappresentato lo schema a blocchi di uno stadio finale senza trasformatore di uscita ma con trasformatore di pilotaggio. È ovvio che questo circuito può

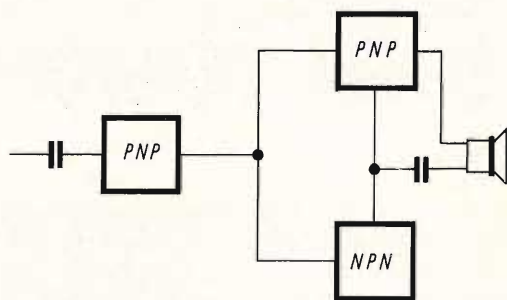


Fig. 2 - Schema a blocchi di uno stadio finale in push-pull serie equipaggiato di transistor P-N-P/N-P-N senza trasformatori.

colarmente limitato e la particolarità di aumentare o diminuire in relazione al livello di pilotaggio.

I montaggi push-pull si possono distinguere in montaggi serie e montaggi parallelo a seconda del metodo usato per l'alimentazione in corrente continua dei due transistor finali. Consideriamo ora il montaggio push-pull parallelo; i due transistor finali sono collegati in parallelo rispetto alla corrente continua e vengono comandati in opposizione di fase. La potenza di uscita da essi erogata viene applicata a una resistenza di carico per mezzo di un trasformatore.

essere realizzato sia con transistor P-N-P che con transistor N-P-N.

L'impiego del trasformatore di pilotaggio ha portato alcuni vantaggi pratici. Il valore della resistenza ohmica dell'altoparlante dipende dalla potenza di uscita dello stadio finale e dalla tensione di alimentazione. Si deve tener presente anche che utilizzando una sorgente di alimentazione munita di presa centrale, si ha il vantaggio di poter eliminare il condensatore elettrolitico di elevata capacità collegato all'altoparlante.

L'adozione del trasformatore di pilotaggio ha inoltre il vantaggio di avere una no-

tevole economia sulla potenza di pilotaggio, di avere una buona risposta in frequenza, una distorsione ridotta e una elevata amplificazione.

Per quanto riguarda la tensione di collettore nominale dei transistor finali, ricordiamo che la tensione di alimentazione può essere anche due volte superiore di quella di un circuito standard.

Ricordiamo ora che lo stadio finale può essere realizzato con un montaggio a emettitore comune utilizzando dei transistor dello stesso tipo (P-N-P o N-P-N).

A proposito di questo montaggio, facciamo notare che la regolazione delle correnti di riposo dei transistor finali è più difficoltosa da attuare rispetto a un montaggio di tipo classico. Nel caso l'amplificatore avesse una potenza d'uscita elevata, può essere necessario montare nel circuito due termistori.

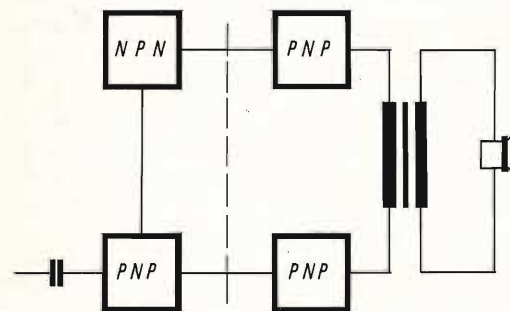


Fig. 3 - Schema a blocchi di uno stadio pilota equipaggiato con transistor complementari simmetrici tipo P-N-P/N-P-N.

### Stadio finale push-pull serie P-N-P/N-P-N senza trasformatori

In fig. 2 è stato rappresentato lo schema a blocchi di un circuito push-pull serie senza nessun trasformatore ed equipaggiato di due transistor P-N-P; in questo schema si deve considerare uno dei transistor con il collettore collegato a massa mentre l'altro con l'emettitore a massa. Oltre a questo notiamo che in entrambi gli stadi sia di pilotaggio che di uscita, sono presenti dei condensatori la cui capacità è molto importante agli effetti del funzionamento del circuito. Questo tipo particolare di circuito ha come vantaggi principali quello di

avere una buona amplificazione, anche se di valore meno elevato rispetto a quella riscontrata nei montaggi equipaggiati di trasformatori e una distorsione bassa. Per quanto riguarda la tensione di collettore nominale dei transistor finali, ricordiamo che la tensione di alimentazione può essere anche due volte superiore di quella di un circuito standard equipaggiato con trasformatori.

Gli stadi finali push-pull serie permettono di ottenere delle potenze di uscita elevate; questo fatto porta qualche difficoltà nella compensazione delle variazioni della temperatura e nella regolazione del punto di funzionamento.

Si deve tener presente inoltre che la corrente di pilotaggio è più elevata rispetto a quella riscontrata negli amplificatori muniti di trasformatore di pilotaggio; la soppressione del trasformatore di uscita porta un aumento supplementare di questa corrente. Ricordiamo ancora che

la corrente di pilotaggio più elevata necessita di un carico un po' più grande della sorgente di alimentazione.

### Stadio pilota con transistor complementari P-N-P/N-P-N

In fig. 3 è rappresentato lo schema a blocchi di una interessante variante del circuito precedente. In questo caso, lo stadio finale può essere equipaggiato di trasformatore o di un circuito senza trasformatore. Nello stadio di pilotaggio invece si è sostituito il trasformatore con una combinazione di transistor P-N-P/N-P-N.



Con questo circuito si ottengono delle buone prestazioni per quanto riguarda la risposta in frequenza, la distorsione e l'amplificazione. Gli svantaggi presentati da questo tipo di montaggio sono l'aumento del numero dei componenti che lo compongono rispetto ai circuiti precedentemente trattati e la regolazione del punto di funzionamento più difficoltosa.

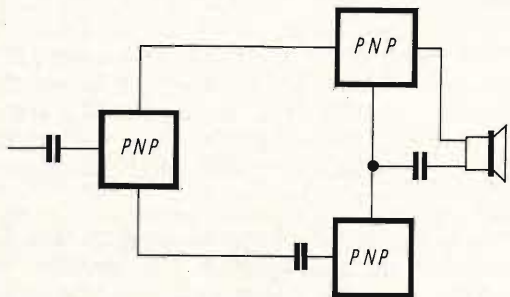


Fig. 4 - Schema a blocchi di uno stadio finale in push-pull serie equipaggiato di transistor P-N-P/N-P-N senza trasformatore.

#### Stadio finale push-pull serie P-N-P/N-P-N senza trasformatore.

In fig. 4 è stato rappresentato lo schema a blocchi di uno stadio finale push-pull equipaggiato di transistor P-N-P/N-P-N.

Questi due transistor finali sono collegati con collettore a massa; di conseguenza si avrà una minore difficoltà di accoppiamento. La potenza di uscita del circuito

con collettore a massa è leggermente inferiore alla potenza sviluppata dagli altri tipi di circuiti. Al contrario del circuito precedente, questo utilizza un minor numero di componenti. Si deve tener presente che i transistor finali devono avere un guadagno in corrente di valore elevato.

Le proprietà di quest'ultimo circuito sono molto interessanti e cercheremo di riassumerle brevemente:

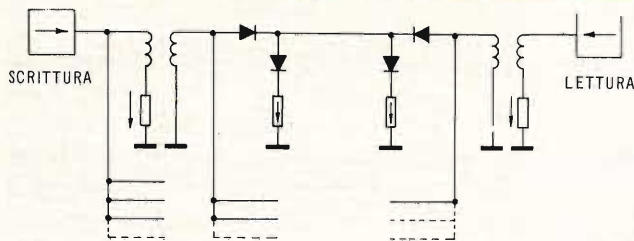
La regolazione delle correnti di funzionamento è un po' difficoltosa da eseguire rispetto ai circuiti muniti di trasformatori è un po' più difficoltosa da eseguire rispetto ai circuiti muniti di trasformatori ma più facile rispetto agli schemi di fig. 1 e fig. 2.

La risposta in frequenza è soddisfacente e la distorsione ha un valore più che accettabile; per quanto riguarda il guadagno si è notato che si ha un valore maggiore rispetto a quello ottenuto con il circuito di fig. 2 e minore rispetto al circuito di fig. 1.

Come avrete potuto constatare, il montaggio ora descritto è di facile realizzazione, poco costoso e di buona qualità.

Per fare un esempio, ricordiamo che la coppia di transistor AC127/AC132, permette di ottenere delle potenze di uscita che raggiungono 1 W.

(Da « Le Haut-Parleur » 6708)



Circuito convenzionale per memorie a ferrite che impiega correnti separate unidirezionali per « lettura » e « scrittura ».

Circuito per memorie a ferrite pilotato da una singola corrente bidirezionale di « lettura »/« scrittura ».

Un nuovo dispositivo PNP, denominato BSW93 e prodotto per la prima volta in Europa dalla SGS, rende possibile la realizzazione di circuiti complementari di pilotaggio per memorie a ferrite ad alta corrente ed elevata velocità.

Il BSW93, e il suo complementare NPN, il noto BSX32, sono dispositivi planari epitassiali al silicio i quali, oltre all'alta velocità di commutazione, presentano una bassa tensione di saturazione, alta  $f_T$ , alto beta, e uno stretto controllo sul tempo di immagazzinamento.

La  $V_{CE0}$  di questo nuovo dispositivo è 30 V, la  $V_{CE(sat)}$  = 0,95 V max a 1 A; e  $f_T$  = 150 MHz minimi. I  $t_{on}$  e  $t_{off}$  tipici sono rispettivamente 25 e 65 ns. Il dispositivo NPN, il BSX32, ha un valore di  $V_{CE0}$  di 40 V, una  $V_{CE(sat)}$  di 0,85 V a 1 A insieme a una  $f_T$  di 300 MHz minimi. I suoi  $t_{on}$  e  $t_{off}$  tipici sono rispettivamente 35 e 40 ns.

Riportiamo la descrizione di due interessanti circuiti che rendono possibile l'adattamento dell'impedenza negli amplificatori a transistor. Il primo circuito è equipaggiato di due transistor di tipo normale mentre il secondo circuito impiega un transistor ad effetto di campo e un transistor normale.

**BASSA  
FREQUENZA**

## DUE ADATTORI DI IMPEDENZA PER AMPLIFICATORI A TRANSISTOR

Può capitare spesso di avere a disposizione un amplificatore a transistor avente una impedenza d'ingresso molto bassa e che di conseguenza non rende possibile l'adattamento con un fonorivelatore a cristallo.

Per poter ovviare a questo inconveniente, si sono studiati i due circuiti che stiamo per descrivere.

#### Circuito-adattatore a due transistor

Il circuito rappresentato in fig. 1 non è altro che un amplificatore equipaggiato di due transistor, dove il guadagno del primo stadio è stato sacrificato per poter aumentare l'impedenza d'ingresso.

L'aumento del valore dell'impedenza d'ingresso è stato reso possibile grazie al montaggio di una resistenza ( $R_2$ ) sulla base del transistor ed il relativo montaggio di quest'ultimo a « emitter follower ». Questo particolare montaggio provoca una controeazione che fa aumentare il valore dell'impedenza d'ingresso. Il secondo stadio di questo circuito è invece un amplificatore classico particolarmente adatto

a compensare la perdita di guadagno avuta nel primo stadio del circuito. Lo scopo principale del circuito è l'adattamento d'impedenza e quindi si può sorvolare sul fatto del basso guadagno.

I transistor impiegati nel circuito possono essere o del tipo P-N-P tipo 2N188-A (AC128 - 2N2431) oppure del tipo N-P-N tipo 2N167; questi ultimi sono più costosi dei precedenti ma danno delle prestazioni migliori.

Bisogna tener presente che è necessario invertire la polarità dell'alimentazione a seconda che i transistor siano del tipo N-P-N o P-N-P.

Se si usano dei transistor di tipo diverso è quasi sempre necessario modificare il valore della resistenza  $R_5$ .

In fig. 2 abbiamo riportato il circuito stampato sul quale si può montare il circuito. Sulla stessa piastrina si possono montare i due circuiti simmetrici, nel caso si avesse un amplificatore stereofonico.

Riportiamo ora le caratteristiche principali dell'adattatore nel caso si siano mon-

tati dei transistor 2N188-A:  
 Impedenza d'ingresso: 1 MΩ  
 Guadagno: 14,5 dB  
 Ronzio: 48 dB  
 Corrente di collettore: 0,7 mA per canale  
 Risposta: ± 1 dB da 12 a 75.000 Hz  
 Distorsione: 0,2%

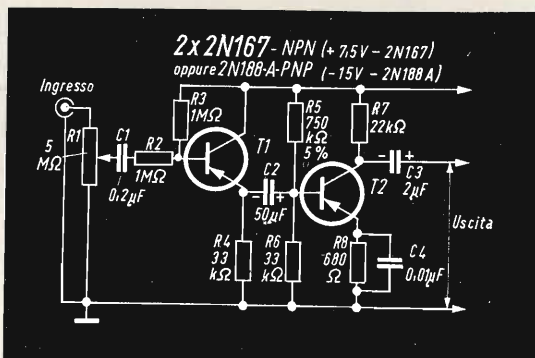


Fig. 1 - Schema elettrico dell'adattore a due transistor. La polarità del condensatore C<sub>2</sub> deve essere invertita con transistor NPN.

#### COMPONENTI

Resistori	
Tutti i resistori sono da 0,5 W, 10%	
R <sub>1</sub> = 5 MΩ	R <sub>2</sub> = 1 MΩ
R <sub>3</sub> = 1 MΩ	R <sub>4</sub> = 33 kΩ
R <sub>5</sub> = 750 kΩ	R <sub>6</sub> = 33 kΩ
R <sub>7</sub> = 22 kΩ	R <sub>8</sub> = 680 Ω
Condensatori	
C <sub>1</sub> = 0,2 μF a carta	C <sub>2</sub> = 50 μF - 15 V elet.
C <sub>3</sub> = 2 μF a carta	C <sub>4</sub> = 0,01 μF a carta
Transistor	
T <sub>1</sub> - T <sub>2</sub> = 2N188A o 2N167	

#### Circuito-adattore con transistore ad effetto di campo

In fig. 3 è stato riportato lo schema elettrico del circuito adattatore equipaggiato di un transistor d'ingresso T<sub>1</sub> ad effetto di campo. Questo transistor grazie alle sue caratteristiche aumenta l'impedenza d'ingresso e allo stesso tempo diminuisce il ronzio e aumenta il guadagno.

Il transistor T<sub>1</sub> è del tipo 2N2498 mentre il transistor T<sub>2</sub> è del tipo classico N-P-N tipo 2N930; volendo cambiare quest'ultimo transistor con un'altro equivalente, si dovrà modificare il valore della resistenza R<sub>9</sub>. Per trovare il valore migliore di R<sub>9</sub>, sarà necessario l'aiuto di un generatore di bassa frequenza e di un oscilloscopio.

Il condensatore C<sub>6</sub> e il resistore R<sub>8</sub> costituiscono la rete di controreazione, la cui quantità dipende dal valore di R<sub>8</sub>. Sul circuito in fig. 3 si è indicato per R<sub>8</sub> un valore di 22 kΩ, con il quale si ottiene una controreazione di 17 dB.

L'andamento della curva di risposta è determinato invece dal valore capacitivo del condensatore C<sub>6</sub>, questo si può constatare dalla fig. 5 in cui sono riportate diverse curve corrispondenti ognuna a un valore diverso di C<sub>6</sub> mantenendo costante il valore di R<sub>8</sub> a 22 kΩ. Come si può vedere per aumentare la risposta alle frequenze basse, si dovrà scegliere un condensatore C<sub>6</sub> di valore basso.

In fig. 4 abbiamo riportato il circuito stampato adatto al montaggio di questo adattore.

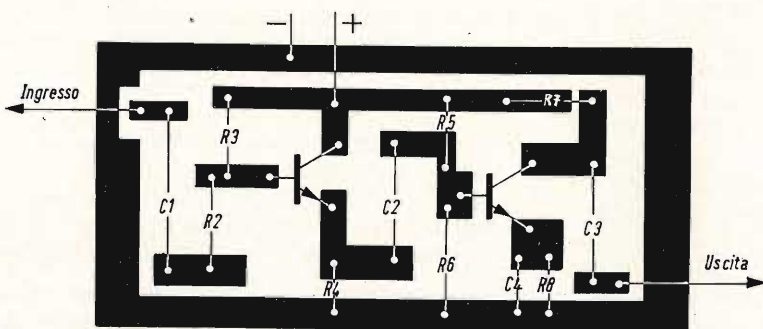


Fig. 2 - Circuito stampato adatto per il montaggio di fig. 1.

Riportiamo ora le caratteristiche principali dell'adattore:

Impedenza d'ingresso: 1 MΩ  
 Guadagno: 45 dB  
 Ronzio: 50 dB al di sotto di 3 mV  
 Risposta: ± 1/2 dB da 12 a 75.000 Hz con un valore adeguato di C<sub>6</sub>  
 Tensione di alimentazione: 24 V  
 Corrente di alimentazione: 0,8 mA per canale  
 Controreazione a 5 kHz: 17 dB  
 Distorsione: 0,5%

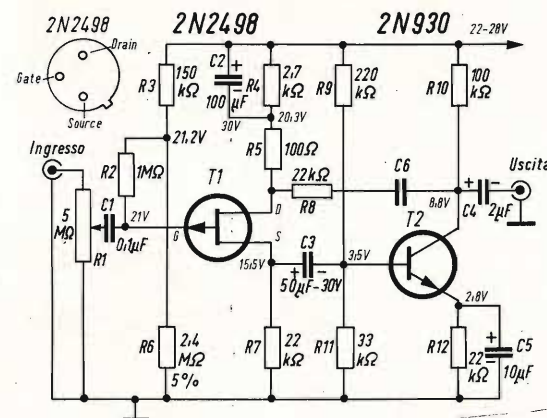


Fig. 3 - Schema elettrico dell'adattore con un transistor FET e un transistor normale.

#### COMPONENTI

Resistori	
Tutti i resistori sono da 0,5 W, 10%	
R <sub>1</sub> = 5 MΩ	R <sub>2</sub> = 1 MΩ
R <sub>3</sub> = 150 kΩ	R <sub>4</sub> = 2,7 kΩ
R <sub>5</sub> = 100 Ω	R <sub>6</sub> = 2,4 MΩ
R <sub>7</sub> = 22 kΩ	R <sub>8</sub> = 22 kΩ
R <sub>9</sub> = 220 kΩ	R <sub>10</sub> = 100 kΩ
R <sub>11</sub> = 33 kΩ	R <sub>12</sub> = 22 kΩ
Condensatori	
C <sub>1</sub> = 0,1 μF carta	
C <sub>2</sub> = 100 μF - 30 V elettrolitico	
C <sub>3</sub> = 50 μF - 30 V elettrolitico	
C <sub>4</sub> = 1 μF elettrolitico di buona qualità o a carta	
C <sub>5</sub> = 10 μF elettrolitico	
C <sub>6</sub> = vedere testo e fig. 5	
Transistor	
T <sub>1</sub> = 2N2498 (F.E.T.)	
T <sub>2</sub> = 2N930	

(Da « Le Haut - Parleur » 6704)

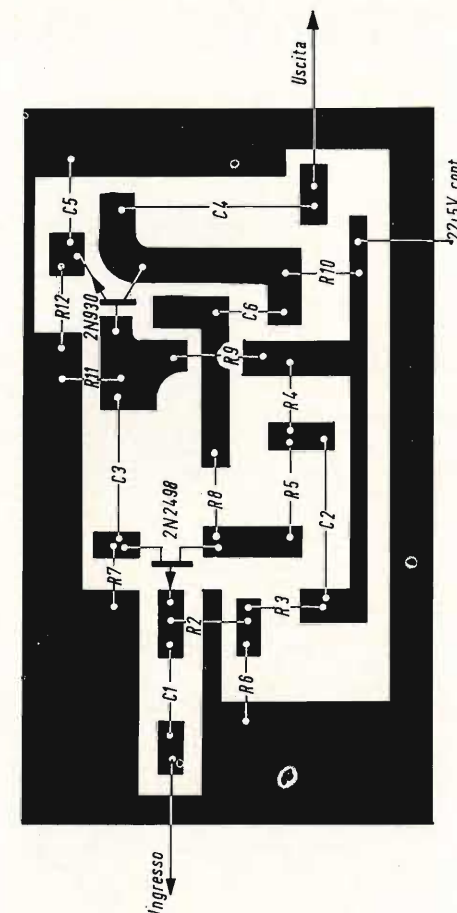


Fig. 4 - Circuito stampato adatto per il montaggio di fig. 3.

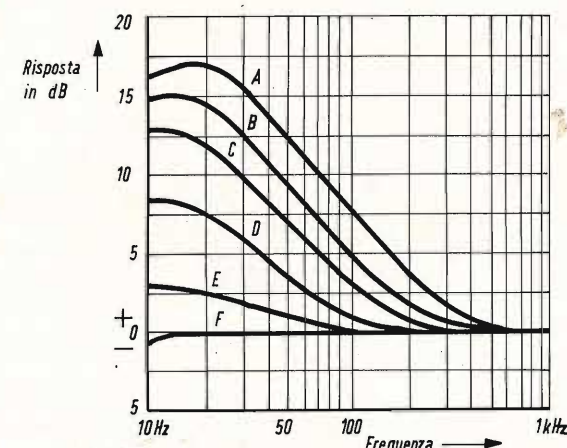
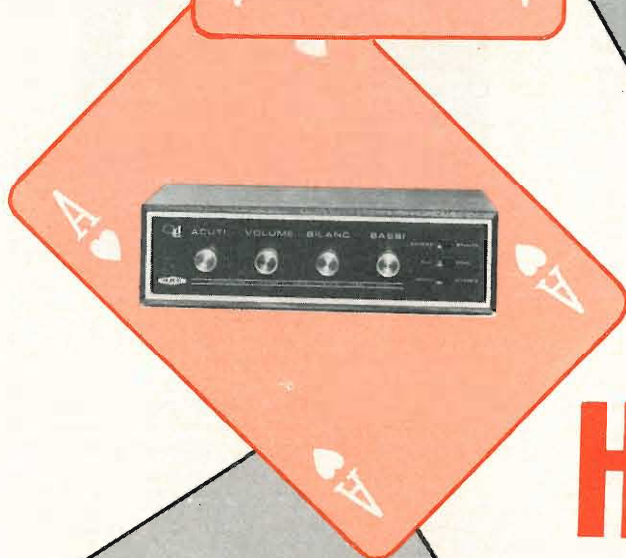
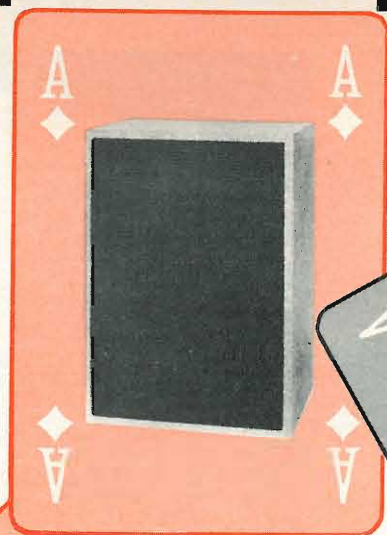


Fig. 5 - Curve di risposta per R<sub>8</sub> = 22 kΩ e C<sub>6</sub>: A = 0,033 μF, B = 0,047 μF, C = 0,068 μF, D = 0,1 μF, E = 0,22 μF, F = 0,3 μF.

un poker d'assi per sole L. 49.500



un prezzo  
eccezionale  
per un completo  
impianto

**HI-FI**

**1 amplificatore stereo**

Potenza d'uscita totale: 18 W  
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB  
Impedenza: 8 Ω  
Sensibilità pick-up piezoelettrico: 250 mV su 1 M Ω  
Sensibilità ausiliario: 250 mV su 47 k Ω

**1 cambiadischi stereo « ELAC »**

modello 160  
quattro velocità  
completo di cartuccia

**2 diffusori AA/0805-00**

Potenza nominale: 7 W  
Risposta di frequenza: 50 ÷ 13.000 Hz  
Impedenza: 8 Ω  
con un altoparlante di tipo speciale.

Richiedetelo presso tutte le Sedi G.B.C.

Chiunque abbia delle nozioni sia pure superficiali in fatto di registrazione magnetica, sa che — per ottenere il miglior responso da parte di un'apparecchiatura di questo genere — è necessario che, contemporaneamente alla registrazione, avvenga una premagnetizzazione del nastro mediante un segnale avente una frequenza ultrasonica. Grazie alla presenza della suddetta pre-magnetizzazione, è possibile conseguire notevoli miglioramenti agli effetti della riproduzione delle frequenze gravi, della potenza di uscita, e della stabilità di responso. In questo articolo, redatto sulla scorta di una nota analoga pubblicata da Electronics World, vengono considerati tutti i problemi relativi a questo argomento, ed in particolare quelli riferiti alla frequenza ideale del segnale di pre-magnetizzazione, nonché al livello che esso deve presentare rispetto a quello del segnale utile.



L. B.

## CONSIDERAZIONI TEORICO - PRATICHE SULLA PREMAGNETIZZAZIONE DEL NASTRO

Ogni qualvolta un campo magnetico viene applicato a determinati tipi di materiale, come ad esempio il rivestimento applicato su una delle superfici di un nastro magnetico, una parte del campo applicato viene immagazzinata nel materiale stesso. In altre parole, il rivestimento applicato sul nastro di plastica si comporta alla stessa stregua di un **magnete permanente**.

Il flusso che viene in tal modo a presentarsi sulla superficie dello strato applicato sul nastro può essere rilevato senza che la quantità di energia immagazzinata subisca alcuna alterazione. Questa caratteristica particolare consistente nella possibilità di constatare la presenza nel campo magnetico senza che la sua intensità subisca alcuna variazione è appunto il fenomeno che rende possibile la registrazione su nastro e la relativa riproduzione, un numero infinito di volte.

### I MOTIVI DELLA PRE-MAGNETIZZAZIONE

Se consideriamo le relazioni che intercorrono tra il campo di magnetizzazione dovuto alla registrazione, e la quantità di energia magnetica che viene immagazzinata (vedi **figura 1**), si constata immediatamente la presenza di un grave inconveniente, consistente in una fortissima mancanza di linearità. Questa mancanza di linearità, nel caso che non venga apportato alcun rimedio, provocherebbe fenomeni di distorsione armonica e per intermodulazione addirittura insopportabili agli effetti dell'ascolto di voce o di musica riprodotte.

I primi tentativi per ridurre queste forme di distorsione consistono nell'applicazione di una pre-magnetizzazione, mediante un campo magnetico costante, dello strato depositato sul nastro, in modo che fosse possibile utilizzare la parte lineare della curva, compresa tra i punti A e B nel-

la figura citata. Nel caso suddetto, si sfrutta soltanto un terzo circa della curva, ed inoltre la presenza di una forte pre-magnetizzazione in corrente continua rendeva la registrazione alquanto rumorosa, a scapito quindi del rapporto segnale-rumore.

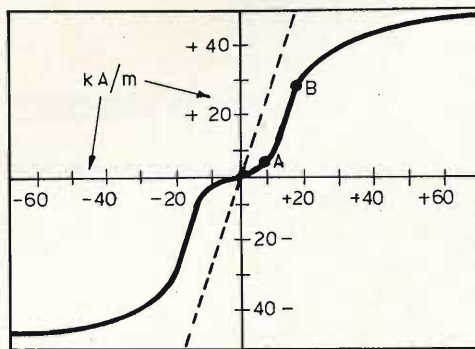


Fig. 1 - Il grafico dimostra che, effettuando una registrazione su nastro senza pre-magnetizzazione, il responso è notevolmente non lineare. Come nelle due figure che seguono, delle due scale ortogonali, quella verticale rappresenta la magnetizzazione del nastro, mentre quella orizzontale rappresenta l'intensità del campo di registrazione.

Più tardi, venne scoperto un sistema migliore per effettuare una polarizzazione a corrente continua. Il nastro può infatti essere magnetizzato fino al punto di saturazione con una certa polarità, mentre la testina di registrazione può essere percorsa da una corrente continua avente una polarità tale da produrre un campo magnetico di polarità opposta a quella del campo che ha provocato la magnetizzazione originale fino alla saturazione, riportando quest'ultima approssimativamente a zero. In tali condizioni, sovrapponendo un campo magnetico alternato (dovuto al segnale di bassa frequenza) la magnetizzazione totale risultante era approssimativamente proporzionale a quella aggiunta a corrente alternata, il che permetteva di raggiungere una certa linearità di registrazione.

Tuttavia, risultava sempre assai difficile bilanciare in modo esatto i campi magnetici in corrente continua ed in corrente alternata, il che determinava la presenza di una certa quantità di rumore che non poteva essere eliminata completamente.

Col tempo, si è giunti a scoprire che la pre-magnetizzazione mediante un campo magnetico alternato costituisce la soluzione più indicata. In tal caso, il nastro viene lasciato automaticamente in stato di completa smagnetizzazione, ciò che permette di raggiungere il massimo rapporto possibile tra l'ampiezza del segnale e quella dei disturbi.

Gli articoli redazionali ed i testi tecnici di più vecchia data, riferiti al campo della registrazione magnetica, tentarono a suo tempo di spiegare l'effetto della pre-magnetizzazione a corrente alternata mediante formule matematiche, mediante confronti rispetto al sistema di amplificazione in contro fase in classe AB, ed anche mediante grafici illustranti i cicli di isteresi maggiori e minori del materiale magnetico impiegato. Tali spiegazioni sono però assai complesse ed inoltre di dubbio valore. È però possibile ottenere una spiegazione assai più comprensibile dell'effetto derivante dalla pre-magnetizzazione in corrente alternata, basandosi sul processo della **magnetizzazione ideale**, detta anche « magnetizzazione anisteretica », rappresentata alla figura 1 dalla retta tratteggiata.

Per maggiore semplicità, supponiamo di disporre di una barretta magnetica flessibile, ottenuta semplicemente tagliando un segmento di determinata lunghezza di nastro magnetico, pari approssimativamente a quattro centimetri, priva di registrazioni di sorta. Tale barra magnetica può essere magnetizzata immergendola nel campo magnetico prodotto da una bobina percorsa da corrente continua; la magnetizzazione permanente creata nel nastro dopo l'interruzione della corrente suddetta può quindi essere facilmente misurata mediante un flussometro.

Se eseguiamo tale esperimento, e rappresentiamo graficamente l'intensità della magnetizzazione permanente che ne risulta in funzione di varie intensità della corrente, possiamo ottenere la curva illustrata alla figura 1 già citata, che mette in evidenza la notevole mancanza di linearità

Supponiamo ora che — mentre scorre la corrente continua di magnetizzazione

— venga aggiunta anche una corrente di magnetizzazione alternata, la cui intensità venga ridotta gradatamente a zero prima che venga interrotta la corrente continua. In tal caso, la **figura 2** mette in evidenza l'andamento della magnetizzazione permanente che risulta, in funzione di vari valori di intensità della corrente alternata.

Il ragionamento di cui sopra ci permette di accertare due argomenti importanti: in primo luogo, si è ottenuto un notevole aumento della sensibilità (ossia della magnetizzazione risultante per un determinato valore della corrente continua di magnetizzazione), e — in secondo luogo — si è fatto in modo che la magnetizzazione risulti una funzione lineare dell'intensità della corrente continua. Di conseguenza, con questo sistema, è possibile effettuare una registrazione indistorta.

Nell'esperimento citato, la corrente continua rappresenta il segnale da registrare, mentre la corrente alternata rappresenta la corrente di pre-magnetizzazione.

Occorre ora considerare che, agli effetti della tecnica di registrazione di impiego attuale, esiste solo una differenza rilevante: nel nostro esperimento, il campo magnetico a corrente alternata diminuisce mentre il campo magnetico a corrente continua rimane costante. Ciò premesso, se noi dovessimo usare una testina magnetica con nucleo ad anello in un registratore, per magnetizzare un pezzo di nastro che venga fatto scorrere davanti alla testina stessa, troveremmo che i campi magnetici a corrente alternata ed a corrente continua si ridurrebbero a zero contemporaneamente.

Se ora torniamo per un istante a considerare il sistema precedentemente citato della magnetizzazione mediante bobina percorsa da una certa corrente, e ripetiamo l'esperimento, facendo però in modo che entrambi i campi magnetici diminuiscano contemporaneamente, riscontremmo le curve illustrate alla **figura 3**. In esse si nota che, aumentando l'intensità della corrente alternata fino a un determinato punto, si ottiene lo stesso effetto precedentemente citato, mentre — oltre il suddetto punto — l'ammontare della magnetizzazione diminuisce.

Questo procedimento di magnetizzazione è equivalente a quanto accade in pratica in un registratore a nastro, in corrispondenza delle frequenze gravi. Per le frequenze elevate — d'altro canto — il procedimento diventa assai complicato, in

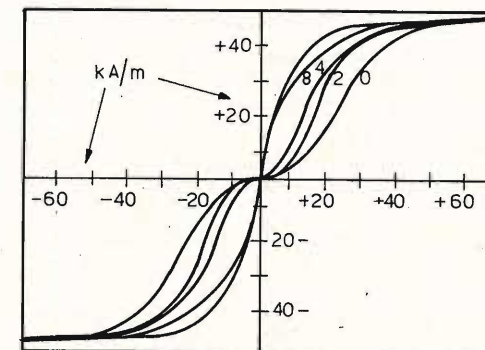


Fig. 2 - Quando una pre-magnetizzazione a corrente alternata viene aggiunta con vari livelli alla componente continua costituita dal segnale, si ottengono curve come quelle qui illustrate. In questo caso, la componente continua rimane costante mentre la componente alternata diminuisce.

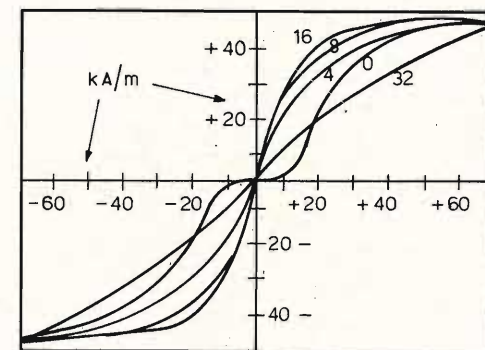


Fig. 3 - Grafico analogo a quello di figura 2, ad eccezione del fatto che entrambe le componenti a corrente continua ed a corrente alternata diminuiscono, simulando ciò che accade in pratica in un registratore a nastro.

quanto il campo magnetico a corrente continua (costituito dal segnale) cambia di intensità, mentre una particella assai piccola di nastro passa davanti al traferro della testina di registrazione. Sotto questo aspetto, la **figura 4** rappresenta l'andamento del segnale di uscita a 1.000 hertz, fornito da un registratore a nastro, alla velocità di 38 centimetri al secondo. Se si aumenta l'intensità della corrente di pre-magnetizzazione, l'ampiezza del segnale

di uscita aumenta fino al punto di massima sensibilità (corrispondente al punto di pre-magnetizzazione di picco), dopo di che qualsiasi eventuale aumento dell'intensità della corrente di pre-magnetizzazione determina una diminuzione di ampiezza del segnale di uscita.

La scelta del valore ideale della corrente di pre-magnetizzazione per il funzionamento pratico di un registratore a nastro dipende da diversi fattori, in quanto l'in-

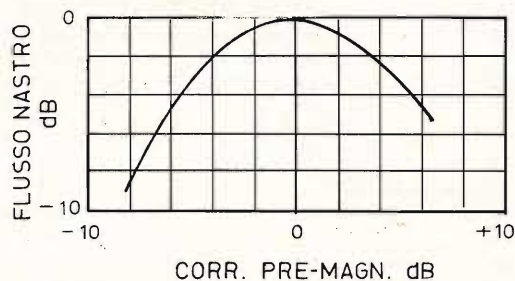


Fig. 4 - L'ampiezza del segnale di uscita aumenta con l'aumentare dell'intensità della corrente di pre-magnetizzazione, fino ad un valore di picco. Superato tale valore, l'ampiezza del segnale di uscita comincia a diminuire.

tensità della suddetta corrente non esercita un'influenza soltanto agli effetti della sensibilità, bensì interviene anche agli effetti del responso alla frequenza e della distorsione, durante il medesimo processo di registrazione.

A questo punto, è bene mettere in evidenza un dato di notevole importanza: tutte le relazioni che si verificano in fatto di registrazione con pre-magnetizzazione dipendono dallo spessore relativo del rivestimento applicato sul nastro, nonché dalla larghezza del traferro della testina di registrazione, e dalla lunghezza d'onda dei segnali registrati. Infatti:

— In genere, lo spessore del rivestimento del nastro è compreso tra  $5 \mu\text{m}$  (per i nastri di durata tripla) e  $12 \mu\text{m}$  per i nastri di tipo standard, fino ad un massimo di  $22 \mu\text{m}$  per i nastri a forte segnale di uscita. Il rapporto tra lo spessore massimo e lo spessore minimo è di 4 a 1.

— La larghezza del traferro della testina di registrazione è compresa tra  $1,5 \mu\text{m}$  per le basse velocità di scorrimento,

(nonché per i registratori nei quali la testina di registrazione agisce anche per la cancellazione), e  $3 \mu\text{m}$ , per i registratori di tipo normale, fino a  $25 \mu\text{m}$ , valore adottato esclusivamente nei registratori di tipo professionale. In questo caso, il rapporto tra il valore massimo e il valore minimo è di 16 a 1.

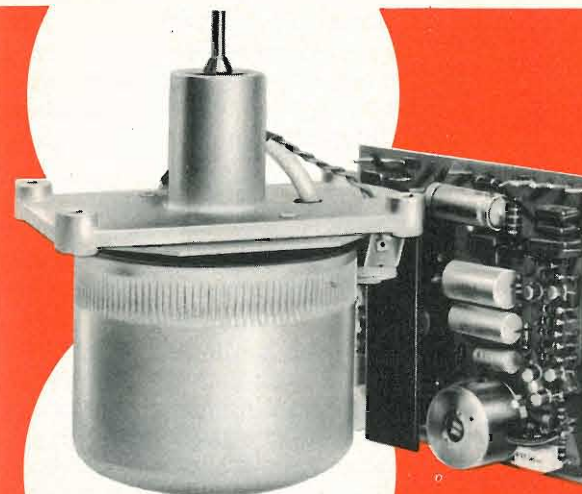
— La lunghezza d'onda dei segnali registrati (data dal rapporto tra la velocità di registrazione e la frequenza del segnale registrato) è compreso tra un minimo di  $4 \mu\text{m}$  ed un massimo di  $500 \mu\text{m}$  alla velocità di 4,76 centimetri al secondo, per una gamma di frequenze compresa tra 12.000 hertz e 100 hertz, nonché da  $25 \mu\text{m}$  a  $10 \mu\text{m}$  alla velocità di 38 centimetri al secondo, per una gamma di frequenze compresa tra 15.000 hertz e 40 hertz. In ogni caso, il rapporto tra le lunghezze d'onda è di 2.500 a 1.

All'epoca in cui la registrazione magnetica era solo un'applicazione di carattere professionale, vale a dire quando si registrava alla velocità di 38 centimetri al secondo, con uno spessore di rivestimento del nastro pari a  $12 \mu\text{m}$ , con un traferro della testina di registrazione pari a  $25 \mu\text{m}$ , era possibile definire le relazioni generali tra le grandezze in gioco, e trarne le conclusioni atte a determinare il funzionamento più soddisfacente. Al giorno d'oggi — invece — le cose non sono altrettanto semplici. Dobbiamo perciò accontentarci di raggiungere determinati traguardi a seconda delle condizioni specifiche, e dobbiamo semplicemente renderci conto che ad altre condizioni corrispondono altri dati ed altre conclusioni.

Agli effetti pratici, sono importanti anche le proprietà intrinseche del particolare materiale magnetico usato per il rivestimento del nastro, le quali esercitano una certa influenza anche agli effetti del responso alla frequenza, della distorsione, e del rapporto tra il segnale ed il rumore.

#### EFFETTI DELLA PRE-MAGNETIZZAZIONE SUL RESPONSO ALLA FREQUENZA

Per una registrazione sperimentale senza equalizzazione, occorre usare una testina di registrazione a corrente costante in



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: 20149 Milano p.le Zavattari 12 GRUPPO STET

funzione della frequenza, per produrre un campo di registrazione di intensità costante in funzione della frequenza del se-

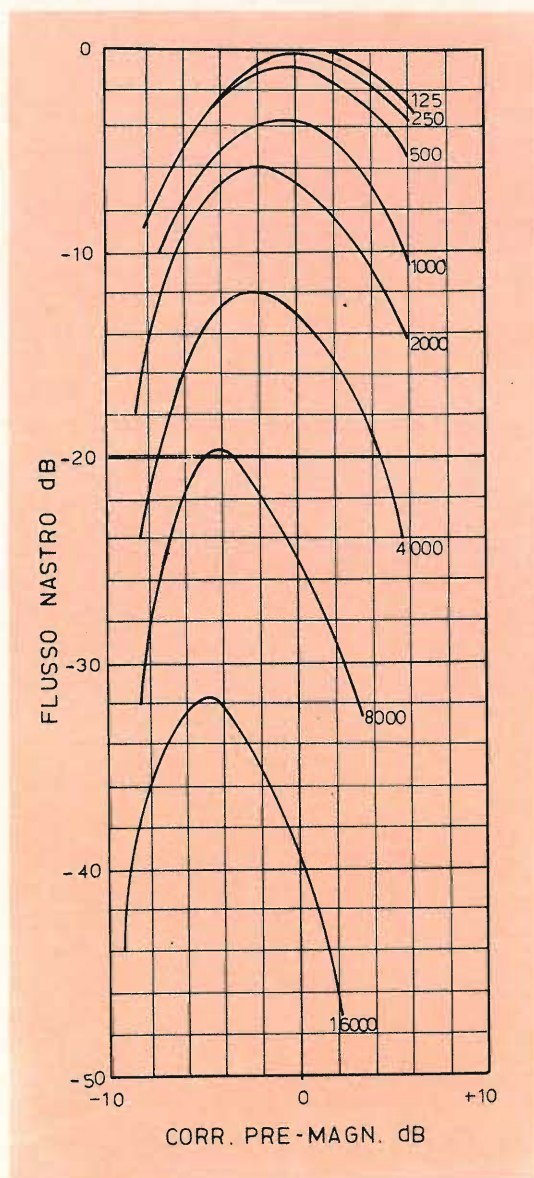


Fig. 5 - Rappresentazione grafica dell'andamento del segnale di uscita in funzione dell'intensità della corrente di pre-magnetizzazione, in corrispondenza di un certo numero di frequenze, impiegando un sistema di registrazione senza equalizzazione. Il grafico illustra le variazioni che è necessario apportare alla corrente di pre-magnetizzazione, per ottenere la massima sensibilità nei confronti delle frequenze elevate.

gnale registrato. Per ottenere invece una riproduzione sperimentale, sempre senza equalizzazione, occorre disporre di un segnale di uscita avente un'ampiezza proporzionale all'intensità del flusso fornito dal nastro.

Ad esempio, mediante una testina di riproduzione con nucleo ad anello e a traferro minimo esente da perdite, con l'aggiunta di un amplificatore di integrazione a flusso costante, si constata che la tensione della testina aumenta di 6 dB per ottava. Tuttavia, il responso dell'amplificatore di integrazione diminuisce invece di 6 dB per ottava: di conseguenza, i due effetti si compensano a vicenda, per cui la tensione di uscita risulta proporzionale all'intensità del flusso magnetico.

Supponiamo di rappresentare graficamente l'andamento del segnale di uscita in funzione della corrente di polarizzazione, in corrispondenza di un determinato numero di frequenze, così come si può osservare alla **figura 5**. In tal caso, notiamo quanto segue:

- Per tutte le frequenze, riportate in Hz a destra di ogni curva, l'ampiezza del segnale di uscita aumenta con l'aumentare della corrente di polarizzazione, dopo di che diminuisce.
- L'intensità della corrente che corrisponde alla massima sensibilità è la medesima entro un'ampia gamma di frequenze di basso valore (lunghezze d'onda notevoli), per cui — con l'aumentare della frequenza (vale a dire

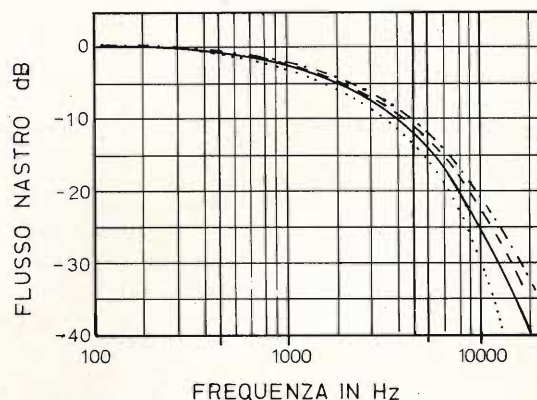


Fig. 6 - Responso alla frequenza con diversi valori di intensità della corrente di pre-magnetizzazione, per mettere in evidenza la necessità di introdurre un certo fattore di equalizzazione.

col diminuire della lunghezza d'onda) la massima sensibilità si presenta con correnti di intensità progressivamente minore.

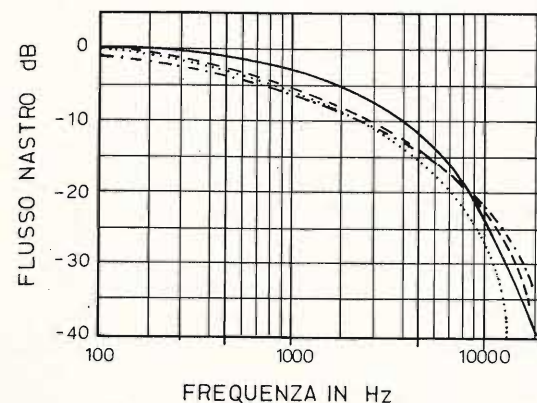


Fig. 7 - Grafico analogo a quello di figura 6, ma con le ampiezze dei segnali di uscita nei confronti delle frequenze gravi regolate al medesimo livello dei segnali a frequenza elevata.

I dati di cui sopra possono essere riprodotti graficamente sotto forma di responso alla frequenza, così come si osserva alla **figura 6**, nella quale, come nelle altre due figure che seguono, la curva in

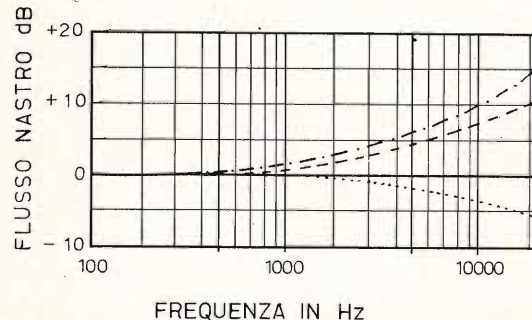


Fig. 8 - Anche questo grafico è analogo a quello di figura 6, ma — in questo caso — l'amplificatore è stato equalizzato per ottenere un responso uniforme, mentre l'intensità della corrente di pre-magnetizzazione è stata regolata in modo da ottenere la massima sensibilità nei confronti dei segnali a frequenza ridotta.

tratto continuano è riferita ad una corrente di polarizzazione di 0 dB, quella tratteggiata corrisponde invece a -2,5 dB, quella a punti a +2 dB, ed infine quella a linee e linee a -5 dB.

La caratteristica di responso generalmente in discesa mette in evidenza che il sistema implica la necessità di una certa

equalizzazione, per compensare le perdite che si verificano nei confronti di lunghezza d'onda minima. La **figura 7** illustra invece il responso relativo, che verrebbe ottenuto se il campo magnetico di registrazione venisse variato in modo da fornire la medesima intensità del campo magnetico del nastro in corrispondenza delle frequenze gravi, per ciascuna intensità della corrente di pre-magnetizzazione.

È facile riscontrare che, con valori ridotti della corrente di pre-magnetizzazione, si ottengono le perdite minime nei confronti delle frequenze elevate, il che corrisponde alla necessità di una equalizzazione minima. Ne deriva che — soltanto dal punto di vista del responso alla frequenza — la pre-magnetizzazione tale da ottenere la massima sensibilità in corrispondenza delle frequenze elevate rappresenta la soluzione migliore. Quando il sistema di registrazione viene equalizzato in modo da ottenere la massima sensibilità nei confronti delle frequenze gravi, qualsiasi variazione della pre-magnetizzazione determina una variazione corrispondente al responso equalizzato, così come si osserva alla **figura 8**. Diminuendo la corrente di pre-magnetizzazione, si aumenta infatti il responso alle frequenze elevate, e viceversa.

#### EFFETTI DELLA PRE-MAGNETIZZAZIONE SULLA DISTORSIONE

La figura 2 già citata mette in evidenza il fatto che, con minima polarizzazione del nastro, le curve risultano non lineari, mentre con l'aumentare della polarizzazione esse acquistano una linearità progressivamente maggiore. La **figura 9** fornisce la conferma di quanto sopra, mediante la misura della distorsione per terza armonica che si verifica nei confronti dei segnali di frequenza ridotta.

Naturalmente, le misure della distorsione armonica al di sopra di un terzo dell'intera banda passante di un registratore sono praticamente prive di significato, in quanto la distorsione (soprattutto per terza armonica) risulta eliminata. Tuttavia, è possibile misurare la distorsione per non linearità nei componenti delle frequenze elevate, mediante il metodo di intermodulazione CCIF.

A tale scopo, si fa uso di due note ad Alta Frequenza, costituite da segnali aventi la medesima ampiezza, che possono essere rappresentati dai simboli  $f$  ed  $f + \Delta f$ .

In pratica, se attribuiamo ad  $f$  il valore di 300 Hz, in tal caso le frequenze suddette possono essere rispettivamente di 10.000 e 10.300 Hz. Ciò premesso, all'uscita possiamo cercare la componente di intermodulazione di secondo ordine, pari ad  $f - \Delta f$ , che in tal caso ammonterebbe a 9.700 Hz.

Questa frequenza viene determinata dal medesimo responso di frequenza non lineare, che provoca la distorsione per terza armonica; tuttavia questa frequenza si trova all'interno della banda passante dell'intero dispositivo.

La **figura 10** illustra l'andamento del segnale di uscita per una distorsione di intermodulazione del 2% in funzione della corrente di pre-magnetizzazione, per segnali di frequenza pari a 500 Hz (curva continua), 2.500 Hz (curva tratteggiata), e 5.000 Hz (curva punteggiata), registrati con la velocità di 9,5 centimetri al secondo, con un nastro di tipo standard, e con una testina a doppio impiego (registrazione e cancellazione) avente un traferro di 5  $\mu$ m. L'intensità della corrente di pre-magnetizzazione corrispondente a 0 dB è quella che fornisce la massima sensibilità alla frequenza di 500 Hz.

Quanto sopra dimostra la difficoltà che si incontra agli effetti del miglioramento del responso alle frequenze elevate, mediante la diminuzione di intensità della corrente di pre-magnetizzazione. Il responso in corrispondenza di livelli bassi del segnale viene migliorato, come si osserva appunto alla citata figura 10, mentre l'ampiezza massima del segnale di uscita per una determinata distorsione in corrispondenza delle frequenze centrali viene notevolmente diminuita. Ad esempio, facendo funzionare il registratore con una pre-magnetizzazione corrispondente a -3 dB, si ottiene un aumento del massimo segnale di uscita a 5 kHz pari almeno a 3 dB, ma si ottiene anche una diminuzione dell'ampiezza massima del segnale di uscita alla frequenza di 500 Hz di circa 4 dB, il che

comporta un'alterazione del rapporto segnale-rumore per le frequenze centrali, allo scopo di ottenere un funzionamento migliore nelle frequenze elevate.

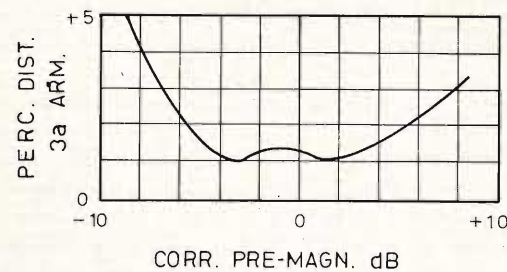


Fig. 9 - Rappresentazione grafica di un esempio di distorsione per terza armonica con un segnale di frequenza assai ridotta.

Prima di procedere, occorre però precisare che — adottando testine separate per la registrazione e per la riproduzione — questo problema viene notevolmente semplificato, sebbene non venga neutralizzato del tutto.

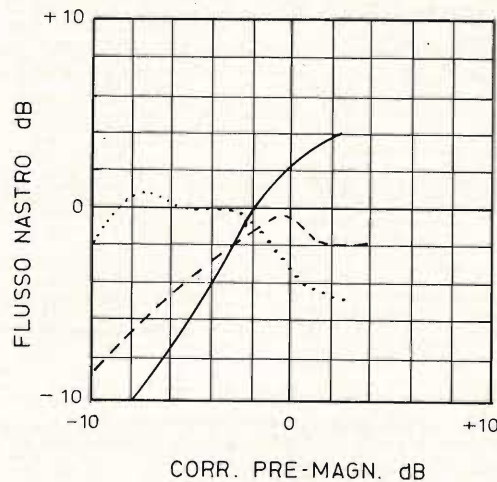


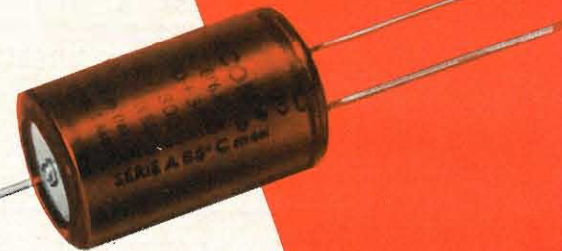
Fig. 10 - In questo caso è rappresentata la massima uscita per 2% di distorsione per intermodulazione secondo il metodo CCIF. Se si riduce l'intensità della corrente di pre-magnetizzazione per migliorare l'uscita sulle frequenze elevate, si ottiene una riduzione del segnale di uscita alle frequenze gravi.

#### EFFETTI DELLA PRE-MAGNETIZZAZIONE SUL SEGNALE DI USCITA

Durante una registrazione, qualsiasi nodule presente nel materiale depositato sul nastro, come pure qualsiasi particella di

# per le più severe esigenze di impiego la nuova serie di condensatori elettrolitici

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



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



FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI

VARESE  
Via Appiani, 14  
Telefono: 22.501

polvere, determina un certo allontanamento tra il nastro e le espansioni polari della testina, per cui — in pratica — si ottiene una diminuzione di intensità del campo magnetico di pre-magnetizzazione.

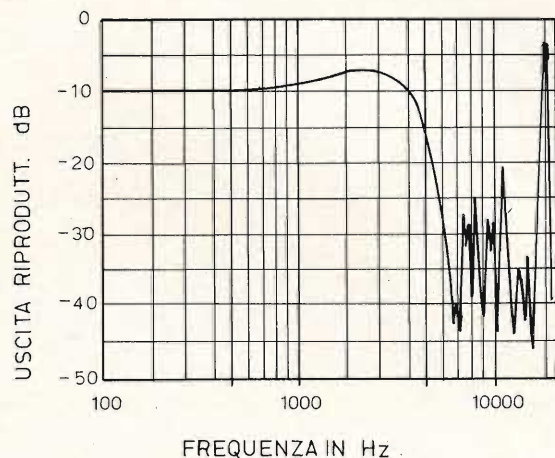


Fig. 11 - Andamento del responso alla frequenza con segnali di livello elevato, illustrante le oscillazioni spurie che si ottengono al di sopra della frequenza di 8 kHz in un registratore funzionante alla velocità di 4,75 centimetri al secondo, con frequenza della corrente di pre-magnetizzazione di 67 kHz.

Se quest'ultima avviene ad un livello insufficiente (ad esempio a -2 dB come nel caso illustrato alla figura 11), una piccola perdita di pre-magnetizzazione determina una notevole perdita agli effetti della sensibilità di registrazione, ed anche una no-

tevole caduta dell'ampiezza del segnale di uscita per tutte le frequenze. D'altro canto, se il dispositivo funzionasse invece con pre-magnetizzazione eccessiva (ad esempio a +2 dB, come nel caso illustrato alla figura 12), l'allontanamento del nastro dalle espansioni polari della testina determinerebbe sempre una diminuzione del campo di pre-magnetizzazione, ma ciò provocherebbe come effetto secondario un aumento della sensibilità di registrazione, compensando così la riduzione e diminuendo quindi il dislivello agli effetti del segnale di uscita.

Da tutto ciò, risulta evidente che esistono due condizioni in antitesi tra loro: il miglior responso con bassi livelli di registrazione impone un valore ridotto della corrente di pre-magnetizzazione: per contro, per ottenere la massima ampiezza di uscita in rapporto ad una determinata distorsione, occorre una corrente di pre-magnetizzazione di intensità media, mentre se si desidera ridurre al minimo la variazione di ampiezza del segnale di uscita, occorre adottare una corrente di pre-magnetizzazione di intensità elevata.

Nei registratori di tipo professionale, funzionanti a velocità elevata di scorrimento del nastro e con testine separate per la registrazione e la riproduzione, il problema assume un'entità minima. In tal caso, il funzionamento migliore viene ottenuto regolando la corrente di pre-magne-

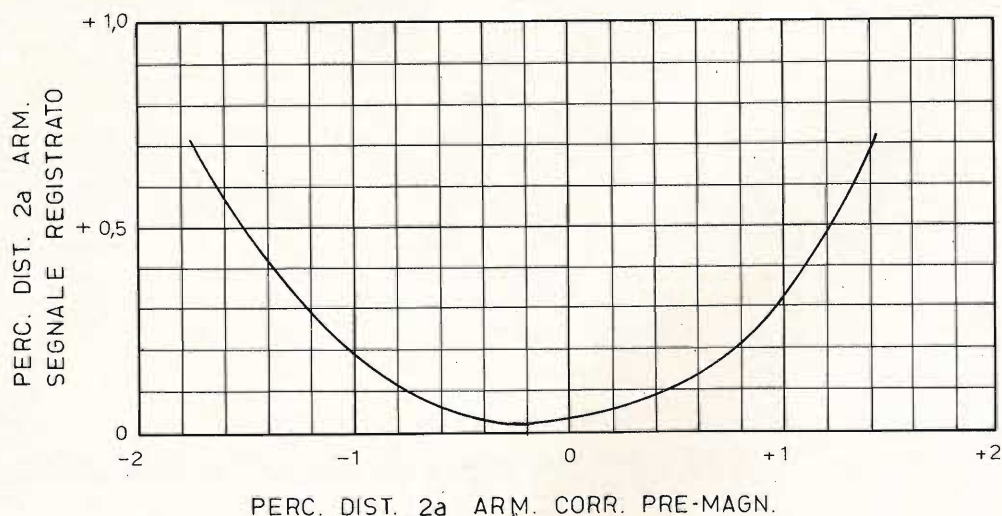


Fig. 12 - Distorsione per seconda armonica dovuta alla distorsione della corrente di pre-magnetizzazione.

tizzazione tra 0 e +2 dB di riferimento per la massima sensibilità alle frequenze gravi. Nei registratori di tipo domestico, funzionanti a bassa velocità e con testine a doppio uso, il conflitto esiste invece con tutta la sua importanza, per cui è indispensabile realizzare un compromesso. Sotto questo aspetto, i vari fabbricanti di registratori si comportano in modo diverso l'uno dall'altro, e molto spesso l'aumento del responso alle frequenze elevate comporta contemporaneamente una distorsione elevata.

### LA FREQUENZA DI PRE-MAGNETIZZAZIONE

La frequenza della corrente alternata di pre-magnetizzazione deve essere il più possibile elevata, per due motivi ben definiti. In primo luogo, un valore basso della suddetta frequenza determina un aumento del rumore di fondo: con una velocità del nastro pari a 18 centimetri al secondo, l'impiego di una frequenza della corrente di pre-magnetizzazione pari approssimativamente a 100 kHz (o più) riduce tale rumore approssimativamente al minimo. In secondo luogo, in corrispondenza di frequenze di registrazione di valore elevato, la distorsione armonica che si produce con forti livelli di registrazione a causa del nastro stesso e degli amplificatori di registrazione produce un battimento udibile con la frequenza di pre-magnetizzazione, e tale battimento viene registrato sul nastro.

La citata figura 11 illustra un aspetto tipico del responso alla frequenza che è possibile ottenere con livelli di registrazione elevati. Il responso oltre la frequenza di 8 kHz circa è — in pratica — costituito da una serie di battimenti. Per l'esattezza, questo grafico è riferito ad un registratore funzionante alla velocità di 4,75 centimetri al secondo, ed impiegante una corrente di pre-magnetizzazione avente la frequenza di 67 kHz.

Questa difficoltà può essere particolarmente fastidiosa se si tenta di effettuare registrazioni prelevando il segnale da un sintonizzatore funzionante a modulazione di frequenza sul sistema multiplex. In tal caso, all'uscita del sintonizzatore sono presenti entrambi i segnali alle frequenze di

19 e 38 kHz, i quali possono essere registrati sul nastro. Se essi presentano una ampiezza notevole, si verifica il battimento nei confronti della corrente di pre-magnetizzazione.

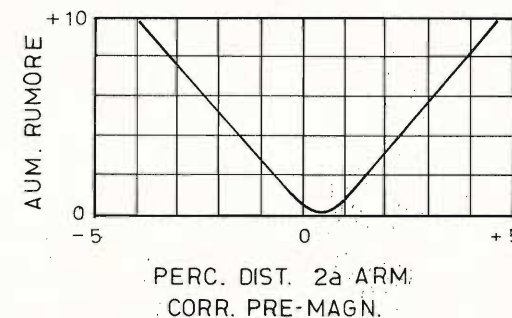


Fig. 13 - Rappresentazione grafica del caso in cui si ottiene un certo livello di rumore nella registrazione, dovuto anche alla distorsione della corrente di pre-magnetizzazione.

A questo proposito, sono possibili numerose soluzioni, tra cui il miglioramento del filtraggio della portante multiplex nel sintonizzatore, e l'impiego di filtri passabasso nel circuito di ingresso del registratore. Naturalmente, se il sintonizzatore multiplex è ben bilanciato, in modo che solo il segnale a 38 kHz risulti rilevante, la scelta della frequenza di 95 kHz per la corrente di pre-magnetizzazione farà sì che i battimenti si trovino al di sopra della gamma delle frequenze udibili.

Se la forma d'onda della suddetta corrente di pre-magnetizzazione presenta una distorsione per armoniche di ordine pari, si ottiene la registrazione sul nastro di un segnale a corrente continua. Ciò comporta lo sgradevole effetto di determinare una distorsione per seconda armonica, come si può osservare appunto alla figura 12. In tal caso, si aggiunge anche un rumore tipico del nastro, così come si può osservare alla figura 13. Tale rumore consiste in scricchiolii e tonfi, provocati da irregolarità inevitabili nel rivestimento applicato sul nastro. Di conseguenza, la qualità del nastro assume un'importanza notevole.

Quando la corrente di pre-magnetizzazione viene accoppiata in modo capacitivo alla testina di registrazione, viene automaticamente eliminata qualsiasi componente media a corrente continua. Sfortunatamente, l'ampiezza di picco della pre-ma-



gnetizzazione può essere del pari asimmetrica, il che determina ancora la presenza di un flusso a corrente continua nel nastro.

in serie ai due emettitori (entrambe del valore di 33 ohm) vengono aggiunte per bilanciare il guadagno da parte dei due transistori, allo scopo di ridurre ulterior-

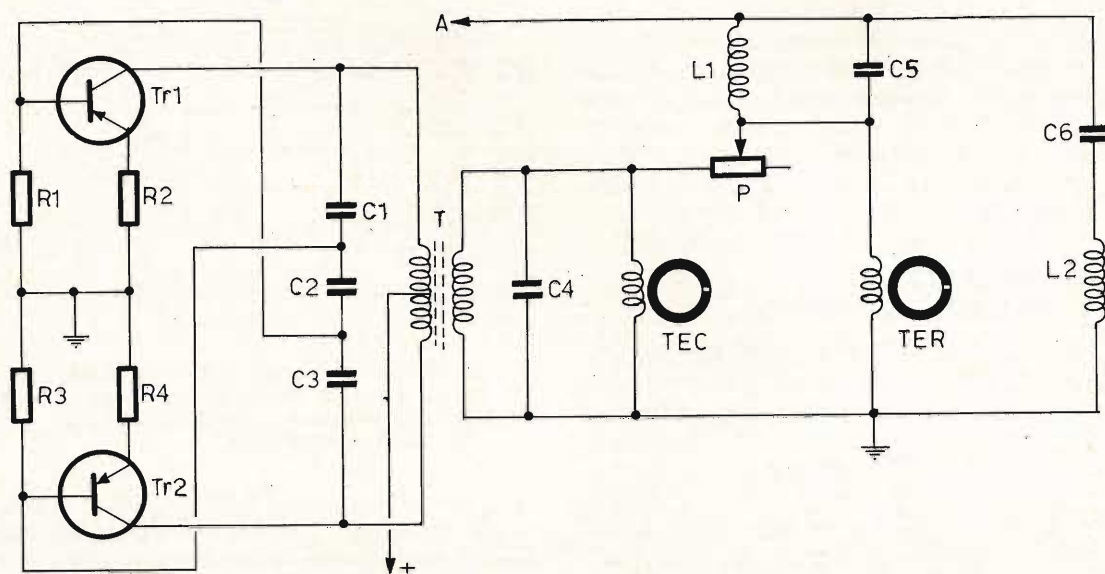


Fig. 14 - Esempio tipico di circuito oscillatore per la produzione della corrente di pre-magnetizzazione, funzionante a transistori. Al punto A viene applicato il segnale a Bassa Frequenza equalizzato proveniente dall'amplificatore a corrente costante. Il potenziometro P permette di regolare il livello della corrente, ed infine TEC e TER rappresentano rispettivamente la testina di cancellazione e la testina di registrazione.

Il circuito oscillatore adatto alla produzione della corrente di pre-magnetizzazione, illustrato alla **figura 14** consiste in un normale multivibratore di tipo astabile, provvisto di trasformatore con presa centrale, in sostituzione del normale sistema di accoppiamento di collettore a resistenza e capacità, che viene aggiunto per completare il circuito risonante in parallelo col trasformatore. Questo circuito sintonizzato non soltanto stabilisce il valore della frequenza di oscillazione, ma rende anche sinusoidale il segnale prodotto.

In esso, al punto A viene applicato il segnale equalizzato proveniente dall'amplificatore a corrente costante. L1 ed L2 costituiscono la trappola per la corrente di pre-magnetizzazione, e P serve per regolare l'ammontare di quest'ultima.

Dal momento che il circuito è del tipo funzionante in controfase, le armoniche di ordine pari, che determinano fenomeni di distorsione e interferenze rumorose, vengono notevolmente ridotte. Le resistenze

mente la produzione di armoniche di ordine pari.

### CONCLUSIONE

Non è certamente la prima volta che ci occupiamo su queste pagine dei problemi relativi alla pre-magnetizzazione del nastro, soprattutto nelle indagini compiute agli effetti della qualità dei registratori di tipo commerciale. Naturalmente, nel campo dell'alta fedeltà, il valore e l'intensità della suddetta corrente sono di importanza fondamentale agli effetti del responso e della stabilità di funzionamento.

Sebbene questa nota non tragga conclusioni dirette, si ritiene però di aver fornito al lettore quegli elementi che consentono di giudicare — a seconda della caratteristiche intrinseche del registratore, della qualità del nastro e della sua velocità di scorrimento — quali siano i valori ideali dell'ampiezza e della frequenza da attribuire alla corrente, per ottenere il risultato più soddisfacente.

# COMMUTATORE ELETTRONICO

**STRUMENTI  
E MISURE  
DI  
LABORATORIO**

**È** noto che l'oscilloscopio, fra tutti gli strumenti di misura, è quello più impiegato, in quanto rende visibili i fenomeni elettrici che avvengono nel circuito che si sta provando. Per rendere più completo, se così si può dire, il funzionamento di un oscilloscopio si può aggiungere questo commutatore elettronico, che rende possibile l'osservazione contemporanea di due fenomeni diversi riferiti allo stesso circuito di prova.

Molto spesso è interessante poter rendersi conto visualmente della deformazione che subisce un segnale periodico quando attraversa un circuito rispetto al segnale applicato all'ingresso. Non avendo il commutatore elettronico, per poter constatare ciò, sarebbe necessario avere due oscilloscopi con conseguente raddoppio della spesa, oppure constatare un fenomeno alla volta collegando prima l'ingresso e poi dopo aver constatato questi collegamenti, collegare l'uscita. Questo metodo però presenta degli inconvenienti in quanto è molto facile commettere degli errori di valutazione perchè si devono ricordare le forme esatte del segnale presente all'ingresso. Spesso, durante queste misure, è necessario anche agire sui comandi del circuito per ottenere la forma d'onda voluta e questo complica ancora di più le cose.

Come si può facilmente capire l'applicazione del commutatore elettronico all'oscilloscopio semplifica il lavoro in quanto permette l'osservazione istantanea dei due segnali.

Descriviamo in questo articolo un commutatore elettronico adatto ad aumentare le possibilità del vostro oscilloscopio grazie alle sue doti elettriche. Nel corso dell'articolo daremo alcuni cenni sull'impiego del commutatore, quindi la spiegazione dello schema elettrico e del suo funzionamento ed infine la realizzazione pratica.

### Esempio d'impiego

Pensiamo che l'esempio più evidente per spiegare il funzionamento pratico del commutatore elettronico, sia quello relativo al suo accoppiamento ad un amplificatore di bassa frequenza. Per rendere più evidente la spiegazione, ci si riferisca alla fig. 1. Come si può vedere, si deve collegare un generatore di bassa frequenza all'ingresso dell'amplificatore in prova e contemporaneamente all'ingresso 1 del commutatore elettronico. L'uscita dell'amplificatore (dopo aver tolto l'altoparlante ed aver collegato al suo posto una resistenza di valore equivalente) viene inviata all'ingresso 2 del commutatore. Infine l'uscita del commutatore viene collegata alle placche di deviazione verticale dell'oscilloscopio. Dopo aver effettuato tutti questi collegamenti dovrebbero apparire simultaneamente sullo schermo dell'oscil-

loscopio le due curve corrispondenti ai segnali di ingresso e di uscita presenti sull'amplificatore in prova. In questo modo è molto più semplice poter valutare il valore di amplificazione e soprattutto la percentuale di distorsione.

### Principio di funzionamento del commutatore elettronico

Il principio di funzionamento su cui si basa il commutatore elettronico è piuttosto semplice e consiste nell'applicare in

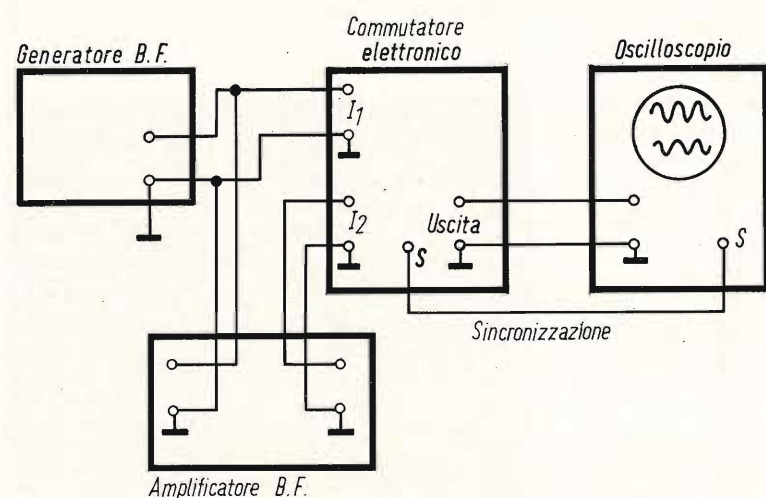


Fig. 1 - Circuito a blocchi per l'utilizzazione del commutatore elettronico.

modo alternato alle placche di deviazione verticale i due segnali separatamente. Quando sulle placche di deviazione viene inviato il segnale 1, sullo schermo dello oscilloscopio si formerà una frazione della traccia che corrisponde a questo segnale; poi quando viene inviato sulle placche di deviazione il segnale 2, sullo schermo si avrà una frazione di questo segnale.

Dopo di questa prima fase, si avrà sempre un susseguirsi alternato dei due segnali e se questa successione sarà abbastanza rapida il nostro occhio non farà in tempo a distinguere l'intervallo di tempo fra un segnale e l'altro e si avrà così l'impressione della simultaneità dell'immagine.

Per poter attuare questo scambio periodico dei segnali sulle placche di deviazione dell'oscilloscopio si può pensare in un primo momento ad un commutatore

meccanico, ma questo in pratica non è attuabile in quanto un commutatore meccanico non dà delle commutazioni regolari e rapide.

Di conseguenza è consigliabile senza dubbio utilizzare un commutatore elettronico, che può rispondere a tutti i suddetti requisiti.

In fig. 2 è riportato lo schema elettrico del commutatore elettronico che stiamo per descrivere. Come si può vedere esso

è equipaggiato di due valvole ECH81 (triodi - esodi), di cui la parte esodo di ciascuna viene usata come amplificatrice. L'ingresso 1 viene collegato alla griglia di comando del primo esodo ECH81 (1) per mezzo di un condensatore da 0,1  $\mu$ F e di un potenziometro da 500.000  $\Omega$ , quest'ultimo serve per regolare il livello di uscita del commutatore. Per l'ingresso 2 si effettua un montaggio identico in modo da avere i due ingressi uguali. Come si può vedere sullo schema, la polarizzazione delle due valvole viene fatta per mezzo di due resistori da 470  $\Omega$  non disaccoppiati. Le resistenze di carico anodico hanno un valore di 22 k $\Omega$  e vengono collegate alle prese di uscita per mezzo di un condensatore da 0,1  $\mu$ F. Osservando lo schema, si può vedere che fra le griglie schermo dei due esodi è collegato un potenziometro P<sub>4</sub> da 100 k $\Omega$ , il cursore di questo potenziometro è collegato alla linea di al-

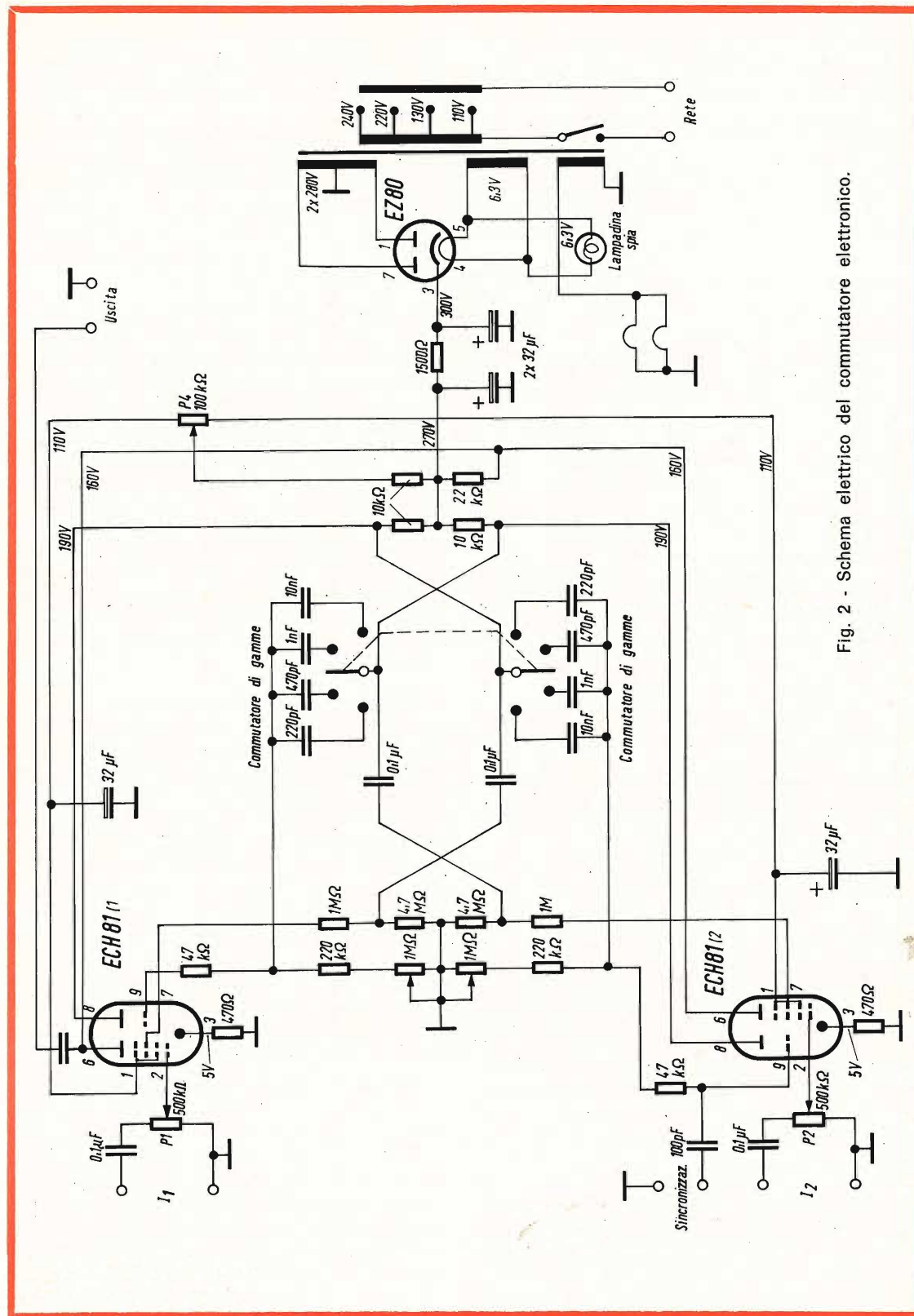


Fig. 2 - Schema elettrico del commutatore elettronico.

ta tensione per mezzo di una resistenza da 10 k $\Omega$ ; il compito di questo circuito verrà preso in considerazione in un secondo tempo. Le griglie schermo dei due esodi sono disaccoppiate dal lato di massa per mezzo di due condensatori da 32  $\mu$ F.

Il principio su cui si basa il commutatore è quello di poter bloccare e sbloccare periodicamente i due esodi in modo tale

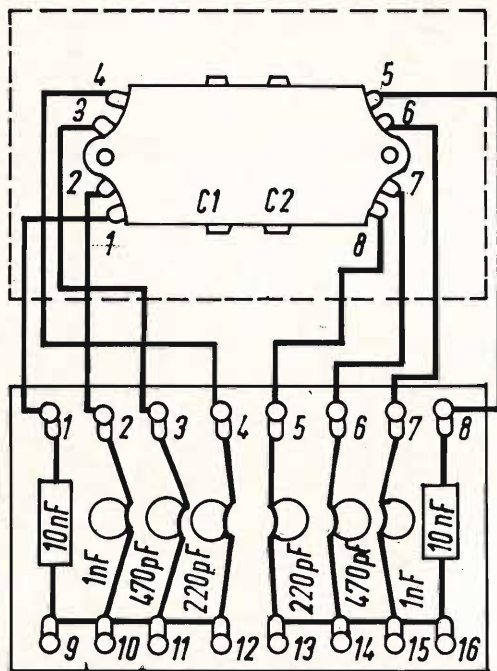


Fig. 3 - Esempio di cablaggio della piastrina da mettere sopra il commutatore di gamma.

che quando uno è bloccato l'altro conduce, naturalmente quando i segnali da osservare sono applicati ai due ingressi. Si può affermare che queste due valvole funzionano come un commutatore, in quanto quando una è bloccata, si ha l'interruzione del circuito compreso fra l'ingresso e l'uscita, mentre l'altra valvola che conduce, stabilisce un collegamento fra l'ingresso e l'uscita.

La funzione del blocco e dello sblocco viene effettuata per mezzo dei due triodi che sono collegati fra di loro in modo da formare un multivibratore. I circuiti anodici di questi triodi hanno come carico

una resistenza da 10 k $\Omega$ . Sul circuito di griglia viene inserito invece una rete di resistenze collegate in serie aventi ciascuna un valore di 40 k $\Omega$  e 220 k $\Omega$  e inoltre un potenziometro da 1 M $\Omega$ .

Per rendere possibile il funzionamento di questo multivibratore, è necessario inserire fra la griglia del triodo 1 e la placca del triodo 2 un condensatore di accoppiamento, questo naturalmente deve essere fatto anche fra la griglia del triodo 2 e la placca del triodo 1.

Per rendere più completo il circuito, si sono inseriti per ogni rete, quattro condensatori da 220 pF, 470 pF, 1 nF e 10 nF che possono essere selezionati per mezzo di un commutatore a quattro gamme, due vie; con questo sistema si possono scegliere ben quattro gamme di frequenza e si può così coprire una gamma da 30 Hz a 20.000 Hz. Il potenziometro doppio P<sub>2</sub> inoltre permette di ottenere una regolazione continua della frequenza per ogni gamma scelta. Grazie a questo semplice circuito si può adattare in modo perfetto il ritmo della commutazione alle caratteristiche proprie dei segnali sotto osservazione.

Gli impulsi prelevati nei punti comuni del commutatore di gamma vengono portati alle griglie 3 dei due esodi per mezzo dei circuiti formati dal condensatore da 0,1  $\mu$ F, dalla resistenza di fuga da 4,7 M $\Omega$  e dalla resistenza da 1 M $\Omega$ . Questi due circuiti creano una polarizzazione negativa che ha come effetto, di bloccare alternativamente i due esodi, provocando così l'effetto di commutazione voluto. Siccome la resistenza da 470  $\Omega$  posta sul catodo viene percorsa dalla corrente del triodo conduttore, che forma il multivibratore, si ha una caduta di tensione elevata e di conseguenza la polarizzazione viene maggiormente accentuata.

I potenziometri da 100 k $\Omega$  posti sui circuiti di griglia schermo degli esodi permettono di aumentare o diminuire contemporaneamente il potenziale dei due segnali, modificando così i tempi di bloccaggio e di conduzione. In questo modo si può modificare il tempo di intervallo fra i due oscillogrammi. In molti casi è necessario avere una sincronizzazione, a questo scopo il segnale viene applicato alla

griglia del triodo ECH81 (2) per mezzo di un condensatore da 100 pF. Passando ora ad esaminare il circuito di alimentazione, si può vedere che il trasformatore

### Realizzazione pratica

Dopo aver visto il principio di funzionamento del commutatore passiamo ora alla sua realizzazione pratica. Per prima

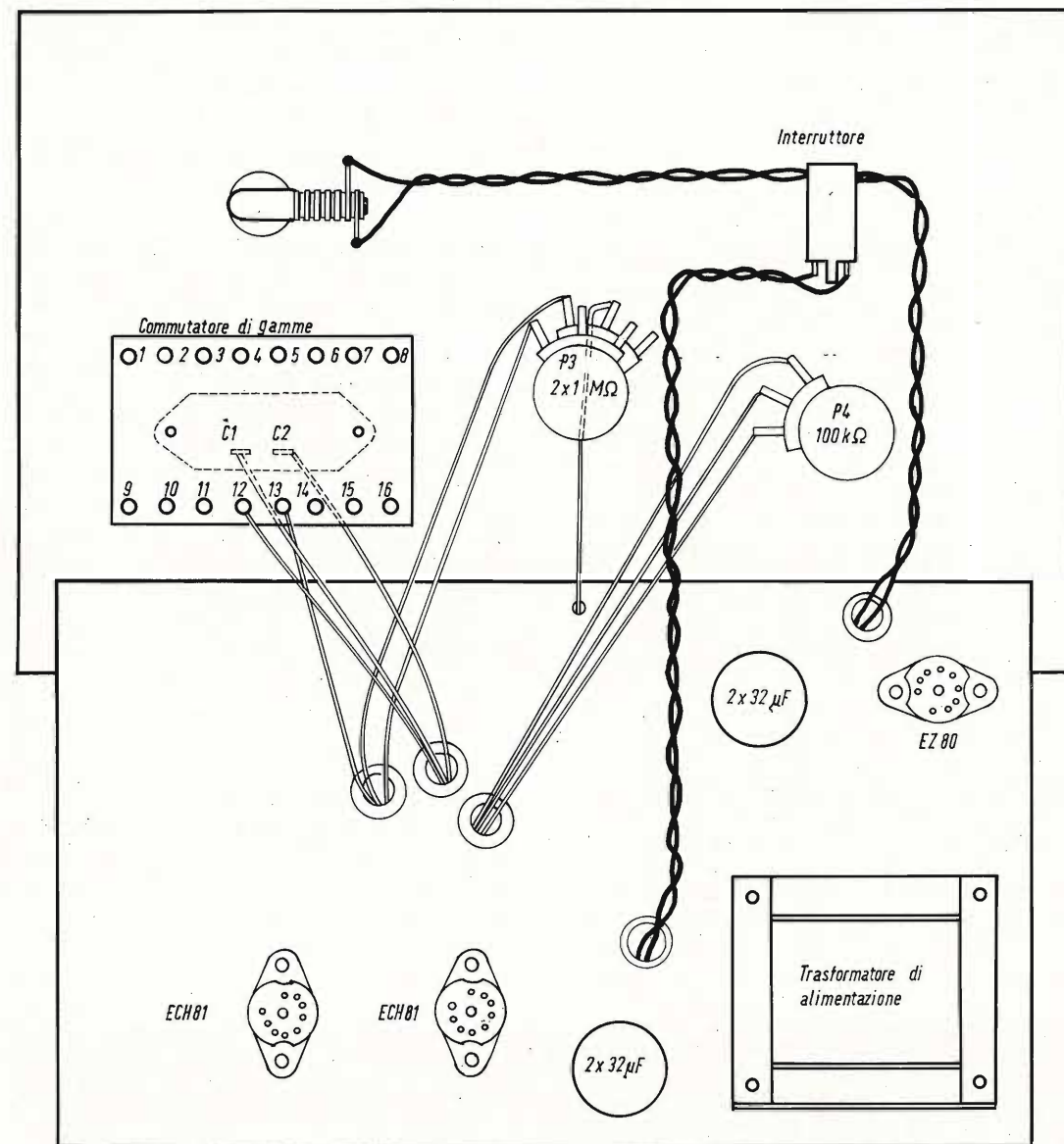


Fig. 4 - Esempio di realizzazione del pannello frontale dell'apparecchio e del telaio.

ha il primario universale e il secondario ad alta tensione deve dare 2 x 280 V. La tensione raddrizzata è ottenuta per mezzo della valvola EZ 80, mentre il filtraggio viene effettuato dal circuito formato dalla resistenza da 1500  $\Omega$  e dai due condensatori da 32  $\mu$ F.

cosa consigliamo di montare i condensatori che permettono la scelta delle gamme di frequenza su una piastrina di bachelite munita di 8 pagliette ciascuna. In fig. 3 è riportato un esempio di montaggio di tale piastrina sulla quale si vedono gli otto condensatori che compongono il circuito.

Questa piastrina va infine fissata sulla parte posteriore del commutatore a due sezioni, quattro posizioni, per mezzo di tubetti metallici filettati che fanno da supporto. Come si può vedere in fig. 3 la piastrina deve occupare la posizione indicata con il tratteggio.

Dopo aver montato la piastrina, si può procedere al collegamento elettrico fra la piastrina e il commutatore.

Il telaio metallico sul quale si effettua il montaggio del circuito dovrebbe avere approssimativamente le dimensioni di 260 x 140 x 60mm; sulla parte anteriore, si deve fissare un pannello rettangolare di circa 275 x 200 mm. In fig. 4 abbiamo riportato un esempio di realizzazione dove si possono vedere il telaio e la parte frontale. Sul telaio vero e proprio si montano gli zoccoli delle valvole, i condensatori elettrolitici e il trasformatore d'alimentazione. Per facilitare il montaggio degli altri componenti è consigliabile mettere delle basette di ancoraggio sulla parte inferiore del telaio.

Sul pannello frontale si devono montare i due potenziometri di regolazione, l'interruttore, la lampadina spia e il commutatore di gamma. Sulla parte inferiore dello stesso pannello frontale si devono invece montare i potenziometri di livello e le varie prese isolate d'ingresso, di uscita e di sincronizzazione.

Dopo il montaggio meccanico dei componenti suddetti si passa al cablaggio vero e proprio; a questo scopo consigliamo

di fare innanzi tutto il collegamento di massa per mezzo di un filo nudo stagnato, al quale dovranno riferirsi tutte le masse del circuito. A questo filo di massa vanno saldati i tubetti centrali degli zoccoli delle valvole, i terminali corrispondenti ai cursori del potenziometro e così via. Dopo i collegamenti di massa, è consigliabile effettuare i collegamenti di accensione dei filamenti delle valvole e della lampadina.

Si passa quindi al collegamento dei vari componenti, effettuando per prima cosa il collegamento dei condensatori da 0,1  $\mu$ F fra le prese d'ingresso  $I_1$  e  $I_2$  e i rispettivi potenziometri di livello; utilizzando poi del cavetto schermato, si collegano i cursori di questi due potenziometri ai piedini 2 della ECH81, mentre le guaine metalliche vengono saldate a massa e sui contenitori metallici dei potenziometri. In questo modo si prosegue all'intero cablaggio del circuito che non staremo a spiegare punto per punto, in quanto è facilmente attuabile seguendo lo schema elettrico. Al termine del cablaggio, si deve collegare il cordone di alimentazione di rete all'interruttore. A questo punto prima di inserire la tensione, consigliamo di effettuare un ulteriore controllo a tutto il circuito per maggior sicurezza.

Quando si sarà constatato che l'apparecchio funziona regolarmente si potrà inserire tutto il circuito in un contenitore metallico avendo cura di lasciare sulla parte posteriore una apertura che permetta una discreta aerazione.

**NAPOLI**



Via Camillo Porzio 10/A - 10/D

80141 - Tel. 221551

**UNICA SEDE IN NAPOLI**

In precedenza abbiamo illustrato brevemente il funzionamento del generatore di arcobaleno Philips PM 5507. In questo secondo articolo ci soffermeremo su alcuni tipici impieghi di questo interessante strumento.

## TARATURA DELLA SEZIONE COLORE DEL TELEVISORE

**STRUMENTI  
E MISURE  
DI  
LABORATORIO**

# generatore di arcobaleno

Come già accennato, gli impieghi del generatore PM 5507 possono suddividersi in tre gruppi:

1) Controllo e, se è necessario, riallineamento del ricevitore in casa dell'utente.

2) Dimostrazione del funzionamento del ricevitore nei periodi in cui non viene trasmesso il monoscopio.

3) Messa a punto della sezione-colore del ricevitore.

### CONTROLLO IN CASA DEL CLIENTE

Come già detto, i controlli da effettuare in casa del cliente sono i seguenti:

#### Purezza dei colori

Mettere il PM 5507 in posizione « arcobaleno ». Inserire il « killer » del colore del ricevitore. Bloccare **due** cannoni del cinescopio (quelli del verde e del blu). La purezza dei colori viene controllata sul

terzo colore e cioè sul « rosso » in quanto per ottenere questo colore si richiede una corrente del fascetto più intensa e quindi se lo spot non è centrato sul punto di sfocatura del rosso molto facilmente andrà a colpire i bordi dei puntini del verde e del blu vicini producendo « un rosso sporco » facilmente rilevabile.

#### Messa a punto della scala dei grigi

Dopo aver regolato le intensità dei fascetti dei tre cannoni in modo da dare un'immagine bianca e nera (con il PM 5507 in posizione arcobaleno e il « killer del colore » del ricevitore inserito) è possibile controllare se la **scala dei grigi** si mantiene tale al variare della ampiezza del segnale video fornito dal PM 5507.

#### Linearità e ampiezza della deflessione

Per questa messa a punto il PM 5507 fornisce un'immagine a reticolo che serve molto bene per mettere a punto l'ampiezza e la linearità delle due deflessioni.

## Convergenza statica e dinamica

Per la convergenza **statica** il PM 5507 fornisce un'immagine a puntini. Per la convergenza **dinamica** si usa di solito la immagine a reticolo. I regolatori sui quali agire per la messa a punto di questi due tipi di convergenza sono indicati nei manuali di istruzioni in dotazione a ciascun ricevitore.

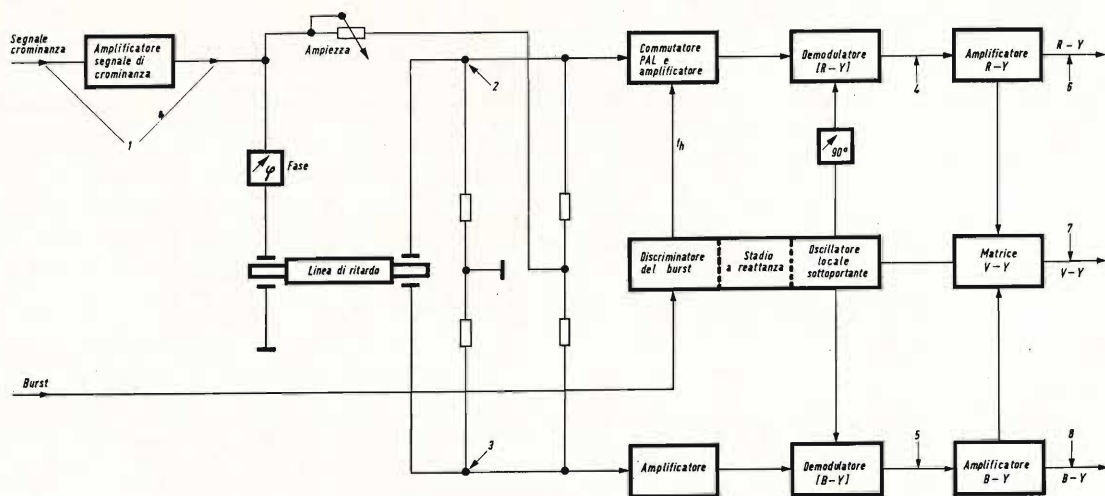


Fig. 12 - Schema a blocchi del canale di crominanza di un ricevitore TVC.

La messa a punto della convergenza può stancare la vista, specialmente quando è la prima volta che si effettua. Per evitare ciò è necessario che l'immagine a punti o a reticolo sia esente da sfarfallio e sia stabile. Ciò si ottiene sottraendo gli impulsi di sincronismo verticali e orizzontali dalla frequenza-differenza dei due cristalli incorporati. Oltre a ciò, due circuiti flip-flop aggiuntivi fanno sì che vengano « inscritte » soltanto delle linee intere orizzontali.

## Controllo generale del colore

Il funzionamento di tutti i circuiti del ricevitore può essere controllato con l'immagine arcobaleno « gated » (a pezzetti).

## Dimostrazione del funzionamento del ricevitore

Siccome, almeno inizialmente, il trasmettitore non irradianza per molte ore del

giorno il monoscopio del colore, risulterà molto utile per « dimostrare » il funzionamento del ricevitore, l'arcobaleno « gated » fornito dal generatore PM 5507.

## IL GENERATORE DI ARCOBALENO NEL LABORATORIO TVC

L'immagine a reticolo fornita dal PM 5507 può essere usata per misure « di ser-

vizio » sia dei ricevitori in bianco e nero sia per effettuare misure e controlli nel canale di amplificazione del segnale di luminanza dei ricevitori a colori. Siccome queste misure di servizio sono molto note non ci soffermeremo a descriverle.

**È per le misure da fare nella sezione del colore o di crominanza che l'immagine ad « arcobaleno » mostrerà tutta la sua utilità.**

Ecco alcune misure che possono essere effettuate:

1. Messa a punto della linea di ritardo.
2. Accordo dei demodulatori sincroni.
3. Messa a punto delle matrici.

## Messa a punto del circuito della linea di ritardo

Dopo aver controllato l'amplificazione del segnale di crominanza effettuata dal relativo amplificatore misurando le am-

piezze di questo segnale sul punto 1 di fig. 12 si collega ai punti 2 e 3 un oscilloscopio a doppio fascetto. **In questi punti l'ampiezza e la fase del segnale ritardato debbono essere identiche a quelle del segnale non ritardato.**

Come detto sopra, le frequenze di questi due segnali differiscono dalla frequenza della sottoportante del colore (4,433619

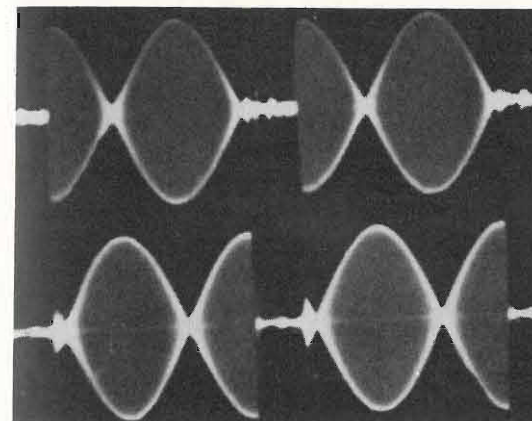


Fig. 13a - I segnali diretto (non ritardato) e ritardato sono in fase ed hanno ampiezza corretta.

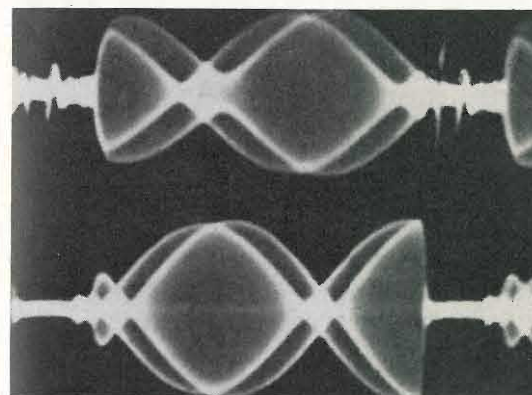


Fig. 13b - I segnali diretto (non ritardato) e ritardato sono fuori fase ma hanno ampiezza corretta.

MHz) di un valore pari alla frequenza di riga (15625 Hz). Se, per una data riga, la frequenza del **segnale ritardato** è 4,449244 MHz, quella del **segnale non ritardato** sarà 4,417994 MHz. Per la riga successiva avremo una situazione contraria. Quando questi due segnali vengono **sommati (o sottratti)** si ottiene un segnale con frequenza di 4,433619 MHz. La forma di questo segnale è indicata in fig. 13a, dove si

vede che la sottoportante viene soppressa durante il tempo di spegnimento di riga. Se il tempo di ritardo della linea non corrisponde esattamente al tempo di scansione di una riga (64  $\mu$ s) i **punti-zero** dell'involuppo avranno in due righe successive posizioni diverse (vedi fig. 13b). Questo inconveniente può essere eliminato mettendo a punto la « fase » (vedi fig. 12).

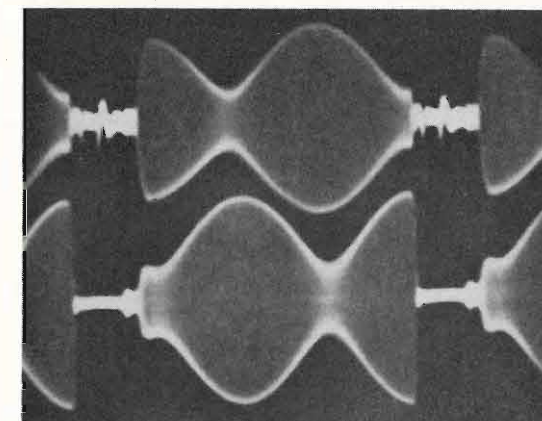


Fig. 13c - I segnali diretto (non ritardato) e ritardato sono in fase ma hanno ampiezze non giuste.

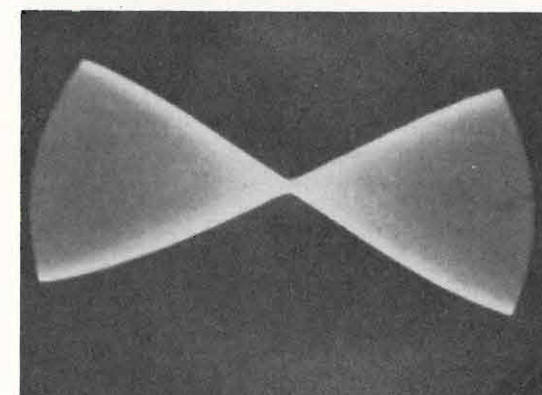


Fig. 13d - Come in fig. 13a ma « espansa » orizzontalmente.

È anche possibile che l'attenuazione della linea di ritardo vari nel tempo, ed allora si ha il segnale della fig. 13c. Ciò può essere eliminato regolando nuovamente « l'ampiezza » del segnale non ritardato o diretto (fig. 12). Per una maggiore accuratezza della messa a punto finale, l'oscillogramma può essere « ingrandito » orizzontalmente in corrispondenza del punto zero (fig. 13d).

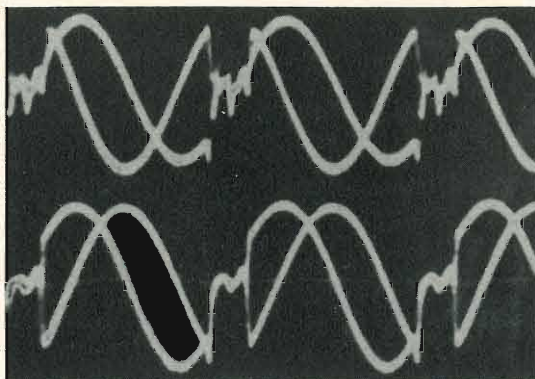


Fig. 14a - Demodulatori di ricevitore PAL con errore di quadratura.

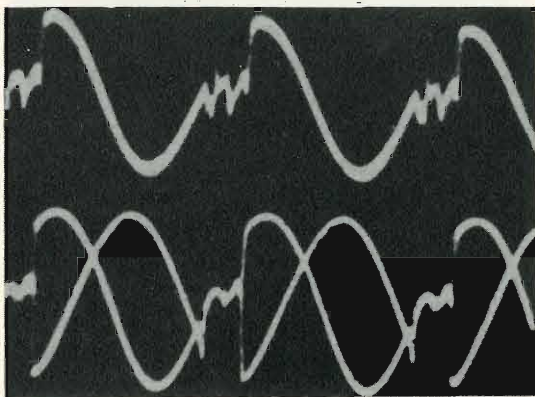


Fig. 14b - Demodulatori con differenza di fase di  $90^\circ$  non giusta.

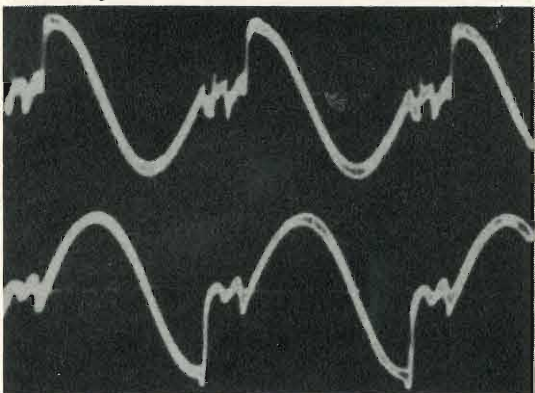


Fig. 14c - Demodulatori perfettamente messi a punto.

#### Messa a punto dei demodulatori sincroni

Per accordare i demodulatori sincroni, l'oscilloscopio a doppia traccia deve essere collegato ai punti 4 e 5 di fig. 12, mentre la linea di ritardo deve essere cortocircuitata. La staratura dei due demodu-

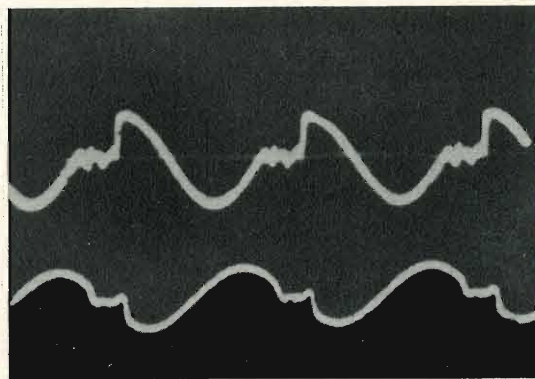


Fig. 15a - Relazione di ampiezza tra le componenti (R-Y) e (V-Y).

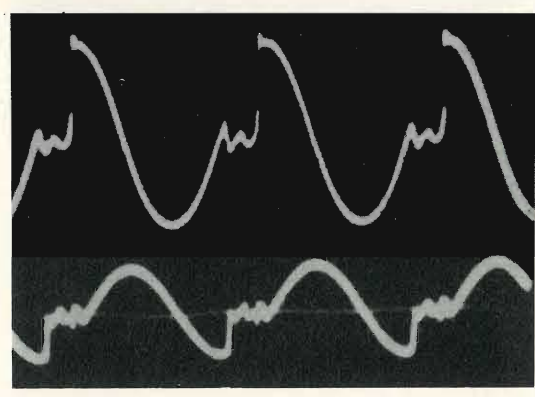


Fig. 15b - Relazione di ampiezza tra le componenti (R-Y) e (B-Y).

latori può presentarsi sotto due forme. La fase dell'oscillatore locale della sottoportante può differire da quella del generatore ed allora si ha un oscillogramma come quello indicato in fig. 14a. Oppure può capitare che l'angolo di fase tra i due segnali di sottoportante che « entrano » in ciascun demodulatore non sia esattamente  $90^\circ$  (non sono in quadratura) come appunto indicato nell'oscillogramma di fig. 14b. Queste differenze di fase di differente natura possono essere eliminate separatamente dopodiché si otterrà lo oscillogramma di fig. 14c.

#### Messa a punto della matrice del verde

La matrice del verde (V-Y) può essere controllata misurando le ampiezze e le fasi delle onde sinusoidali nei punti 6, 7 e 8 di fig. 12. Se la matrice (V-Y) e gli amplificatori (R-Y) e (B-Y) sono correttamente messi a punto le ampiezze dei rela-

tivi segnali staranno tra loro nelle proporzioni di 1,14 : 0,7 : 2,03 rispettivamente per i segnali R-Y, V-Y e B-Y (fig. 15a - 15b).

Lo zero del segnale (V-Y) deve inoltre trovarsi in un punto corrispondente ad un terzo della distanza tra i punti zero dei segnali (R-Y) e (B-Y). Questa posizione può essere facilmente controllata con la scala millimetrata che si trova sullo schermo dell'oscilloscopio.



Fig. 16 - Gli strumenti indispensabili per il controllo di un televisore a colori.

#### CONCLUSIONE

Abbiamo visto che l'immagine dell'arcobaleno fornita dal generatore PM 5507 e un oscilloscopio a doppia traccia (del tipo PM 3230) trasformano tutte le misure di controllo del canale di cromaticità di un ricevitore TVC in semplici misure di ampiezza o di fase di segnali sinusoidali. Ma questi sistemi di misura sono già noti al tecnico TV. Si tenga presente inoltre che il sistema di controllo dei segnali del canale di cromaticità mediante un generatore di arcobaleno è largamente usato negli USA che noi dobbiamo tener sempre d'occhio in quanto hanno già dietro le spalle una esperienza ultradecennale nel campo dell'assistenza dei televisori a colori.

L.C.

(da « Electronic Measuring and Microwave Note-Philips »)



# MALLORY

MALLORY BATTERIES S.r.l.

20158 Milano - Via Catone, 3 - Tel. 37.61.888

## PILE AL MERCURIO E ALCALINO MANGANESE

Agenzie con deposito:

#### 10143 TORINO

P.zza G. Perotti, 1 - Tel. 740.129

#### 35100 PADOVA

Via Malaspina, 9 - Tel. 37.183

#### 50122 FIRENZE

Via Tripoli, 45 - Tel. 263.583

#### 42100 REGGIO EMILIA

Via Cambiatori, 2/1 - Tel. 44.358

#### ROMA

Recapito Tel. 374.057

#### 80133 NAPOLI

P.zza Borsa, 22 - Tel. 310.726/643.075

# INCREDIBILMENTE VERO!!!

**beomaster 900 K**



za/0685-02

**beogram 1000-Vi**



ra/0340-00

**Amplificatore-sintonizzatore stereo AM/FM**

Interamente transistorizzato. Munito di due altoparlanti. Ingressi per registratore e giradischi. Indicatore automatico di sintonia ed AFC. Decoder stereo incorporato.

**Sezione Amplificatore**

Potenza d'uscita musicale per canale: 8 W  
 Risposta di frequenza: 60 ÷ 15.000 Hz  
 Sensibilità: 500 mV  
 Distorsione armonica: 1 %  
 Impedenza: 3-5 Ω

**Sezione Sintonizzatore**

Entrata d'antenna: 75 Ω  
 Gamma di frequenza: FM 88 ÷ 108 MHz  
 OC 1.550 ÷ 4.000 kHz  
 OM 520 ÷ 1.600 kHz  
 OL 147 ÷ 320 kHz  
 Risposta di frequenza: 60 ÷ 15.000 Hz  
 Distorsione armonica: 1 %  
 Alimentazione: 220 ÷ 240 V

**Giradischi stereo**

4 velocità  
 Braccio in lega leggera bilanciato  
 Pressione d'appoggio regolabile da 0 ÷ 4 g  
 Corredato di cartuccia stereo tipo SP7  
 Preamplificatore incorporato  
 Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz  
 Uscita a 1 kHz: 0,5 V  
 Distorsione: > 0,5 %  
 Alimentazione: 220 V - 50 Hz

oppure: **ra/0594-00**  
**ra/0966-00**  
**ra/0720-00**

**COMPLESSO  
 DI CLASSE  
 A SOLE 149.000 LIRE**



Riportiamo in questo articolo alcuni montaggi particolari dei relé, quali ad esempio il funzionamento momentaneo, il dispositivo di chiusura, l'oscillatore a relé che pensiamo possano interessare a quella parte dei nostri lettori che si occupano dei montaggi equipaggiati con relé.

I Parte

**ELETRONICA  
 INDUSTRIALE**

## MONTAGGI SPECIALI DEI RELÉ

**È** necessario prima di tutto ricordare che i relé, quando vengono utilizzati nei circuiti di telecomando non funzionano solo per chiudere o per aprire dei circuiti, ma possono anche oscillare, funzionare in senso alternato, chiudere o aprire i loro contatti più o meno lentamente del normale; inoltre è anche possibile aggiungere degli elementi addizionali al circuito dove vengono montati in modo da poter ottenere i risultati desiderati.

Con l'avvento dei semiconduttori, si è sempre più portati all'abbandono dei relé elettromeccanici a favore dei relé formati da veri e propri circuiti a semiconduttore che non presentano più il difetto di avere contatti mobili e quindi sono meno soggetti ad usura.

Il compito abituale di un relé è quello di poter aprire o chiudere a distanza un circuito avente un carico di diversi Watt con una potenza molto bassa, anche dell'ordine di una frazione di Watt.

In altri casi, come per esempio in telefonia, i relé, funzionando con velocità molto lente, superiori a 5/100 di secondo, svolgono lo stesso compito svolto dai tubi a vuoto o dai transistor. Ricordiamo a

questo punto che in numerosissimi casi, i relé elettromeccanici possono sostituire interi circuiti elettrici, permettendo un notevole risparmio sul costo dell'apparecchiatura e allo stesso tempo semplificando di gran lunga il circuito.

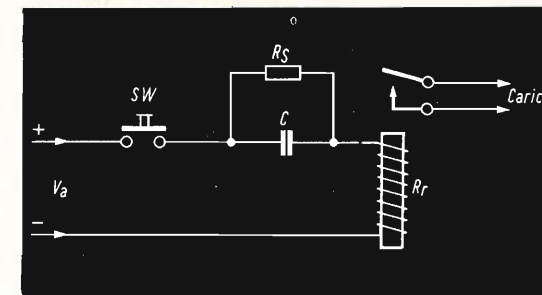


Fig. 1 - Circuito per il funzionamento momentaneo del relé.

L'applicazione pratica dei relé interessa un campo talmente vasto che non ci è possibile riportare tutti i possibili impieghi e quindi ci limiteremo a riportarne alcuni.

### Relé a funzionamento momentaneo

Nella maggior parte dei circuiti di comando, il circuito interessato dall'azione del relé deve essere chiuso o aperto in un

tempo molto breve; si usano perciò dei relé a limitazione, il funzionamento dei quali dipende dalla velocità di carica di un condensatore attraverso la resistenza

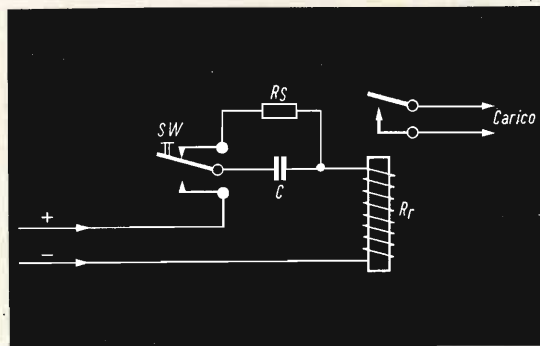


Fig. 2 - Circuito adatto ad ottenere un funzionamento più rapido.

e le bobine di eccitazione dalla corrente che circola nel relé.

In fig. 1 abbiamo riportato un circuito semplificato per spiegare il funzionamento; quando il contattore è chiuso, la corrente che attraversa l'avvolgimento carica il condensatore (in quel momento scarico) ed eccita la bobina del relé e il circuito magnetico, questo provoca l'attrazione dell'armatura del relé verso il basso. All'aumentare della carica del relé, si ha una progressiva diminuzione della tensione ai capi dell'avvolgimento. L'armatura mobile viene rilasciata quando la tensione si abbassa fino a raggiungere il valore limite di eccitazione del relé; di conseguenza il circuito rimane aperto e non si produrrà più alcun fenomeno fino alla nuova chiusura del circuito.

Il tempo durante il quale l'armatura resta chiusa è dato dall'espressione:

$$T = 2,303 R_r C \times \log_{10} \frac{V_a}{V_d}$$

dove T è il tempo in secondi,  $R_r$  è la resistenza del relé in megaohm, C la capacità in microfarad,  $V_a$  la tensione di alimentazione e  $V_d$  la tensione di diseccitazione del relé.

Facciamo notare che il rapporto delle tensioni  $V_a$  e  $V_d$  per la maggior parte dei relé di bassa potenza è di circa 3; quindi il logaritmo decimale di 3 è circa 0,478.

Nella pratica comune è possibile semplificare i calcoli utilizzando la formula semplificata.

$$T = R_r C$$

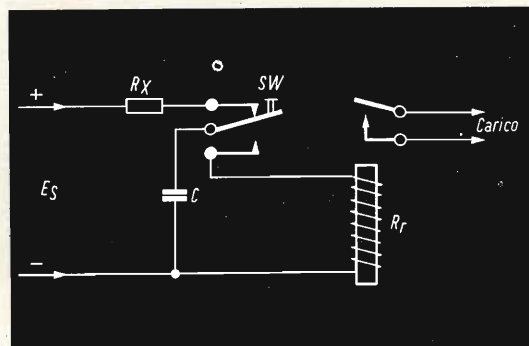


Fig. 3 - Montaggio di un relé con limitatore-shunt.

L'intervallo che intercorre fra le operazioni deve essere molto lungo, in modo da rendere possibile la nuova scarica del condensatore.

Se nel circuito vengono utilizzati dei condensatori di alta qualità; il tempo di scarica può durare anche diversi giorni; per ovviare a questo inconveniente si può collegare in parallelo al condensatore un resistore  $R_s$  di valore pari a dieci volte quello della resistenza della bobina del relé.

Nonostante questa precauzione, si noterà che fra i funzionamenti successivi intercorre ancora un ritardo relativamente lungo, di conseguenza se vogliamo ottenere un funzionamento ancora più rapido, si può utilizzare il circuito raffigurato in fig. 2.

Come si può vedere il contattore di controllo  $S_w$  è del tipo unipolare a due direzioni, quando esso viene chiuso ha la stessa funzione del contattore considerato in precedenza, mentre quando viene rilasciato, la resistenza  $R_s$  viene a trovarsi collegata in parallelo nel condensatore; di conseguenza si ha la sua scarica e il sistema è di nuovo pronto per ricominciare il funzionamento.

La resistenza di scarica  $R_s$  generalmente ha un valore basso dell'ordine di pochi ohm ed è utilizzata per limitare la corrente che si viene a formare durante la scarica attraverso il contattore.

Come si può vedere, in fig. 3 si è utilizzato un limitatore-shunt, quindi in questo caso, il condensatore può caricarsi grazie alla corrente di alimentazione che

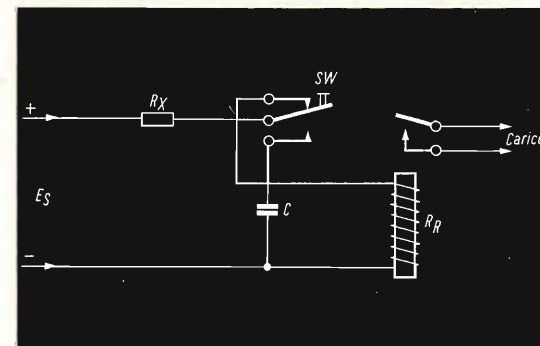


Fig. 4 - Sistema di azionamento di un relé quando il contattore è stato premuto e rilasciato.

passa attraverso una resistenza di valore basso  $R_c$ , che allo stesso tempo limita la corrente incidente. Passando ora al funzionamento, si può vedere che quando il contattore è premuto verso il basso, il condensatore, caricato, è praticamente collegato in parallelo ai capi dell'avvolgi-

In fig. 4 è stato riportato un circuito simile a quello descritto prima ma particolarmente utile in quei sistemi equipaggiati di contattori ad azione indiretta.

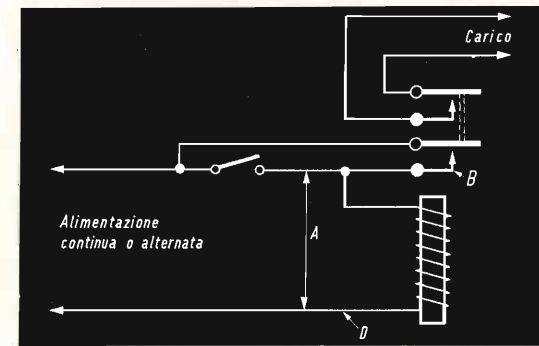


Fig. 5 - Circuito di un relé che si chiude e rimane chiuso temporaneamente.

### Il dispositivo di chiusura del relé

In fig. 5 è riportato il circuito di un relé, il cui contatto di chiusura, resta chiuso per il tempo in cui il contattore stesso resta chiuso; questa chiusura è però temporanea.

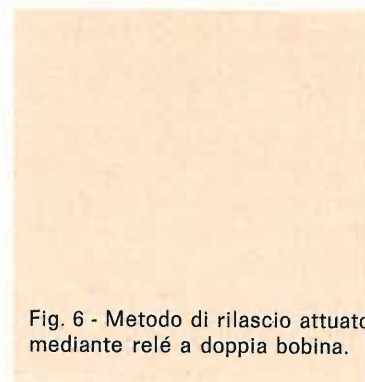


Fig. 6 - Metodo di rilascio attuato mediante relé a doppia bobina.

mento del relé; la carica del condensatore mette in azione il relé fino a quando la tensione ai capi del condensatore si abbassa al limite in cui il relé non viene più eccitato. A questo punto il relé è aperto e non funziona più fino a quando non si preme di nuovo il pulsante del contattore; con l'aiuto delle formule riportate si può determinare il tempo di chiusura del contatto.

Quando l'armatura del relé è rilasciata verso il basso, un particolare dispositivo di contatto mette in cortocircuito il contattore e mantiene allo stesso tempo il passaggio di corrente del relé. L'armatura del relé può venire di nuovo aperta mettendo in cortocircuito la bobina nel punto A oppure interrompendo il circuito nei punti B, C e D.



In fig. 6 abbiamo riportato un metodo di apertura più tecnico, cioè impiegando un relé a doppio avvolgimento, questo avvolgimento ausiliario produce un campo, nel circuito magnetico del relé, adatto a compensare esattamente il campo prodotto dalla bobina di eccitazione comune.

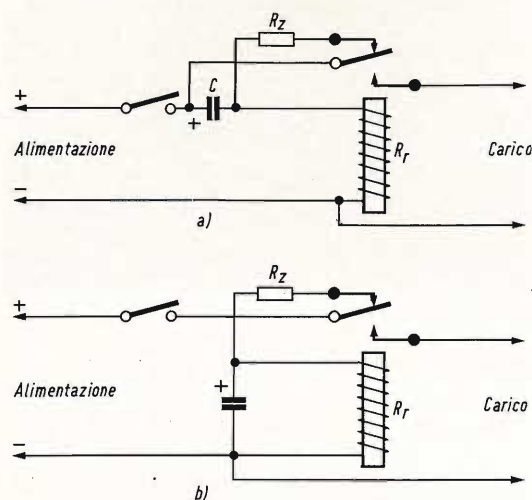


Fig. 7 - Montaggio di un relé oscillatore montato in serie.

In questo modo quando la bobina di apertura viene eccitata, il campo magnetico che attrae l'armatura verso il basso scompare e questa viene liberata.

### L'oscillatore a relé

In fig. 7 abbiamo riportato un circuito oscillatore equipaggiato di un relé a corrente continua, in questo circuito il condensatore si carica e si scarica in modo alternato con una frequenza che può andare da 20 periodi al secondo fino a un periodo ogni cinque minuti.

Come si può constatare, quando il contattore è chiuso, la corrente di carica presente nel condensatore fa eccitare la bobina del relé e fa abbassare l'armatura di quest'ultimo. A misura che il condensatore si scarica, la corrente di carica diminuisce fino a un valore tale che la tensione ai capi del relé raggiunge il punto in cui si diseccita, di conseguenza l'armatura viene rilasciata e il condensatore si scarica attraverso la resistenza  $R_r$  e incomincia così un altro ciclo di funzionamento.

Il tempo necessario per un periodo di funzionamento si può calcolare con la solita formula:

$$T = 2,303 R_r C \times \log_{10} \frac{V_a}{V_p}$$

dove  $V_p$  è la tensione di eccitazione mentre gli altri simboli rimangono gli stessi della formula precedente.

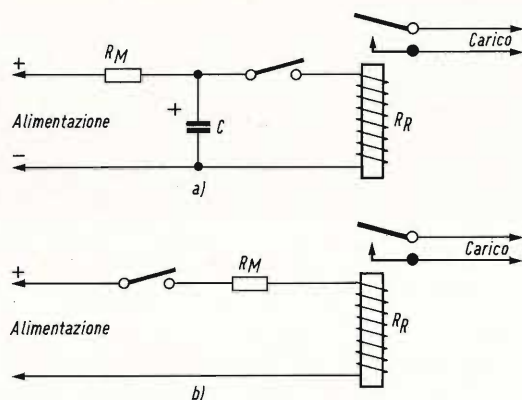


Fig. 8 - Circuito acceleratore attuato con una tensione di eccitazione più alta di quella nominale.

Alcune volte si può aver bisogno di un relé avente un tempo di risposta minore di quello dei relé comuni, per ottenere questa condizione particolare è necessario survoltare il circuito, portando allo stesso tempo una notevole diminuzione del tempo di vita del relé stesso. Utilizzando il circuito di fig. 8a si potrà evitare questo inconveniente in quanto il circuito viene fatto funzionare con una tensione di eccitazione un poco più elevata della tensione nominale del relé.

Il condensatore si scarica quando il contattore è aperto mentre se chiudiamo l'interruttore posto nel circuito si forma una tensione di valore elevato e il relé funzionerà in modo rapido. La tensione ai capi del relé diminuisce in relazione alla riduzione della carica del condensatore, dovuta alla sua scarica nella resistenza  $R_m$ .

Grazie a questo metodo, il relé può funzionare anche con delle tensioni di alimentazione pari a 10 volte la tensione nominale senza rischi di danneggiamento; bisogna tener presente però in questo caso, che la durata di funzionamento e il

tempo di risposta del relé viene ridotto di un valore pari a circa 6 volte.

Quando si vogliono ottenere dei tempi più rapidi si possono applicare al relé delle tensioni ancora più elevate ma in questo caso le armature possono subire delle deformazioni e le bobine possono subire dei surriscaldamenti.

Se non vogliamo ricorrere al sistema della tensione elevata possiamo cercare di ottenere un funzionamento più rapido del relé passando alle proprietà fondamentali di un elettromagnete. Per mezzo di una semplice formula, possiamo ora valutare la durata di funzionamento di un relé:

$$T = \frac{L}{R} \times M$$

In questa formula  $L$ ,  $R$  e  $M$  sono rispettivamente dei termini, induttivi, resistivi e meccanici; di conseguenza la durata di funzionamento è ridotta quando il valore induttivo  $L$  e meccanico  $M$  viene ridotto o quando aumenta quello resistivo  $R$ . Si deve notare che i fattori  $L$   $M$  non possono essere facilmente variati in quanto dipendono direttamente dalla costruzione meccanica vera e propria del relé, mentre invece si può far variare il valore della resistenza  $R_m$  quando sia necessario avere un funzionamento più rapido. Il circuito relativo è illustrato in fig. 8; in esso si può vedere che la tensione di alimentazione è superiore al valore nominale del relé e allo stesso tempo la resistenza in serie è scelta in modo tale che la corrente che attraversa la bobina sia uguale al valore di corrente fornito dal fabbricante.

L'induttanza della bobina causa una diminuzione dell'intensità di corrente che circola nella bobina del relé. Così la tensione ai capi della bobina del relé è più alta del normale, mentre la corrente che attraversa il relé e quindi anche la resistenza in serie, è inferiore alla normale; di conseguenza si avrà una riduzione del ritardo di scatto.

Per concludere, si può affermare che applicando a questi relé una tensione quadrupla della tensione nominale, si possono ottenere delle velocità di funzionamento anche tre volte superiori della velocità normale.

(Da « Le Haut-Parleur » 6612)

BEYSCHLAG NEGLI U.S.A.



Questo Ingegnere conosce BEYSCHLAG. Per la progettazione e la costruzione di apparecchiature elettroniche di misura deve impiegare materiali di alta stabilità e di massimo affidamento.

Perché Egli usa:  
resistenze a strato di carbone BEYSCHLAG STANDARD  
resistenze a strato di carbone BEYSCHLAG HOCHSTABIL  
resistenze a strato di metallo BEYSCHLAG SERIE M

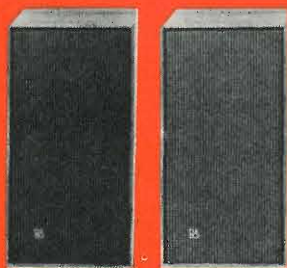
**BEYSCHLAG**  
Fabbrica specializzata per resistenze a strato

Dr. Bernhard Beyschlag - Apparatebau GmbH  
2280 Westerland/Sylt - Postfach 128

BEYSCHLAG IN TUTTO IL MONDO

# COME COMPERARE BENE

LIRE 179.000



2 AA/0918-00



RA/0340-00 \*



ZA/0684-02

#### Diffusori

Potenza nominale: 5 W  
 Campo di frequenza:  
 80 ÷ 18.000 Hz  
 Altoparlanti: 1 woofer  
 1 tweeter  
 Impedenza: 4 Ω

#### Giradischi stereo

4 velocità  
 Braccio in lega leggera  
 bilanciato  
 Pressione d'appoggio  
 regolabile da 0 ÷ 4 g  
 Corredato di cartuccia  
 stereo tipo SP7  
 Alimentazione: 220 V - 50 Hz

#### Amplificatore-Sintonizzatore- stereo AM-FM

Interamente transistorizzato.  
 Ingressi per registratore e giradischi. Indicatore automatico di sintonia ed AFC. Decoder stereo incorporato.

#### Sezione Amplificatore

Potenza d'uscita musicale  
 per canale: 8 W  
 Risposta di frequenza:  
 60 ÷ 15.000 Hz  
 Sensibilità: 500 mV  
 Distorsione armonica: 1%  
 Impedenza: 3-5 Ω

#### Sezione Sintonizzatore

Entrata d'antenna: 75 Ω  
 Gamma di frequenza:  
 FM 88 ÷ 108 MHz  
 OC 1.550 ÷ 4.000 kHz  
 OM 520 ÷ 1.600 kHz  
 OL 147 ÷ 320 kHz  
 Risposta di frequenza:  
 60 ÷ 15.000 Hz  
 Distorsione armonica: 1%  
 Alimentazione: 220 ÷ 240 V

\* Oppure: 1 RA/0240-00  
 1 RA/0970-00  
 1 RA/0930-00



# COSTRUIAMO UN TELEVISORE A COLORI

IV Parte

Realizzazione del decodificatore

**TELEVISIONE  
A COLORI**

Qui di seguito, dopo aver riassunto brevemente il sistema PAL a linea di ritardo, si illustra il progetto di un interessante decodificatore a transistori.

**A**bbiamo presentato ai nostri lettori i componenti caratteristici di un televisore a colori. Ora ci accingeremo a descrivere il progetto e la realizzazione delle due sezioni caratteristiche di un televisore a colori, e cioè della sezione dove viene « lavorato » il segnale che darà il colore all'immagine (e cioè la sezione del decodificatore) e la sezione che provvede al corretto funzionamento del cinescopio a maschera (sezione convergenza). Incominceremo con la sezione del decodificatore.

#### 1 - RICHIAMO AI PRINCIPI NOTI

Il sistema PAL è sorto nell'intento di ovviare alcuni inconvenienti caratteristici del sistema NTSC. Nell'NTSC, l'esatta riproduzione di un dato colore sullo schermo del cinescopio è legata all'esatto mantenimento di quel valore di fase esistente tra burst e segnale di crominanza, valore di fase che viene a crearsi all'atto della ripresa di un dato colore in sede di trasmissione.

Questi due segnali (burst e segnale di crominanza) « partono » dall'antenna trasmittente ma purtroppo lungo il tragitto ed anche negli stadi amplificatori dello

stesso ricevitore non subiscono un ugual grado di amplificazione.

Ciò produce un'alterazione di quel valore di fase stabilitosi al trasmettitore tra burst e segnale di crominanza.

Questa variazione dell'angolo di fase del segnale di crominanza si traduce sullo schermo del cinescopio in colori sbagliati. Questo inconveniente è dovuto al sistema di modulazione in quadratura usato, il quale è tanto ingegnoso quanto vulnerabile.

Il PAL parte dal presupposto che il contenuto cromatico di due righe successive nel tempo possa considerarsi sostanzialmente identico.

Il che è in pratica vero. In questo presupposto si fa il seguente ragionamento. Se io in una riga ho il colore sbagliato caratteristico dell'NTSC ed in quella successiva un'altro colore sbagliato ma in senso contrario, io posso fare la media di questi due colori sbagliati e riotterrò il vero colore trasmesso. Per riprodurre nella riga successiva il colore sbagliato in senso contrario è sufficiente che io inverta l'asse di modulazione del segnale R-Y, commutando di 180° la portante ap-

plicata al modulatore bilanciato del segnale R-Y del trasmettitore. Nel ricevitore, per avere il colore sbagliato in senso opposto nella riga successiva si dovrà commutare di nuovo di 180°, in questo caso, la portante rigenerata applicata al demodulatore sincrono di R-Y (fig. 1).

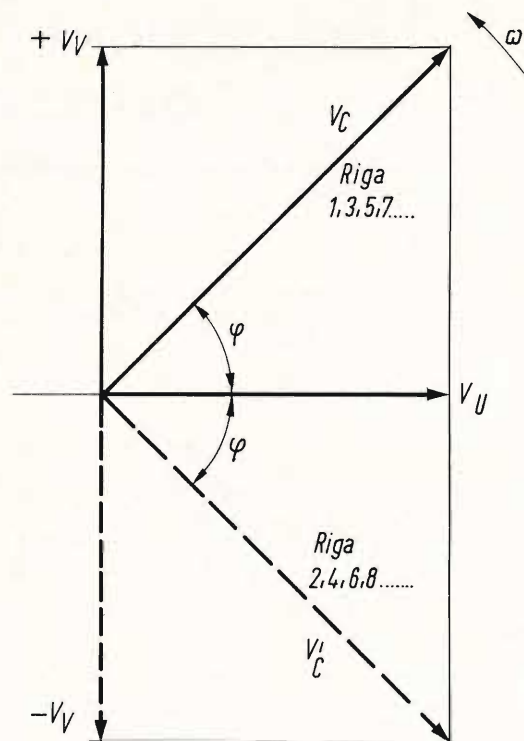


Fig. 1 - (in alto) Modulazione in quadratura NTSC. (in basso) Modulazione in quadratura PAL.

Quanto all'effettuazione della media di questi due segnali o colori sbagliati in senso opposto, io posso seguire due strade:

1) far pervenire questi colori sbagliati in senso contrario addirittura su due righe successive dello schermo del cinescopio. In questo caso sarà l'occhio che sfruttando il suo potere integratore, mescolerà i due colori e vedrà il vero colore trasmesso (fig. 2).

2) operare direttamente sui segnali elettrici, nel senso di fare la media dei due segnali elettrici portatori dei due colori sbagliati in senso contrario. In questo caso è necessaria la presenza « fi-

sica » contemporanea dei due segnali. Siccome questi segnali vengono uno dopo l'altro, bisognerà per averne due contemporaneamente, trattenerne uno per tutto il tempo che impiega l'altro a venire, e cioè per la durata di una riga (64  $\mu$ s). Di qui la necessità di usare una linea di ritardo, che per motivi di ingombro sarà ad ultrasuoni (fig. 3).

Si è trovato che sommando e sottraendo contemporaneamente i segnali di crominanza di due righe successive nel tempo, si ottiene per risultato la separazione netta delle due componenti in quadratura che, com'è noto, formano il segnale di crominanza.

Questa è veramente la cosa più interessante di un decodificatore PAL a linea di ritardo. Alle due uscite del circuito della linea di ritardo abbiamo **in una** la componente modulata dal segnale B-Y e **nell'altra** la componente modulata dal segnale R-Y, la quale ovviamente risulterà invertita di polarità (0°/180°) di riga in riga. Queste due componenti verranno poi inoltrate separatamente ai rispettivi demodulatori sincroni nei quali l'errore di fase si tramuterà in un errore di saturazione molto più tollerabile del primo.

Per togliere la commutazione alla componente modulata dal segnale R-Y si possono seguire vari sistemi:

Si può per esempio, regolare la fase della portante di riferimento in maniera che sia adatta alla demodulazione della componente modulata da B-Y. In questo caso, siccome la componente modulata da R-Y è spostata di fase di 90° rispetto alla prima ed inoltre è invertita di polarità di riga in riga, per la sua corretta demodulazione basterà applicare al rispettivo demodulatore, una portante di riferimento sfasata di 90° rispetto a quella applicata al demodulatore della componente modulata da B-Y ed inoltre commutata di 180° di riga in riga.

Un altro sistema di demodulazione consiste nell'applicare ai due demodulatori una portante di riferimento **con un identico valore di fase**.

Per realizzare le condizioni di fase necessarie alla corretta demodulazione del-

le due componenti si sfasa di 90° la componente modulata da B-Y **prima** che questa venga applicata al rispettivo demodulatore e si commuta di riga in riga di 180° la componente modulata da R-Y **prima** che questa venga applicata al rispettivo demodulatore.

1. L'amplificatore di crominanza con la linea di ritardo DL 1 e i due demodulatori sincroni equipaggiati con due diodi.
2. Un separatore-amplificatore del burst che fornisce il segnale al circuito per

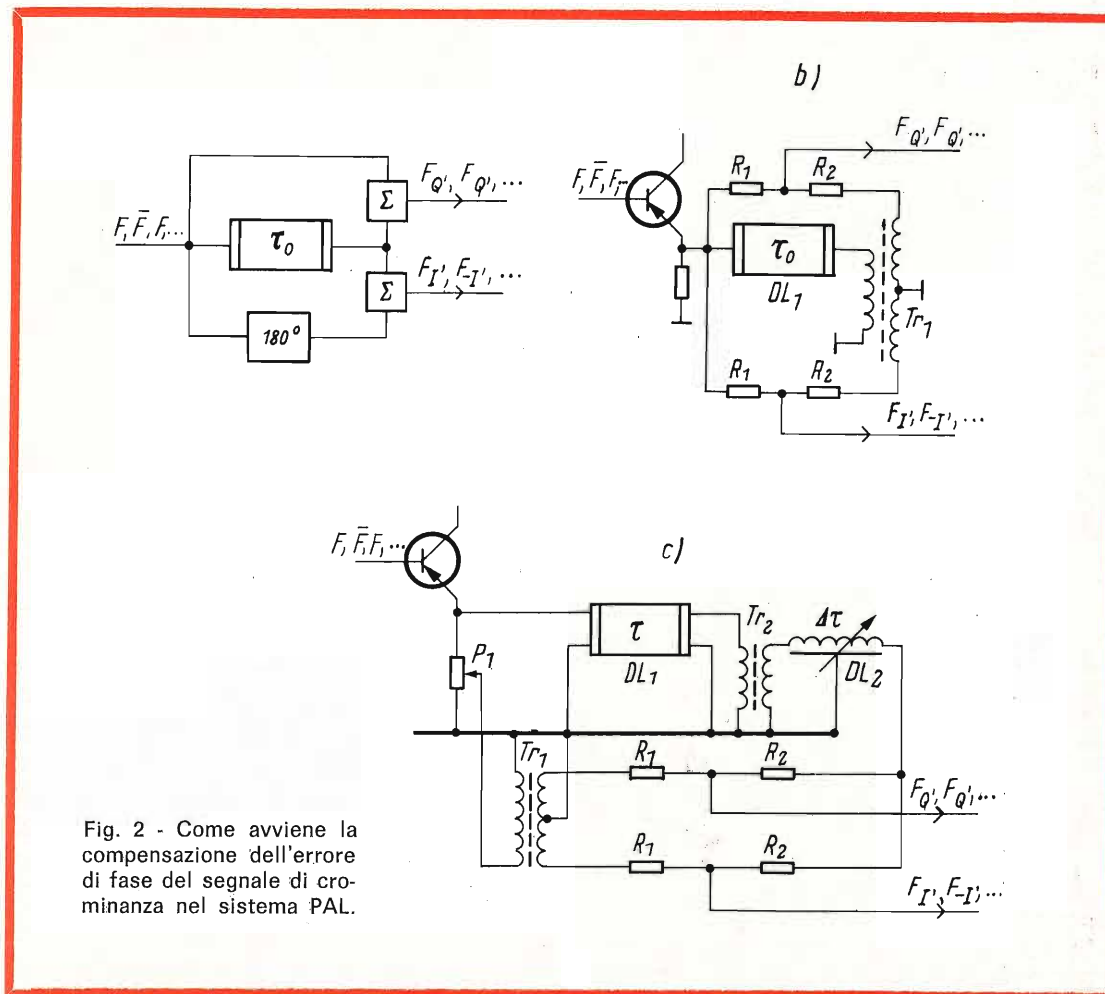


Fig. 2 - Come avviene la compensazione dell'errore di fase del segnale di crominanza nel sistema PAL.

Questo in sintesi il meccanismo del funzionamento di un ricevitore PAL a linea di ritardo.

## 2 - REALIZZAZIONE PRATICA DEL DECODIFICATORE A TRANSISTORI

Il decoder che stiamo per descrivere è a transistori, ed impiega la linea di ritardo DL 1. (fig. 4).

Esso comprende:

3. Un generatore della portante di riferimento controllato mediante quarzo e circuito a reattanza.
4. Un commutatore che inverte la fase della componente R-Y e i circuiti di identificazione della fase della commutazione della componente R-Y combinati con il circuito per la soppressione del colore (color killer).

Qui di seguito illustreremo più particolarmente questi circuiti esponendo le ragioni che hanno consigliato le soluzioni indicate.

Siccome il rapporto  $(R-Y)/(B-Y)$  per la riproduzione del rosso e del blu con la massima luminosità e saturazione è 0,8, per l'amplificatore differenza di colore

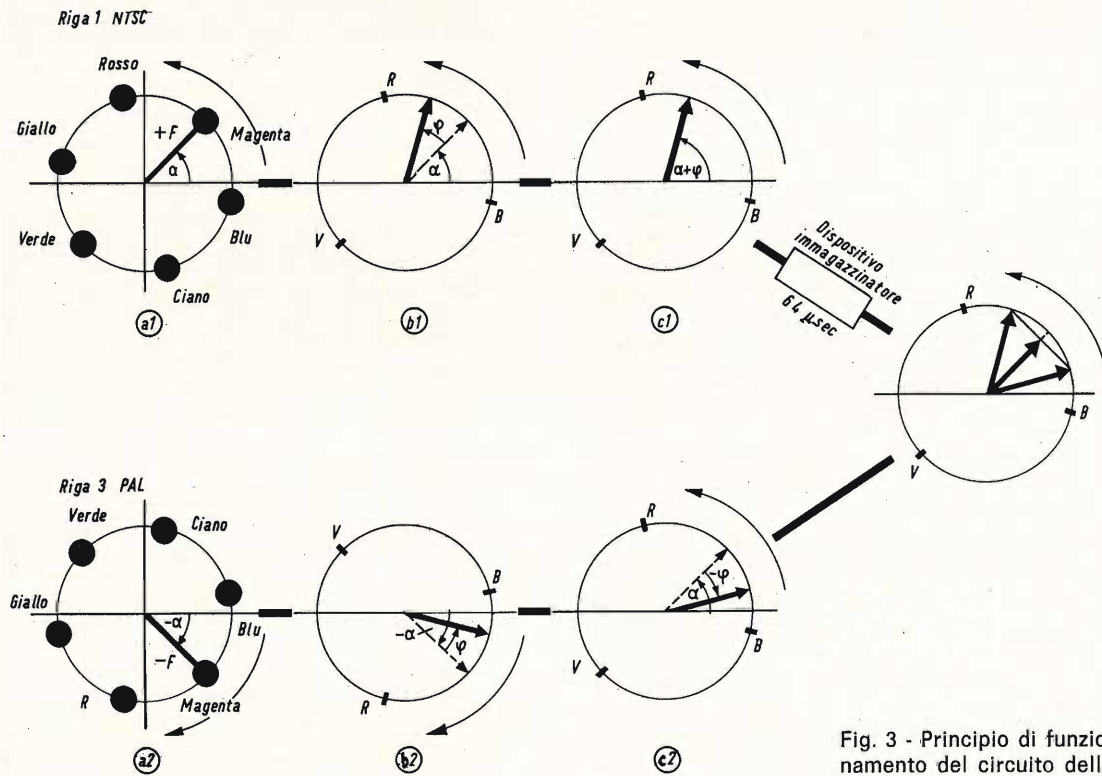


Fig. 3 - Principio di funzionamento del circuito della linea di ritardo.

### 3 - CONSIDERAZIONI DI PROGETTO

#### 3-1. Pilotaggio richiesto per gli amplificatori differenza di colore

Come risaputo, secondo il sistema PAL i due segnali differenza di colore R-Y (V) e B-Y (U) hanno una larghezza di banda identica a quella del segnale I del sistema NTSC. Gli amplificatori di questi segnali differenza di colore dovranno pertanto amplificare sufficientemente segnali con frequenza fino a circa 1,5 MHz.

Stando così le cose, per essere sicuri che il cinescopio risulti adeguatamente pilotato per esempio nel caso di riproduzione di un blu saturo bisognerà che all'ingresso dell'amplificatore differenza di colore (B-Y) venga applicato un segnale massimo di  $8 V_{pp}$ .

(R-Y) si richiederà un segnale d'ingresso di  $6,4 V_{pp}$  supponendo naturalmente che gli stadi finali dei segnali (R-Y) e (B-Y) producano lo stesso valore di amplificazione.

Questi valori di tensione sono ottenuti direttamente dai demodulatori. Supponendo che i due demodulatori abbiano un rendimento  $\eta = 0,8$ , per il demodulatore del segnale (B-Y) si richiederà un segnale d'ingresso di  $10 V_{pp}$  mentre per il demodulatore del segnale (R-Y) si richiederà un segnale di ingresso di  $8 V_{pp}$ .

#### 2-2. Commutatore alternativo di riga

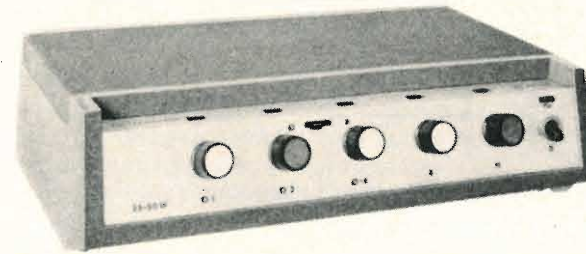
Nel sistema PAL il segnale di crominanza trasmesso è formato da due componenti: la componente  $F_{(B-Y)}$  e la componente  $F_{(R-Y)}$  che viene invertita di fase a righe alternate. Anche il segnale del burst non è più costantemente in opposizione

# amplificatori di potenza a transistor

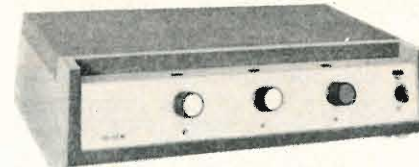


- circuiti stampati
- risposta di frequenza lineare da 60 a 12.000 Hz
- minima dispersione di calore
- alimentazione in corrente alternata
- linea moderna
- ingombro ridotto
- elevate prestazioni

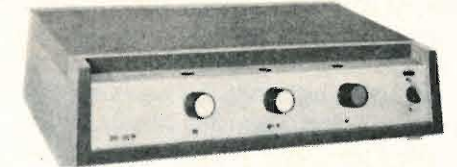
## PHILIPS



EL 6623: 35/50 W. - due entrate per microfono e due per musica - regolatore di tonalità - uscite a 4 Ohm - 8 Ohm - 16 Ohm e 100 V.



EL 6621: 10/15 W - un'entrata per microfono ed una per musica - regolatore di tonalità - uscita  $2,5 \div 8$  Ohm.



EL 6622: 20/30 W - un'entrata per microfono e due per musica - regolatore di tonalità - alimentazione di emergenza in c.c.  $24 \div 28,8$  V - uscite a 4 Ohm - 8 Ohm - 16 Ohm e 100 V.

- amplificazione ■ traduzione simultanea ■ ricerca persone ■ riverberazione
- registrazione professionale ■ televisione a circuito chiuso ■ radiotelefoni.

di fase alla componente  $F_{(B-Y)}$  come avviene nel sistema NTSC, ma è invece composto da una componente  $F_{(R-Y)}$  che risulta invertita di fase a righe alternate e da una componente  $F_{(B-Y)}$  che è **costantemente** in opposizione di fase a quella della componente  $F_{(B-Y)}$ .

gnale in due righe successive si richiede ovviamente una discreta potenza.

È quindi molto più elegante commutare la componente  $F_{(R-Y)}$  prima dell'amplificatore che fornisce il segnale al demodulatore (R-Y). Siccome in quel punto il livello della omponente  $F_{(R-Y)}$  è molto basso

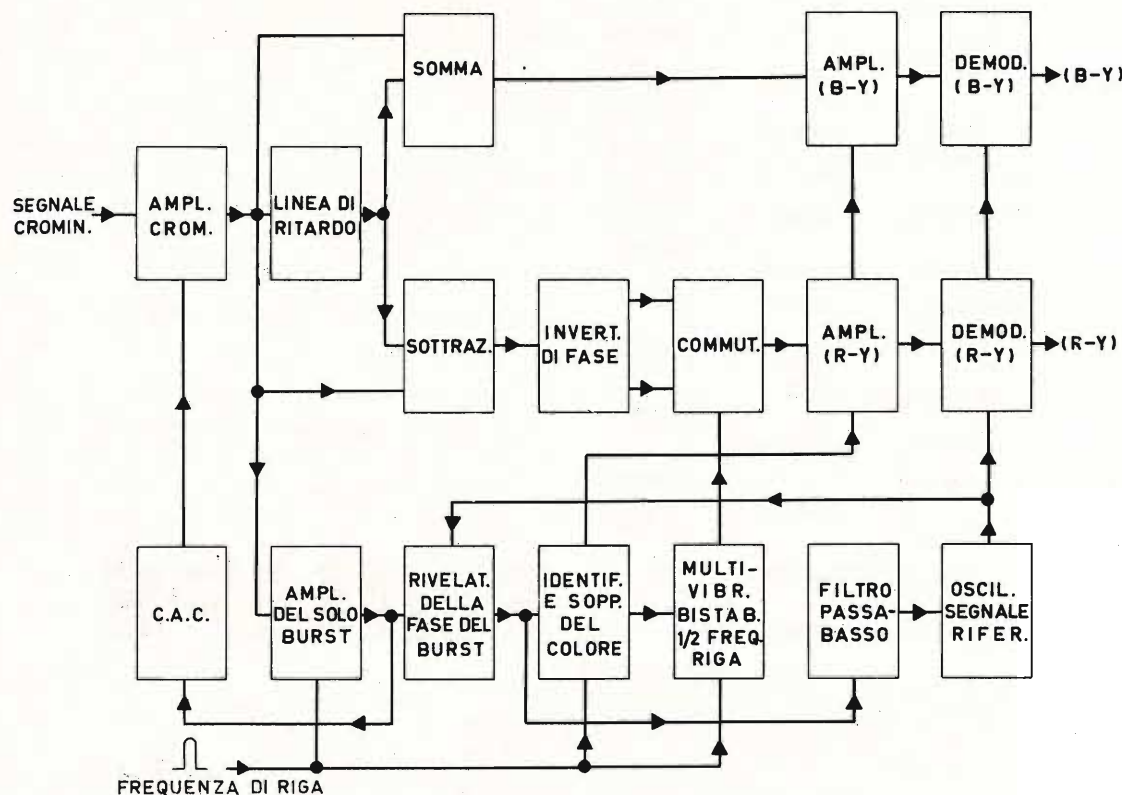


Fig. 4 - Schema a blocchi del decodificatore a transistori.

Per fare in modo che la componente  $F_{(R-Y)}$  del segnale di cromaticità abbia lo stesso valore di fase in due righe successive è necessario introdurre un commutatore di fase funzionante alla frequenza di riga. Questo commutatore può essere inserito come già detto sia nel canale della componente  $F_{(R-Y)}$  del segnale di cromaticità sia nel circuito che porta il segnale di riferimento al demodulatore della componente  $F_{(R-Y)}$ .

L'ampiezza necessaria del segnale di riferimento (sottoportante rigenerata) iniettato nel demodulatore deve essere di circa 20  $V_{pp}$ . Per commutare un siffatto se-

(poche centinaia di mV) è evidente che per la sua commutazione si richiederà una potenza corrispondentemente ridotta.

Per attuare la commutazione nel canale della componente  $F_{(R-Y)}$  è necessario poter disporre sia di una componente  $F_{(R-Y)}$  positiva  $+ F_{(R-Y)}$ , sia di una componente  $F_{(R-Y)}$  negativa, e cioè  $- F_{(R-Y)}$ . Siccome all'uscita della linea di ritardo si ottiene per una data riga di scansione una sola polarità della componente  $F_{(R-Y)}$ , l'altra bisognerà ricavarla da un invertitore di fase inserito nel canale di questo segnale.

I segnali forniti da questo invertitore di fase dovranno essere perfettamente **iden-**

**tici in ampiezza.** Una eventuale differenza di livello in questi due segnali produrrebbe sullo schermo del cinescopio il fenomeno conosciuto come le « barre di Hannover ».

### 3-3. L'amplificatore del segnale di cromaticità

Il progetto dell'amplificatore di cromaticità è strettamente connesso col sistema di regolazione della saturazione usato e col segnale d'ingresso disponibile che dipende a sua volta dal controllo automatico del colore (C.A.C.).

#### a. Controllo automatico del colore

Il comune rivelatore dei segnali di luminanza e di cromaticità fornisce un segnale di 1  $V_{pp}$ . Nel punto di prelievo del segnale di cromaticità, il suddetto livello può scendere fino a 100  $mV_{pp}$ ; ciò può essere causato da una sintonia-fine mal regolata o da un imperfetto adattamento della antenna. Un ulteriore abbassamento di questo livello fino a 25  $mV_{pp}$  può verificarsi in seguito alla regolazione del contrasto.

Per impedire che il segnale del burst all'uscita dell'amplificatore del segnale di cromaticità dipenda da questi fattori, si munisce l'amplificatore di cromaticità di un controllo automatico del guadagno (controllo automatico del colore) il quale provvede a mantenere l'uscita dell'amplificatore di cromaticità pressochè costante tutte le volte che il segnale di ingresso supera il livello di 25  $mV_{pp}$ . Conseguenza: lo stadio d'ingresso dell'amplificatore di cromaticità deve essere in grado di poter ricevere segnali che vanno da 25  $mV_{pp}$  a 1  $V_{pp}$  con un campo di controllo di 32 dB. Questo difficilmente può essere ottenuto con transistori convenzionali.

Il problema può essere risolto impiegando un pre stadio a transistoro preceduto da un attenuatore variabile. Quest'ultimo potrebbe essere costituito da un diodo polarizzato **in senso diretto** il quale insieme ad un condensatore di accoppiamento collegato alla base del transistoro del pre stadio formerebbe un partitore di tensione. La tensione per la polarizzazione diretta del diodo verrebbe ottenuta in

questo caso dal sistema del controllo automatico del colore.

#### b. regolazione della saturazione

Siccome il rapporto tra il segnale di cromaticità ed il segnale di luminanza deve essere costante, questi segnali quando dovranno essere variati, lo dovranno essere proporzionalmente.

Nel televisore NTSC descritto nell'« Application information Philips » N. 238, il segnale di luminanza variava al variare del regolatore del contrasto ottenuto quest'ultimo mediante variazione dell'amplificazione dell'amplificatore R.F. e F.I., realizzata mediante il C.A.C..

Conseguenza: anche la tensione d'ingresso dell'amplificatore di cromaticità variava proporzionalmente ed era quanto si desiderava.

Anche nel circuito che descriveremo, le variazioni sono compensate dal sistema del controllo automatico del colore che mantiene il burst ad un livello costante come appunto desiderato. Ma ciò implica che anche il segnale di cromaticità viene mantenuto ad un livello costante. Si dovranno pertanto prendere delle misure per ristabilire la proporzionalità tra i segnali di luminanza e di cromaticità. Ciò può essere ottenuto soltanto alterando il rapporto tra il burst ed il segnale di cromaticità; il che può essere convenientemente effettuato **in qualche punto** dopo che il segnale del burst è stato applicato all'amplificatore del burst. A questo scopo, è stata introdotta nel terminale d'emettitore del transistoro che alimenta la linea di ritardo una **reazione negativa regolabile** la quale può influenzare nella stessa misura sia la componente  $F_{(R-Y)}$  che la componente  $F_{(B-Y)}$ . L'impiego della controreazione nello stadio che pilota la linea di ritardo offre i seguenti vantaggi:

- per l'amplificatore del burst si ottiene una sorgente di segnale a bassa impedenza
- è disponibile un segnale del burst di notevole livello
- il segnale del burst sull'emettitore non è influenzato dalla posizione del potenziometro della regolazione del contrasto.

## 2-4. Rigenerazione della portante del colore

Com'è noto, al trasmettitore la portante del colore viene soppressa. Nel ricevitore, per la rivelazione sincrona è richiesta la portante del colore nella giusta fase. La rigenerazione di questa portante del colore può essere ottenuta mediante un oscillatore con la sua fase agganciata a quella del burst attraverso un rivelatore di fase ed un controllo a reattanza.

## 2-5. Identificazione

La componente del burst invertita di fase (2.2) contiene l'informazione riguardo alla fase della componente  $F_{(R-Y)}$  del segnale di crominanza.

Come già detto, perchè la componente  $F_{(R-Y)}$  abbia la sua fase uguale per tutte le righe è necessario inserire un commutatore. Con i normali circuiti commutatori (per esempio flip-flop) la fase del segnale commutante può risultare sbagliata già nel primo istante in cui si riceve il segnale di colore. È assolutamente necessario quindi trovare un sistema che « rimetta a posto » il commutatore. Allo scopo può servire l'informazione ricavata dalla componente  $F_{(R-Y)}$  del burst. Questo segnale può essere ricavato all'uscita del rivelatore della fase del burst menzionato nella sezione 2.4.. Ovviamente si suppone che il burst sia stato prelevato in un punto dell'amplificatore del segnale di crominanza (prima della linea di ritardo DL 1) dove siano ancora presenti le componenti  $F_{(R-Y)}$  e  $F_{(B-Y)}$  del segnale (sezione 2.3.).

Per ciò che riguarda il circuito di identificazione, il progetto dovrà sforzarsi di realizzare immunità dal rumore e funzionamento non critico. L'immunità dal rumore può essere ottenuta impiegando un circuito gating che blocchi il canale della identificazione nel caso non sia richiesto. Infatti se la fase della tensione di uscita del commutatore è corretta, l'identificazione non serve più. In questo caso è opportuno sopprimere addirittura il segnale di identificazione in quanto insieme a questo segnale potrebbe esserci anche il rumore che disturberebbe il funzionamento del commutatore.

## 2-6. Soppressione del colore

I circuiti che rendono inoperativi gli stadi della crominanza vengono solitamente chiamati **soppressori del colore** (colore killers).

Questa soppressione del colore può essere richiesta per esempio:

— durante la ricezione di segnali in bianco e nero. In questo caso non viene ricevuto evidentemente nessun segnale del burst e ciò produrrebbe una elevata amplificazione del segnale di crominanza in quanto il controllo automatico del colore (C.A.C.) lavorerebbe con impulsi di rumori fluttuanti che ridurrebbero di poco l'amplificazione dell'amplificatore di crominanza.

Nel canale della crominanza il rumore viene demodulato ad ampiezze casuali ed a causa della banda stretta degli amplificatori differenza di colore, ciò può produrre estese zone colorate sullo schermo del cinescopio.

— nel caso si abbiano segnali di antenna deboli e di conseguenza l'immagine ricevuta risulta al limite dell'accettabilità. Nel canale di crominanza abbiamo visto che il rumore produce delle zone colorate che certamente danno fastidio.

Siccome la larghezza di banda dell'amplificatore di luminanza è circa 4 MHz, le interferenze da rumore produrranno una granulosità fine molto meno visibile del rumore « colorato ».

— nel caso che il circuito che pilota il commutatore di alternazione di riga venga rimesso a posto. In questo caso apparirebbero colori complementari che infastidirebbero notevolmente la immagine.

In linea di principio, la soppressione del colore potrebbe interessare uno solo degli stadi amplificatori del segnale di crominanza. Siccome il burst viene prelevato dall'emettitore dello stadio che pilota la linea di ritardo (sezione 2.3.) la soppressione del colore verrà effettuata negli amplificatori che precedono i demodulatori. **Prossimamente descriveremo dettagliatamente le singole parti di questo decodificatore.**

# TUNER UHF CON TRANSISTOR AF 239-AF 139

L'ANGOLO  
DEL TECNICO  
TV

Il Parte

Questo articolo, la cui prima parte è stata pubblicata nel numero 9/1968, termina con la descrizione del circuito e di alcuni risultati di misura.

## 3. Descrizione del circuito

La figura 3 mostra lo schema elettrico del tuner.

Per la sua realizzazione circuitale venne utilizzata una normale custodia per tuner  $\lambda/4$ .

### 3.1 Stadio di ingresso

Il segnale di antenna giunge all'emettitore del transistor dello stadio di ingresso attraverso il passa-alto  $L_1 C_1$ .

La bobina  $L_1$  deve qui eliminare soprattutto cariche statiche all'ingresso.

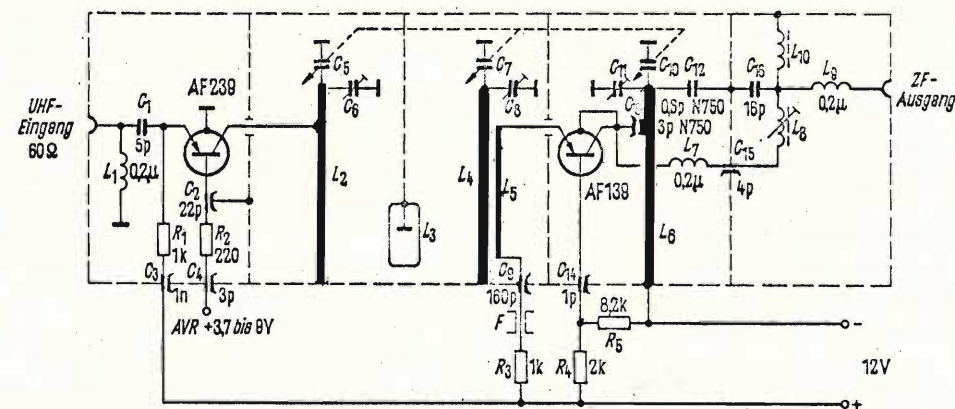


Fig. 3 - Tuner UHF con transistori AF 239 nello stadio di ingresso per le norme CCIR.  $L_1, L_2, L_3$  = induttanza UHF di 0,2  $\mu$ H;  $L_4$  = induttanza di media frequenza di 10  $\mu$ H;  $L_5$  = circuito di media frequenza 16 spire; 4,3 mm  $\varnothing$ ; nucleo FC-FU II;  $L_6$  = spira di accoppiamento di 32 mm di lunghezza, 0,6 mm  $\varnothing$ ; dimensioni dei conduttori interni: filtro di banda 25 x 4 x 1 mm; oscillatore: 25 x 5 x 1 mm.

Grazie alla maggiore amplificazione nella frequenza limite superiore, il transistor AF239 viene collegato a base comune.

In condizioni non regolate ( $V_{pmax}$ ) la

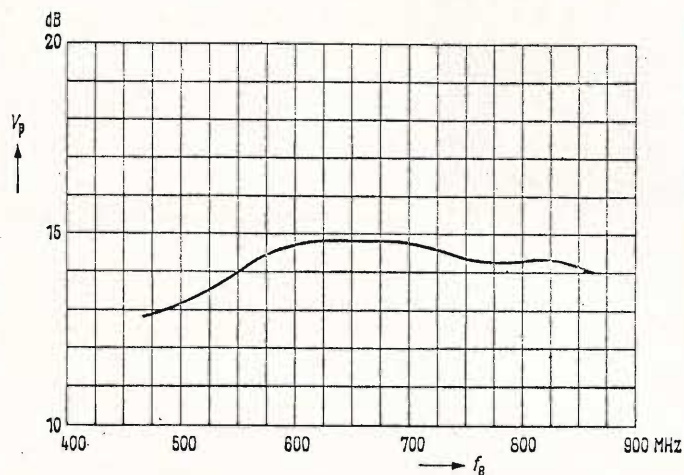


Fig. 4 - Amplificazione di potenza  $V_p$  dello stadio di ingresso in funzione della frequenza di ricezione  $f_r$ .

Tramite prove venne stabilito che il montaggio schizzato in figura 6 rappresenta la migliore soluzione.

La custodia del transistor giace, tramite un supporto, sul pavimento del te-

corrente di collettore ammonta a  $I_c \approx 2,8$  mA. La resistenza di emettitore  $R_1$  serve per la stabilizzazione del punto di lavoro e determina inoltre il suo andamento nel campo di caratteristiche durante la regolazione.

La tensione di regolazione richiesta (A.C.G.) viene riportata alla base del

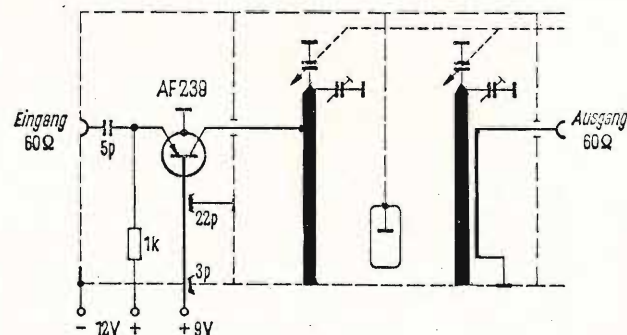


Fig. 5 - Circuito di misura per analisi particolari delle proprietà dello stadio di ingresso del Tuner.

laio nella prima camera del tuner. Il collegamento di base a  $C_2$  e il tratto di conduttore dall'emettitore all'ingresso UHF debbono essere i più corti possibili.

Al collettore giace il filtro di banda UHF sintonizzabile con circuito  $\lambda/4$  accoppiato capacitivamente.

transistor dello stadio di ingresso tramite la resistenza di livellamento  $R_2$ .

Dallo schema non è visibile che le caratteristiche dello stadio di ingresso relativo ad adattamento, amplificazione e fruscio dipendono ampiamente dal montaggio del transistor.

I due circuiti sono accoppiati l'uno all'altro tramite una fessura nella parete intermedia e tramite una spira  $L_3$ .

Il segnale di ingresso amplificato viene riportato all'emettitore del transistor dello stadio mescolatore tramite la spira di emettitore  $L_5$  e mescolato addizionalmente con la tensione di oscillatore.



Tutti i diodi controllati epitassiali della International Rectifier possono funzionare ripetutamente in caratteristica di valanga diretta senza subire danneggiamenti; purché la dissipazione in potenza e la velocità di salita della corrente ( $di/dt$ ) siano mantenute entro i limiti specificati a bollettino.

**IR**  
SEMICONDUTTORI AL SILICIO - DIODI ZENER - RADDRIZZATORI CONTROLLATI

**INTERNATIONAL RECTIFIER**

CORPORATION ITALIANA S.p.A.

Stab.: via Liguria 19 - 10071 Borgaro Torinese  
Telef. 49 84 84 (5 linee) Telex 21257 Rectifit  
Uff. Milano: via Medardo Rosso 16 - Tel. 60 08 36

Tutti i prodotti **IR** sono disponibili presso: L'ORGANIZZAZIONE DI VENDITA

**G.B.C.**  
Italiana

# UN UOMO FATTO DA SE'



Un tempo il mio lavoro non mi offriva grandi soddisfazioni. Avevo molte aspirazioni e desideravo un avvenire migliore ma non sapevo quale strada scegliere. Era una decisione importante, dalla quale dipendeva l'esito della mia vita; eppure mi sentivo indeciso, talvolta sfiduciato e timoroso della responsabilità di diventare un uomo. Poi un giorno... scelsi la strada giusta. Richiesi alla Scuola Radio Elettra, la più importante Organizzazione Europea di Studi Elettronici ed Elettrotecnici per Corrispondenza, l'opuscolo gratuito. Seppi così che, grazie ai suoi famosi corsi per corrispondenza, avrei potuto diventare un tecnico specializzato in:

**RADIO STEREO - ELETTRONICA - TRANSISTORI**  
**ELETTROTECNICA - TV A COLORI**

Decisi di provare! È stato facile per me diventare un tecnico... e mi è occorso meno di un anno! Ho studiato a casa mia, nei momenti liberi — quasi sempre di sera — e stabilivo io stesso le date in cui volevo ricevere le lezioni e pagarne volta per volta il modico importo. Assieme alle lezioni, il postino mi recapitava i meravigliosi materiali gratuiti con i quali ho attrezzato un completo laboratorio. E quando ebbi terminato il Corso, immediatamente la mia vita cambiò! Oggi son veramente un uomo. Esercito una professione moderna, interessante, molto ben retribuita: anche i miei genitori sono orgogliosi dei risultati che ho saputo raggiungere.

**E ATTENZIONE:** la Scuola Radio Elettra organizza anche corsi per corrispondenza di:  
**LINGUE STRANIERE • FOTOGRAFIA • CORSI PROFESSIONALI.**

**RICHIEDETE SUBITO L'OPUSCOLO GRATUITO A COLORI ALLA**

**Scuola Radio Elettra**  
 Via Stellone 5/108  
 10126 Torino



Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.I. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.I. di Torino n. 23616/1048 del 23-3-1955

**Scuola Radio Elettra**  
 10100 Torino AD

108

COMPILATE RITAGLIATE IMBUCATE  
**SPEDITEMI GRATIS L'OPUSCOLO DEL CORSO:**  
 (SEGNARE COSÌ  IL CORSO CHE INTERESSA)  
 RADIO ELETTRONICA TV  - LINGUE   
 FOTOGRAFIA  CORSI PROFESSIONALI   
 ELETTROTECNICA

MITTENTE: - NOME \_\_\_\_\_  
 COGNOME \_\_\_\_\_  
 VIA \_\_\_\_\_  
 COD. POST. \_\_\_\_\_ CITTÀ \_\_\_\_\_ PROV. \_\_\_\_\_



La perla in ferrite F sul conduttore di emettitore diminuisce l'irradiazione di disturbo.

### 3.2 Lo stadio mescolatore autoscollante

Il transistor dello stadio mescolatore AF139 lavora, analogamente al transistor dello stadio di ingresso con collegamento a base comune e una corrente di riposo del collettore di circa 1,8 mA.

L'oscillatore lavora con una normale controeazione capacitiva utilizzando la fase di dipendenza.

Quale capacità di controeazione agiscono le capacità interne del transistor che vengono aumentate tramite il collegamento del terminale di collettore alla custodia.

Affinché le maggiori ampiezze di oscillazione presenti nella banda di frequenza, non portino la sovraoscillazione dell'oscillatore, il rapporto RC deve essere mantenuto sufficientemente ridotto.

Per  $R_3 = 1 \text{ kohm}$ ,  $C_9$  deve essere compreso tra 160 e 200 pF.

L'accoppiamento del collettore avviene attraverso il condensatore  $C_{13}$  (3 pF) che ha un coefficiente di temperatura negativo N 750 per esigenze di stabilità del tuner.

Il condensatore  $C_{12}$  serve per la compensazione di temperatura del circuito oscillatore.

Tramite l'impedenza di UHF  $L_7$  viene riportato al circuito primario del primo filtro di media frequenza  $L_8$  il segnale di ricezione trasformato in condizione di media frequenza e riportato all'uscita di media frequenza.

L'impedenza di UHF  $L_9$  deve evitare la presenza di frequenze di oscillatore.

$L_{10}$  serve per l'alimentazione di tensione continua del transistor mescolatore.

### 4. Risultati di misura

Come mostrano i risultati di misura, il modello di tuner descritto soddisfa alle condizioni necessarie per un buon tuner.

In figura 7 è riportata l'amplificazione di potenza  $V_p$  come pure la figura di rumore F in tutta la banda UHF.

L'amplificazione di potenza è, mediamente, 26 dB; la figura di rumore è, an-

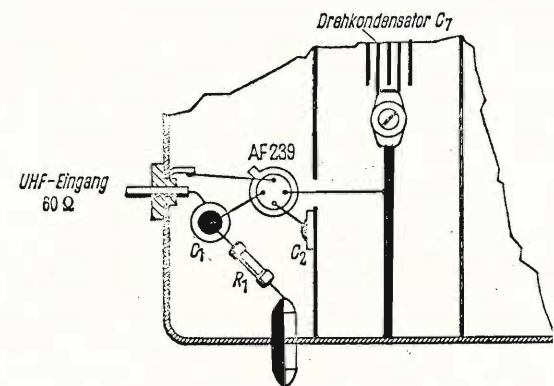


Fig. 6 - Disposizione ottimale dei componenti nel circuito di antenna del tuner.

che alle frequenze superiori della banda UHF, minore di 6 dB.

In figura 4 si può ricavare il contributo di amplificazione dello stadio di ingresso (circuito di misura di figura 5).

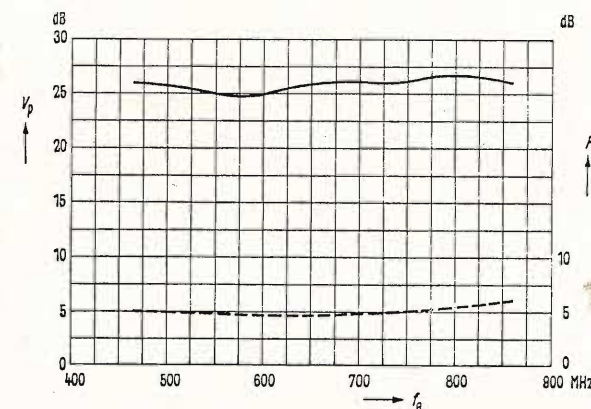


Fig. 7 - Andamento di frequenza dell'amplificazione di potenza  $V_p$  del tuner completo (curva continua) e della figura di rumore F in dB (curva tratteggiata).

Questi e tutti gli altri valori di misura sono validi per esemplari intermedi di transistori.

La figura 8 mostra l'ampiezza di banda B e l'ammontare del fattore di riflessione in funzione della frequenza, men-



tre le figure 9 e 10 mostrano la variazione di queste grandezze durante la regolazione.

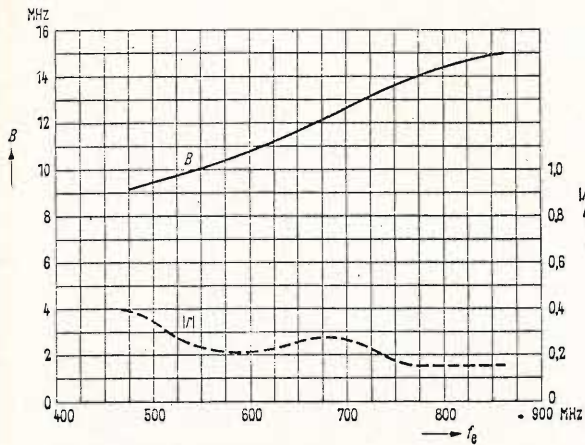


Fig. 8 - Ampiezza di banda B (curva continua), valore del fattore di riflessione r (curva tratteggiata) in funzione della frequenza di ricezione  $f_0$ .

Si può vedere che tali grandezze sono costanti ed hanno valori idonei in tutta la banda UHF. La relazione tra variazione di amplificazione  $V_p$  e corrente di emettitore  $I_E$  dello stadio di ingresso è ricavabile dalla figura 11.

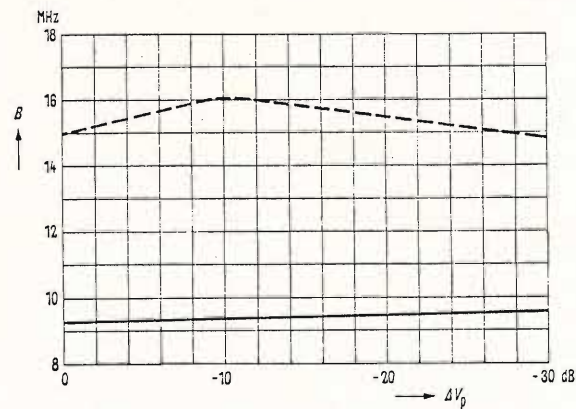


Fig. 9 - Ampiezza di banda (3 dB) della curva passante in funzione della condizione di regolazione (ingresso in UHF a 60 ohm) alla frequenza di ingresso  $f_0 = 500$  MHz (curva continua) ed a  $f_0 = 850$  MHz (curva tratteggiata).

Le figure 12 e 13 mostrano le curve di risposta per la banda di frequenza compresa tra 500 MHz e 850 MHz, dove

le diverse condizioni di regolazione valgono le curve reciprocamente relativamente poco discostanti.

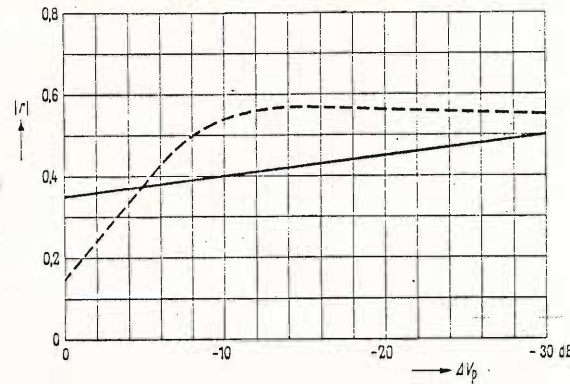


Fig. 10 - Dipendenza del valore del fattore di riflessione dalla condizione di regolazione per la frequenza di ingresso:  $f_0 = 500$  MHz (curva continua) ed  $f_0 = 850$  MHz (curva tratteggiata).

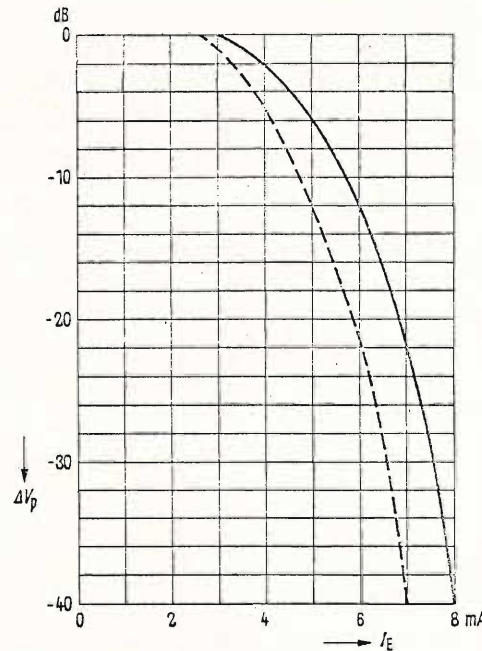


Fig. 11 - Curva di regolazione dell'amplificazione di potenza dipendente dalla corrente di emettitore  $I_E$  del transistor di ingresso AF 239 a 470 MHz (curva continua) ed a 860 MHz (curva tratteggiata). La relativa diminuzione di amplificazione è data in scala logaritmica.

In figura 15 è riportata, per diverse condizioni di regolazione, la tensione di disturbo ancora ammissibile di un tra-

smettitore disturbante a 14 MHz sopra la frequenza di ricezione e che provoca una modulazione incrociata dell'1%.

L'ampiezza di tensione del trasmettito-

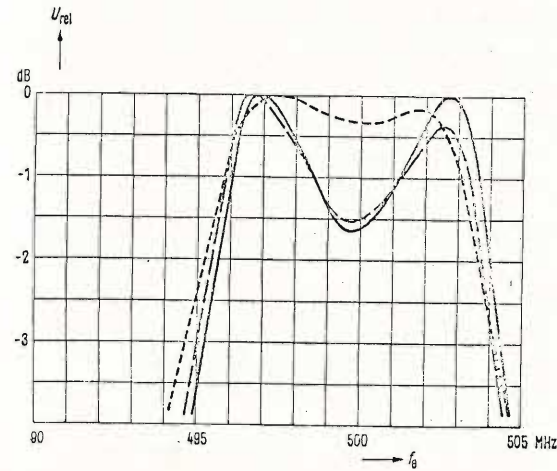


Fig. 12 - Curva passante di UHF a diverse condizioni di regolazione nella banda di frequenza a  $f_0 = 500$  MHz

— Amplificazione massima ( $V_p = 0$  dB) — — — Amplificazione sregolata ( $V_p = -5$  dB) (verso il basso) ..... Amplificazione sregolata ( $V_p = -20$  dB) (verso il basso)

re utile è qui 1 mV.

Nel tuner descritto l'influenza di temperatura nei confronti del fruscio e dell'amplificazione, è molto ridotta (meno di 1 dB).

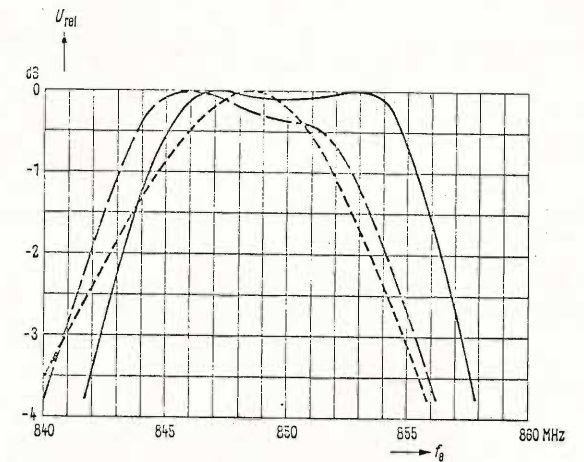


Fig. 13 - Curva passante in UHF nella banda di frequenza intorno a  $f_0 = 850$  MHz. Condizioni di regolazione analoga a quelle di fig. 2.

FIRENZE

VIA G. MILANESI, 28/30  
50134 - TELEF. 486.303

LIVORNO

VIA DELLA MADONNA, 48  
57100 - TELEF. 31.017

AREZZO

VIA M. DA CARAVAGGIO, 10/12/14  
52100 - TELEF. 30.258

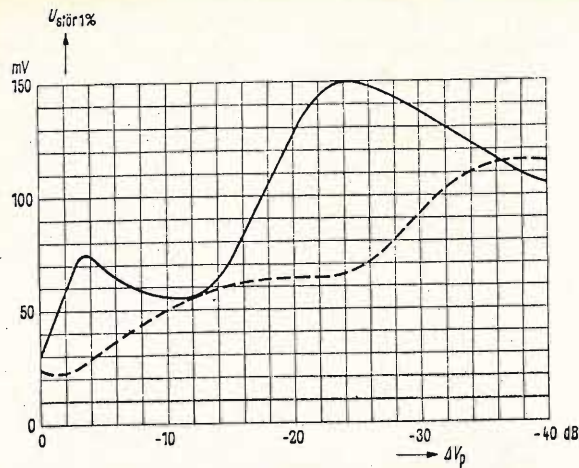


Fig. 14 - Tensione di disturbo ammissibile di un trasmettitore di disturbo giacente a 14 MHz sopra la frequenza utile e che provoca una modulazione incrociata dell'1%.  
Frequenza utile = 500 MHz (curva continua).  
Frequenza utile = 850 MHz (curva tratteggiata).  
L'ampiezza di tensione del trasmettitore utile è 1 mV.

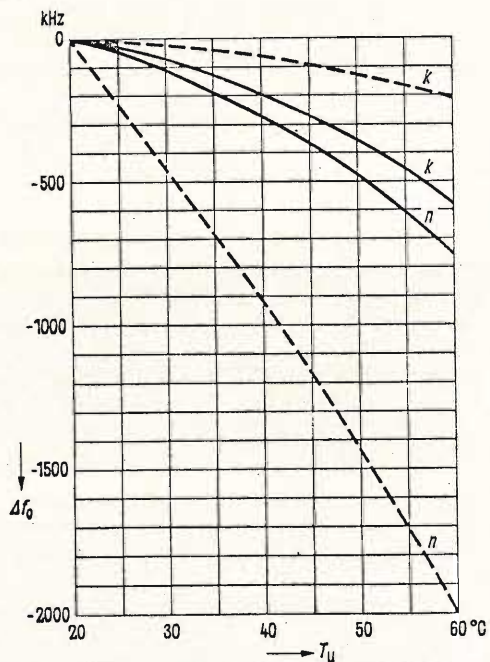


Fig. 15 - Compensazione della deriva di frequenza di uno stadio mescolatore con il transistor AF 139.  
Variazione della frequenza di oscillatore in funzione della temperatura ambiente  $T_u$ .  
k significa: con compensazione elettrica, n significa: senza compensazione elettrica.  
Le curve continue valgono per 470 MHz di frequenza di ricezione.  
Le curve tratteggiate valgono per 860 MHz di frequenza di ricezione.

La figura 15 mostra lo spostamento di frequenza  $f_0$  della frequenza di oscillatore in funzione della temperatura  $T_u$ . Nello stesso diagramma sono riportati anche gli spostamenti di frequenza che si creano, non appena viene allontanata la compensazione elettrica.

Si ricava anche che tale compensazione non ha alcun effetto alle basse frequenze (grandi capacità del condensatore variabile).

#### 4.1 Riassunto delle proprietà elettriche del tuner

	470 MHz	860 MHz
Amplificatore di potenza $V_p$	26 dB	26 dB
Figura di rumore F	5 dB	6 dB
Fattore di riflessione nel campo di regolazione $ r $	< 0,5	< 0,6
Gamma di regolazione	> 40 dB	> 40 dB
Tensione disturbante di oscillatore all'entrata UHF (60 ohm) ad un guadagno massimo ed alla regolazione di -40 dB	< 30 $\mu$ V	< 490 $\mu$ V
	< 60 $\mu$ V	< 560 $\mu$ V
« Deriva di temperatura della frequenza di oscillatore $T_u = 20$ fino a 50 °C	< 600 kHz	< 600 kHz
Dipendenza dalla tensione d'alimentazione della frequenza di oscillatore	< 50 kHz/V	< 150 kHz/V
Attenuazione della frequenza immagine	> 52 dB	> 42 dB

#### Bibliografia

- (1) Ocker: Schwingkreise in Fernsehband IV und V Funkschau 1959, Heft 18 und Heft 22.
  - (2) Arnous: Transistortuner und die Kreuzmodulation in Fernsehern, Radio Mentor heft 7, 1965.
- Titolo originale: «  $\lambda/4$ -UHF-Tuner mit den Transistoren AF 239 und AF 139 ».

Siemens Aktiengesellschaft - Berlino - Monaco.

Con questo articolo vogliamo dare una panoramica piuttosto generale sul principio di misura da attuare sui cavi d'antenna, prendendo in considerazione anche l'impedenza caratteristica, l'adattamento d'impedenza fra l'antenna, il cavo e il ricevitore ed infine il rapporto con le onde stazionarie.

L'ANGOLO  
DEL TECNICO  
TV

## PRINCIPIO DI MISURA SUI CAVI D'ANTENNA

Le antenne riceventi si possono trovare sul mercato ad un prezzo molto basso e quindi non è più concepibile la costruzione da parte degli interessati; bisogna tener presente inoltre che la scelta e

richiede un numero non indifferente di misure e di conseguenza è necessario avere una conoscenza abbastanza approfondita delle condizioni di funzionamento dell'antenna. Oltre all'antenna vera e propria si



Fig. 1 - Esempio del metodo di collegamento del cavo alla pila.

la messa a punto di tali antenne è diventata sempre più difficile con l'aumentare delle frequenze usate in trasmissione.

L'esatta messa a punto di un'antenna

deve tener presente anche dell'influenza dei cavi di collegamento fra antenna e ricevitore e delle dispersioni causate dal circuito d'ingresso e dalle eventuali prese coassiali.

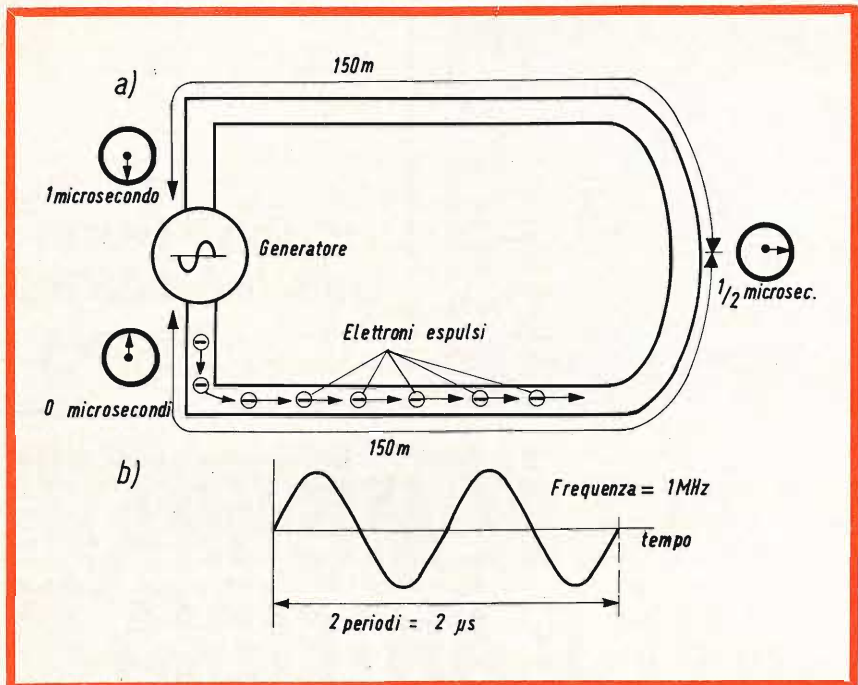


Fig. 2 - Rappresentazione della misura su un « anello » di cavo.

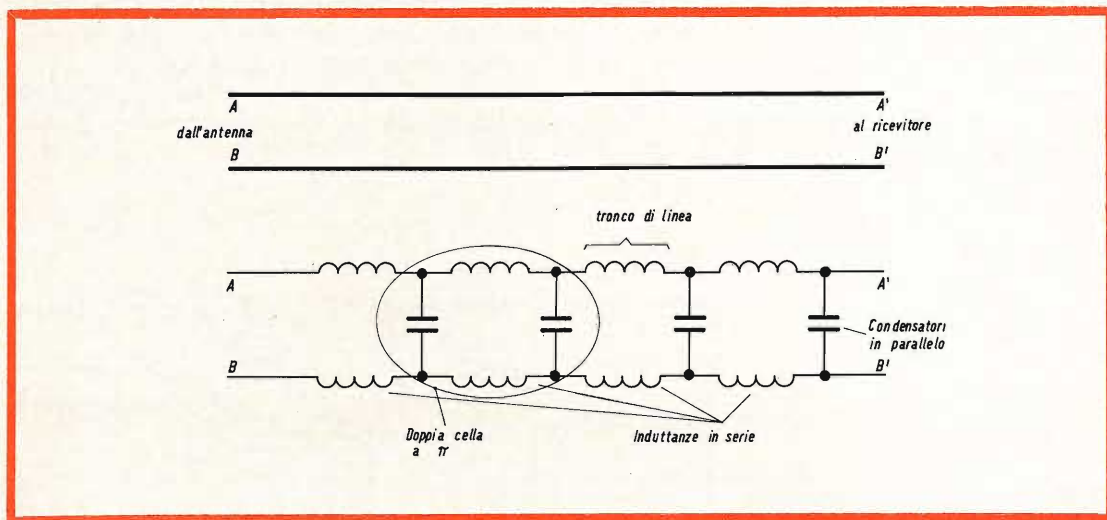


Fig. 3 - Confronto di un conduttore con una sequenza di condensatori e induttanze.

### Impedenza caratteristica

Dobbiamo pensare innanzitutto al formarsi di una corrente « istantanea »; considerando ora un conduttore avente una lunghezza di 300 m, si dovrà pensare alla nozione di corrente istantanea come se fosse composta di tre elementi:

1) quando si collegano alle estremità del cavo i poli di una batteria si produce una corrente che è dovuta all'espulsione degli elettroni in numero eccessivo presenti nel polo negativo della batteria (figura 1).

2) Si deve tener presente a questo

punto anche che se gli elettroni viaggiasero alla velocità di 300.000 chilometri al secondo, e questo non può accadere perché questo valore si può considerare solamente nel caso di spostamenti nel vuoto, gli elettroni partiti dal polo negativo impiegherebbero almeno 1/2 microsecondo a raggiungere il polo positivo, percorrendo l'anello formato dal cavo ripiegato (fig. 2a).

I nostri lettori che hanno già una pratica dei problemi relativi alle frequenze elevate, sanno benissimo che un tempo di 1/2  $\mu$ s, che può nelle applicazioni comuni essere tranquillamente trascurato, in queste applicazioni ha invece la sua importanza in quanto nell'alternanza di un segnale può corrispondere a un « solo » megaciclo (fig. 2b), diciamo un « solo » megaciclo perché le frequenze comunemente usate raggiungono le diverse centinaia di megacicli, come per esempio nel caso del secondo canale televisivo.

3) Gli elettroni superano questo punto in qualche uscita centrale e quindi vengono espulsi dal polo negativo e attirati dal polo positivo della batteria (fig. 1b).

È necessario tener presente che le due frazioni che formano i fili danno luogo a una capacità il cui valore non può essere trascurato; al contrario delle capacità di tipo normale, questa capacità presenta anche una induttanza. Il conduttore può allora essere considerato come se fosse costituito da un gruppo di condensatori e di bobine collegate in serie, considerando le diverse frazioni di lunghezza e in parallelo considerando i tronchi di linea così disaccoppiati.

Questa decomposizione e associazione cui abbiamo sottoposto il cavo ha la proprietà di lasciare inalterato il funzionamento alla frequenza del segnale applicato e allo stesso tempo il cavo si comporta come se fosse formato da una resistenza pura; ricordiamo però che non si tratta della resistenza del conduttore stesso ma di una resistenza equivalente, per la quale si potranno trascurare le perdite dovute all'effetto Joule.

A questo punto si può dimostrare, cosa che non faremo in questo articolo, che la

resistenza corrisponde alla radice quadrata del quoziente fra l'induttanza apparente e la capacità pure apparente. Come si può notare nella formula non compare nessuna frequenza o pulsazione e questo dà un'ulteriore conferma della natura pu-

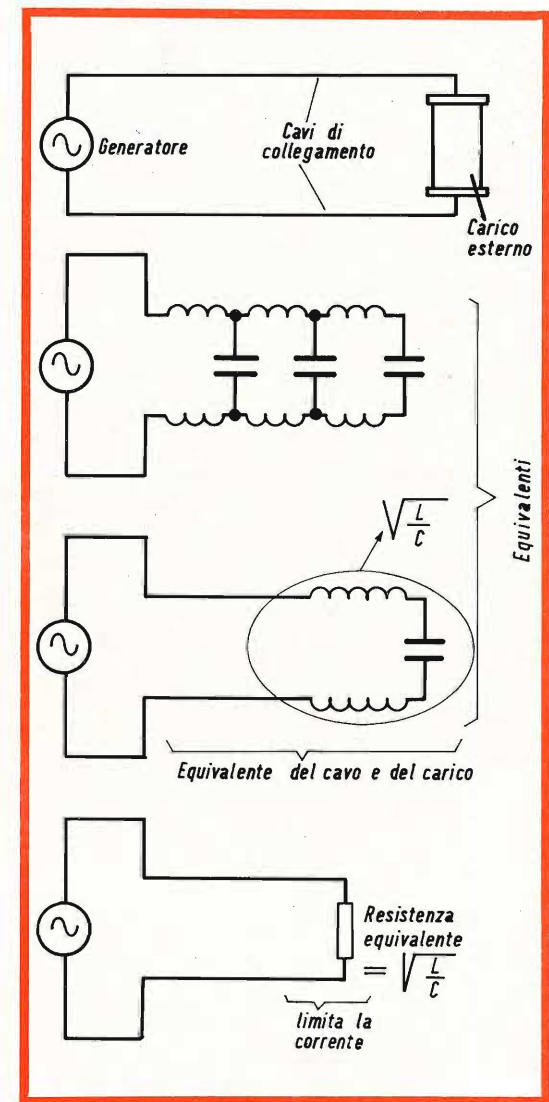


Fig. 4 - Esempi di equivalenze fra il cavo e il carico con elementi fittizi.

ramente resistiva della impedenza, che viene detta caratteristica.

Come si può vedere in fig. 4, quando L e C rappresentano questa induttanza e questa capacità per unità della lunghezza

del conduttore, l'impedenza caratteristica determinerà, indirettamente, la quantità di corrente che attraverserà questa linea, quando ai suoi capi viene applicato un certo potenziale. Facendo un confronto con dei fatti puramente elettrici, questa

### Adattamento semplice

Tutte le supposizioni che si sono fatte finora riguardo alla linea di trasmissione « infinita » sono da considerarsi non esatte in quanto una linea ha sempre una lun-

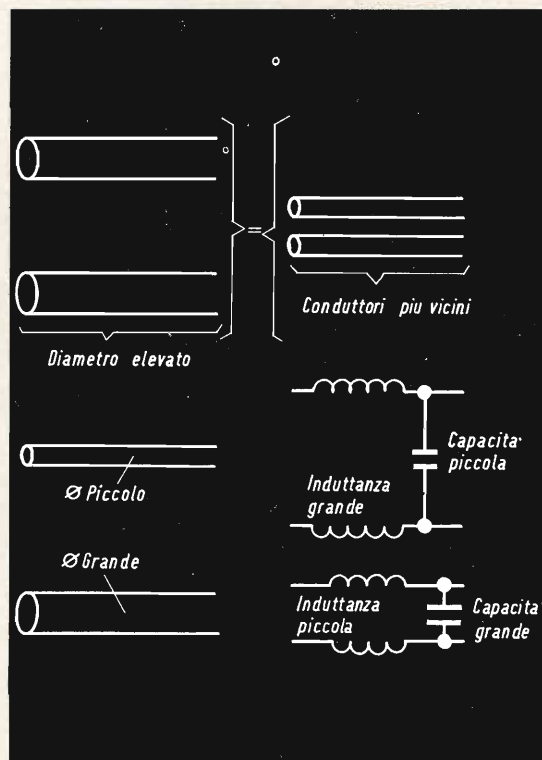


Fig. 5 - Disposizione dei cavi e frazione del conduttore.

resistenza anche se del tutto fittizia, avrà come effetto, quello di limitare l'importanza di questa corrente, corrente che viene determinata dalla tensione indotta nella antenna vera e propria.

I valori di L e di C, dipendono essenzialmente dalla disposizione geometrica delle due frazioni di conduttore.

Come si può vedere in fig. 5, un diametro elevato fa aumentare la capacità e diminuire l'induttanza; questo si verifica anche se avviciniamo le due sezioni conduttrici dei cavi. Possiamo anche dire che due conduttori vicini danno luogo a una impedenza relativamente bassa.

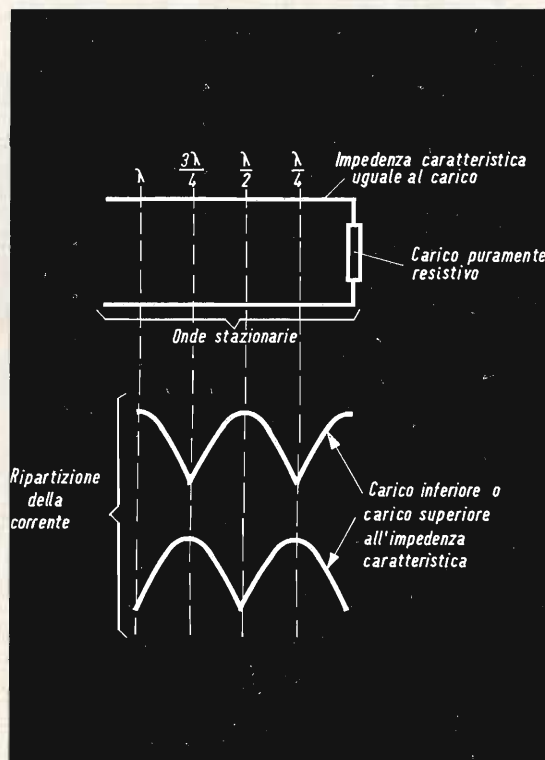


Fig. 6 - Effetto del collegamento di un carico resistivo a una linea.

ghezza « finita » perché il suo compito è quello di collegare il « generatore » a un ricevitore; in questo collegamento interviene di nuovo l'impedenza caratteristica.

Prendiamo ora in considerazione l'eventualità che alle estremità della linea, di lunghezza piuttosto breve, venga collegata una resistenza pura, come si può vedere in fig. 6. In questo caso dunque il carico avrà la stessa natura della impedenza caratteristica stessa e nel caso in cui la resistenza di carico avesse anche lo stesso valore dell'impedenza, si avrebbe un funzionamento come se l'insieme dell'installazione avesse lo stesso valore ohmico.

# NEW

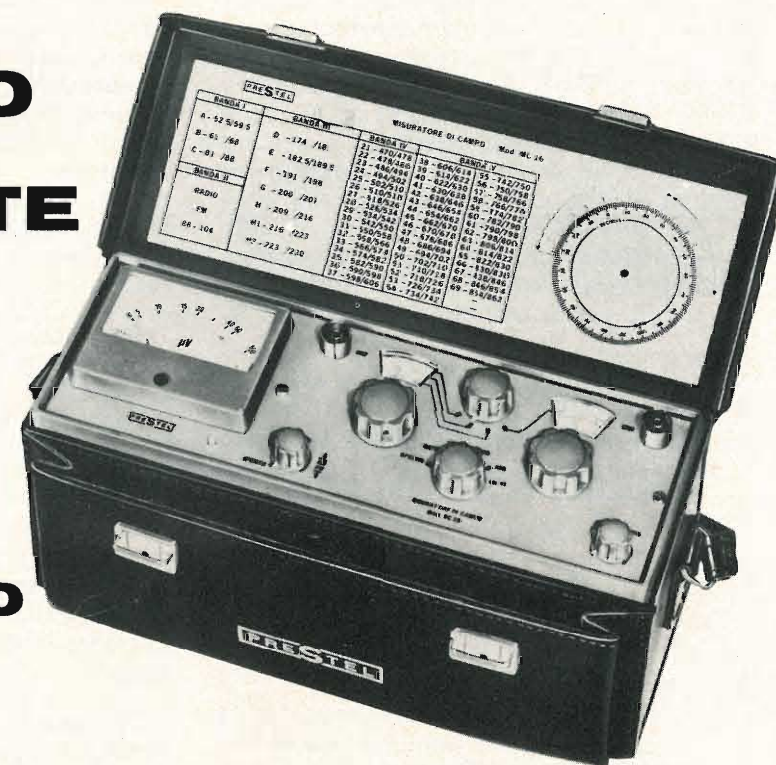
# PRESTEL

## IL MISURATORE DI CAMPO

### PER IL TECNICO PIU' ESIGENTE

### mc 16

### TS/3145-00



#### CARATTERISTICHE TECNICHE

- Gamme di frequenza: N. 3 in VHF: 40 ÷ 60; 60 ÷ 110; 110 ÷ 230 MHz — N. 1 in UHF: 470 ÷ 900 MHz • Sintonia UHF-VHF separate e continue con riduzione-demoltiplica (a comando unico) • Frequenza intermedia: 35 MHz • Transistors: N. 16 - Diodi: N. 7 • Sensibilità UHF-VHF: 2,5 µV • Campo di misura - in 4 portate - tra 2,5 µV e 100 mV; 1 V fondo scala, con attenuatore supplementare 20 dB • N. 2 ingressi coassiali asimmetrici: 75 Ω UHF-VHF • Precisione di misura: ± 6 dB; ± 2 µV in UHF; ± 3 dB; ± 2 µV in VHF • Alimentazione con 8 pile da 1,5 Volt • Tensione stabilizzata con Diodo Zener • Altoparlante incorporato • Rivelazione commutabile FM-AM • Controllo carica batteria • Adattatore impedenza UHF-VHF 300 Ω • Dimensioni: mm. 290 x 100 x 150 • Peso: Kg. 3,800.

# PRESTEL

C.so Sempione, 48 - 20154 MILANO

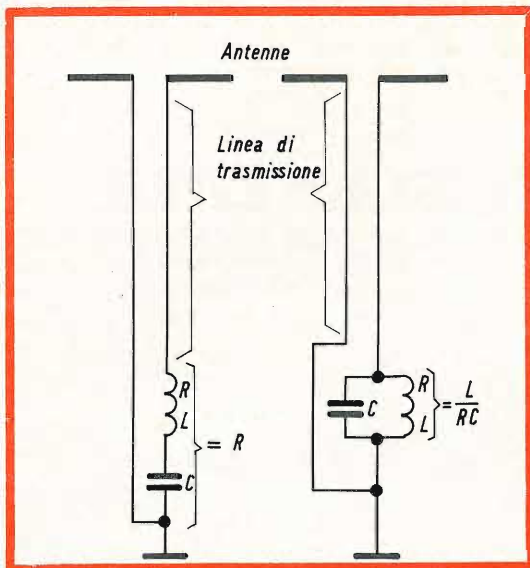


Fig. 7 - Circuito risonante, valori alla risonanza indipendenti dalla frequenza.

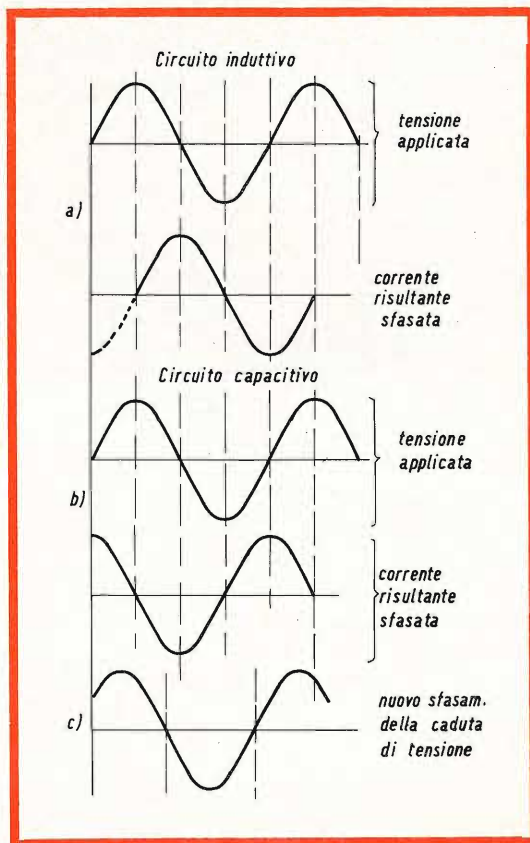


Fig. 8 - Differenza fra un circuito induttivo (a) e un circuito capacitivo (b) e (c).

Concludendo si può dire che nel caso in cui il cavo di collegamento e la resistenza terminale abbiano un valore identico, si avrà un'equivalenza assoluta fra il circuito utilizzatore e la linea di lunghezza infinita.

Al contrario non è esatto aggiungere insieme queste resistenze in quanto è proprio ciascun tronco che presenta questa stessa resistenza.

Bisogna tener conto ancora di una nuova situazione, per la quale si dovrà ammettere la scomparsa degli elementi che sono direttamente interessati dalla influenza della frequenza e in modo particolare del circuito risonante, raffigurato in fig. 7 nel quale, a seconda della disposizione, si rende simile sia a una semplice resistenza, sia a un fattore che non fa intervenire i componenti L, C e R al di fuori di tutti i termini di pulsazione o di frequenza.

Il comportamento del circuito potrà corrispondere al caso di adattamento perfetto, qualunque valore sia stato ottenuto durante la regolazione della induttanza e della capacità.

All'inizio dell'articolo si era posta l'ipotesi di lavorare con una linea di lunghezza infinita, per ottenere una condizione di funzionamento ideale, ora invece è necessario sostituire il nostro generatore in corrente continua con un altro che generi segnali variabili.

Bisogna tener presente che anche se si cambia il valore delle frequenze, passando dalle alte alle basse frequenze, nell'adattamento del cavo d'ingresso di un ricevitore televisivo, si hanno gli stessi problemi che si presentano nell'adattamento degli altoparlanti in un complesso di bassa frequenza.

Come prima differenza che si presenta fra un generatore in continua e un generatore in alta frequenza, si può considerare la forma alternativa dei segnali che portano una variazione (fig. 8a) per quel che riguarda l'ampiezza delle correnti, del loro valore istantaneo e della direzione dei loro spostamenti.

La seconda differenza è data da un'uscita non costante dei valori rilevati da pun-

to a punto; si può dire che in ogni istante l'ampiezza raggiunta in un determinato punto risulta dal potenziale applicato all'ingresso un istante prima (fig. 8b) mentre un istante dopo causa una caduta di tensione nel carico che lo segue (fig. 8c).

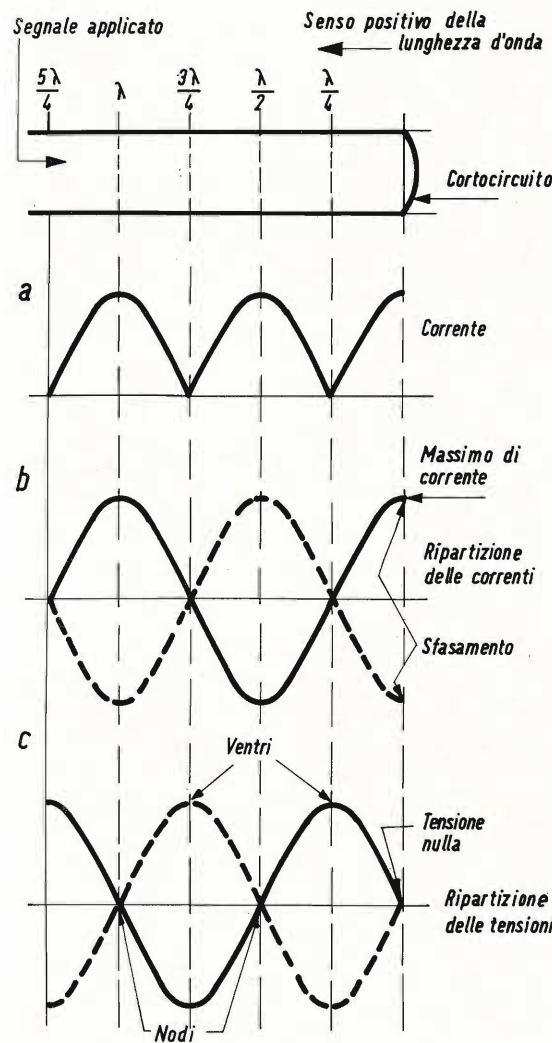


Fig. 9 - Effetto di un cortocircuito sulla linea.

Se si avessero a disposizione due apparecchi di misura a lettura istantanea, si potrebbe constatare che questa ampiezza varierebbe da osservazione a osservazione.

Facciamo però notare che questo accadrebbe anche nel caso in cui l'installazione fosse perfettamente adattata e quindi nel caso in cui l'impedenza caratteristica della linea fosse uguale esattamente alla impedenza del carico terminale.

### Onde stazionarie

A questo punto si deve ricordare che nel caso in cui si abbia un conduttore unico ripiegato è come disporre di due fili conduttori collegati ciascuno a un polo diverso del generatore esterno, che alimenterà un carico « nullo ». Si può così considerare questo tipo di linea come se fosse in corto circuito (fig. 9a). Di conseguenza si avrà che questa sezione della linea assorbirà una corrente molto elevata e allo stesso tempo non si avrà ai suoi capi alcuna caduta di tensione. In fig. 9b è stata riportata la ripartizione della corrente e della tensione in un momento qualsiasi dell'osservazione.

Prendendo come unità di riferimento la potenza, si può notare che la potenza erogata dal generatore non può venire assorbita dalla resistenza terminale, in quanto questa ha un valore praticamente nullo o estremamente basso e di conseguenza non può dissipare un valore maggiore. La potenza allora percorrerà i conduttori in senso inverso e si potrà così associargli una tensione e una corrente, anche questi ultimi con segno e polarità opposti rispetto ai corrispondenti dati iniziali.

Poiché il valore massimo viene raggiunto per esempio quando la corrente di « andata » raggiunge il punto terminale dunque dove iniziano i segnali riflessi, si osserverà la coincidenza con dei determinati punti di valori nulli di questi segnali variabili. Questi punti sono chiamati « nodi » ed esistono sia considerando delle tensioni sia delle correnti, tenendo presente che i segnali saranno sfasati di un quarto di periodo fra di loro.

L'insieme di « nodi » e relativi « ventri » formerà un treno di onde stazionarie (figura 9).

In pratica l'esistenza di questi nodi è più facilmente riscontrabile su un carico di valore nullo e anche nel caso di una uscita « aperta » come è raffigurato in figura 10.

Sarà anche più facile comprendere la nozione di potenza nulla (potenza che si forma con un carico nullo) che quella di potenza infinita (cioè la potenza che si forma in un carico infinito).

Così ad una corrente di intensità elevata, come si avrà nel primo caso, si dovrà opporre una corrente nulla accompagnata inizialmente da un potenziale massimo. Come si potrà facilmente constatare questo non è altro che il caso che si verifica per le comuni prese di corrente: infatti queste sono sempre pronte ad erogare una certa potenza e permettono in ogni istante di misurare ai loro capi un certo potenziale.

Riferendoci sempre alla fig. 10, si può vedere l'esistenza delle onde stazionarie e la presenza di nodi e di ventri a intervalli regolari di quarti di periodo; inoltre si può vedere che la differenza fra la corrente massima e la tensione massima è sempre di 90°.

Fra questi due valori estremi si mette allora tutta una gamma di valori intermedi e fra di essi anche il carico puramente resistivo di valore uguale alla impedenza caratteristica della linea.

In questo caso « ideale », si avrà che tutta la potenza disponibile verrà assorbita dal carico e si avrà così l'assenza totale delle onde stazionarie.

Ricordiamo però che questo caso ideale è molto difficile da raggiungere perché ai terminali si avrà sempre un certo valore sia di corrente che di tensione persistenti che causeranno un ritorno di una frazione della potenza terminale verso l'ingresso della linea o del generatore.

Per concludere si può dire che un carico inferiore alla impedenza caratteristica, produrrà un aumento della corrente disponibile alla sua estremità, mentre un carico superiore all'impedenza caratteristica produrrà un aumento della tensione. Il confronto delle impedenze reali di un dispositivo pratico con l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione, porta a definire il tasso di onde stazionarie - SWR (Standing-wave-ratio) generalmente maggiore di uno, in quanto nel numeratore del rapporto è sempre presente il fattore maggiore. Così per esempio, un cavo coassiale

di 75 Ω accoppiato a un carico di 50 Ω, darà luogo a un tasso di onde stazionarie di 1,5 (cioè il rapporto di 75 e 50).

Bisogna tener presente che, nella determinazione globale delle caratteristiche e delle prestazioni di un'antenna e del rela-

Segnale applicato

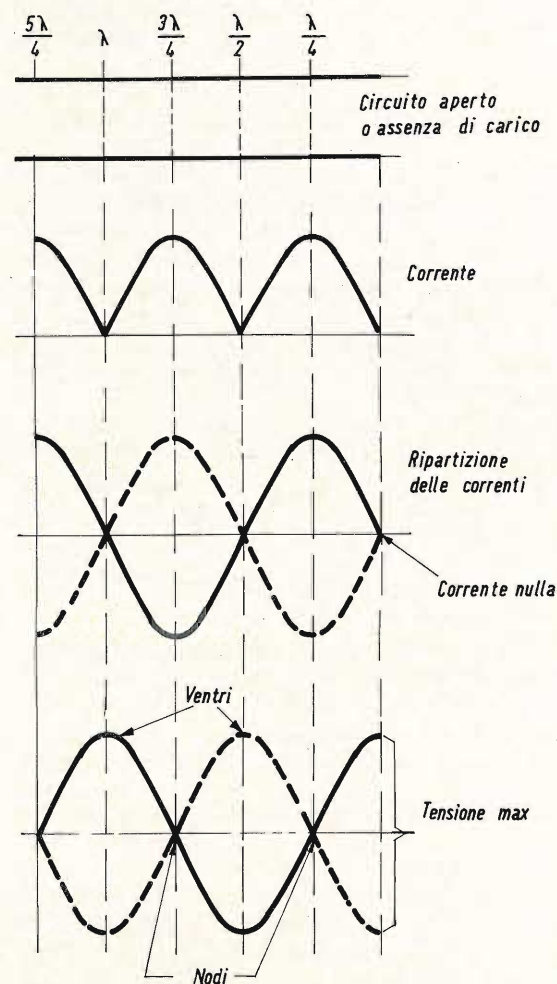


Fig. 10 - Effetto del circuito aperto o assenza di carico sulla linea.

tivo cavo di collegamento, è il valore del tasso di onde stazionarie che condiziona i risultati pratici. La misura propriamente detta si limiterà alla semplice misura geometrica fra la distanza di due ventri o di due nodi consecutivi.

(da « Radio Plans » 6706)

# FOTOLETTRONICA

## CIRCUITI PRATICI

L'ABC DELLA  
ELETTRONICA

Gli impieghi del fototransistore BPX 25 sono innumerevoli. Ne presentiamo alcuni fra i più interessanti e originali.

III parte

**P**ossiamo dire che i diodi controllati conosciuti normalmente come thyristori hanno già invaso tutto il campo della regolamentazione e del controllo in campo industriale. Essi stanno invadendo anche il campo delle correnti forti, dove fino ad oggi i dispositivi a semiconduttore erano del tutto trascurati. Con i thyristori è possibile regolare **elettronicamente** correnti continue o correnti alternate di grande potenza. Vengono eliminati i vecchi **reostati** che consumavano tanto e rendevano poco. L'illuminazione di una sala cinematografica, o la regolazione della velocità di un motore che di solito implicano diversi kW di energia, possono essere eseguite con la semplice rotazione di un potenziometro di frazioni di W!!! Qui di seguito forniamo due interessanti circuiti di regolazione i quali con l'inserimento come elemento pilota-controllo, possono considerarsi veramente originali ed attuali.

### Controllo di potenze in corrente continua

La regolazione di correnti di notevole entità è ottenuta come già detto mediante thyristori (diodi controllati) che di

solito ricevono gli impulsi di comando tramite trasformatori. In fig. 12 sono riportati due circuiti di pilotaggio di thyristori che **non fanno** uso di siffatti trasformatori.

Con riferimento alla fig. 12a, se il BPX 25 è in oscurità, nel transistor BFY 52 non circola corrente di base e ovviamente neanche corrente di collettore. Conseguenza: il thyristore rimane bloccato. Quando invece il fototransistore viene illuminato, il transistor entra in conduzione e la corrente circolante nell'elettrodo d'innescò porterà in conduzione il thyristore il quale a sua volta farà circolare corrente nel carico.

Nel circuito di fig. 12b, il thyristore è innescato quando il fototransistore non è illuminato. Quando infatti il BPX 25 viene illuminato, il transistor BFY 52 assorbirà tutta la corrente circolante nel resistore da 470 Ω; in effetti ciò significa cortocircuitare al catodo l'elettrodo d'innescò del thyristore. Quando l'illuminazione cessa, anche il transistor e il fototransistore cessano di condurre; ma allora la corrente ritornerà a circolare nell'elettrodo d'innescò ed il thyristore entrerà in condu-



Si dovrà tener presente che se la temperatura ambiente s'aggira sui 50°, TR1 dovrà essere montato su di un radiatore con resistenza termica di non più 55°C/W.

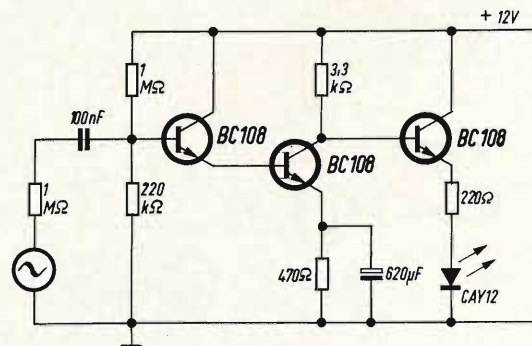


Fig. 15 - Circuito per produrre una radiazione infrarossa modulata.

### Letture di piste sonore di film

In fig. 14 è riportato un circuito che può essere impiegato per la lettura di piste sonore di film. Esso è in grado di dare un'uscita di 50 mW con una modulazione ottica di 50 lux; l'uscita massima è 3 W. La risposta in frequenza va da 15 Hz a 6 kHz con 100 lux, il limite superiore può aumentare qualora si aumenti l'illuminazione. I limiti di temperatura del circuito sono -25 e +50°C. La larghezza della pista è circa 2 mm e per avere una lar-

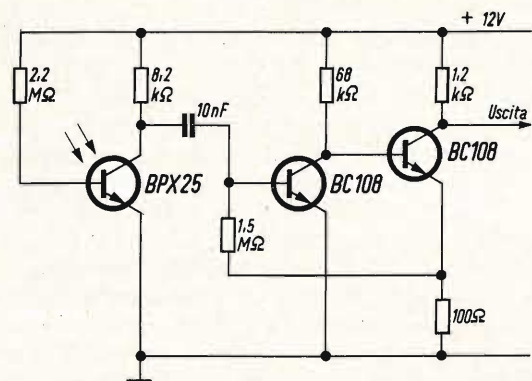


Fig. 16 - Rivelatore della radiazione infrarossa modulata.

ghezza di banda di 6 kHz, la fessura attraverso la quale viene letta la pista non dovrà essere più lunga di 2,5 mm. Con una fessura con dimensioni di 2 x 2,5 mm la porzione di pista sonora «esposta» è molto più piccola dell'area sensibile del fototransistore BPX 25. Conseguenza: per illuminare il fototransistore con l'equivalente di 50 lux occorre portare sulla fessura un'illuminazione di 5000 lux. Di conseguenza per un'uscita di 3 W, occorrerà un valore di illuminazione di 300 klux. Questa intensità luminosa potrà essere ottenuta mettendo a fuoco sulla fessura la luce proveniente da una lampada miniatura da 1 W.

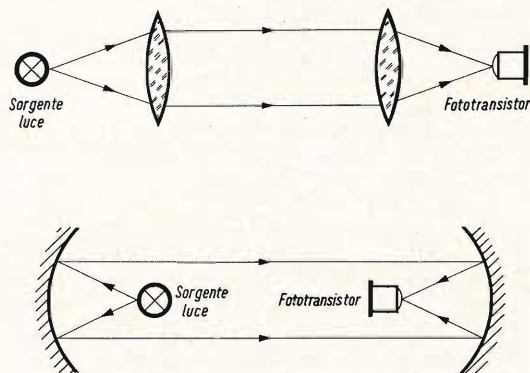


Fig. 17 - Disposizione delle lenti e degli specchi per la trasmissione della radiazione all'infrarosso.

### Telecomunicazione mediante raggi infrarossi

Il BPX 25 è sensibile alle radiazioni vicine all'infrarosso. Esso potrà pertanto essere impiegato in sistemi di comunicazioni con radiazioni all'infrarosso modulate. Il BPX 25 può naturalmente essere impiegato anche in sistemi impieganti la luce visibile. Modulare la luce visibile con una frequenza superiore a 1 kHz è comunque particolarmente difficoltoso.

# la nuova serie di cinescopi autoprotetti PHILIPS possiede queste interessanti caratteristiche:

fascia di protezione arretrata  
schermo piatto con angoli squadrati  
rapporto immagine 3:4.

I cinescopi di questa serie completata dai tipi già noti da 19" (A47-26 W) e da 23" (A59-23 W) consentono la soluzione estetica «push-through» e soddisfano a tutte le prescrizioni di sicurezza antimplosione

#### DATI TECNICI RIASSUNTIVI

Tipo	Diagonale schermo (cm)	Angolo deflessione (°)	Lunghezza compless. (mm)	Lunghezza collo (mm)	Diametro collo (mm)	Trasmissione luce %	Dati accensione del filamento
A28-14W	28 (11")	90	245	105,5	20	50	11 V; 68 mA
A31-20W	31 (12")	90	272	105,5	20	50	11 V; 68 mA
A44-120W	44 (17")	110	284,5	110	28,6	48	6,3 V; 300 mA
A50-120W	50 (20")	110	312,5	110	28,6	45	6,3 V; 300 mA
A61-120W	61 (24")	110	362	110	28,6	43	6,3 V; 300 mA

PHILIPS S.p.A. - Sezione ELCOMA - Reparto valvole riceventi e cinescopi - Piazza IV Novembre 3 - 20124 Milano - tel. 6994



Il sistema più semplice per avere delle radiazioni modulate all'infrarosso è quello di impiegare un diodo all'arseniuro di gallio.

se emesse dal diodo potranno essere controllate dal segnale modulante applicato all'ingresso. Con questo circuito è possibile ottenere con un ingresso di

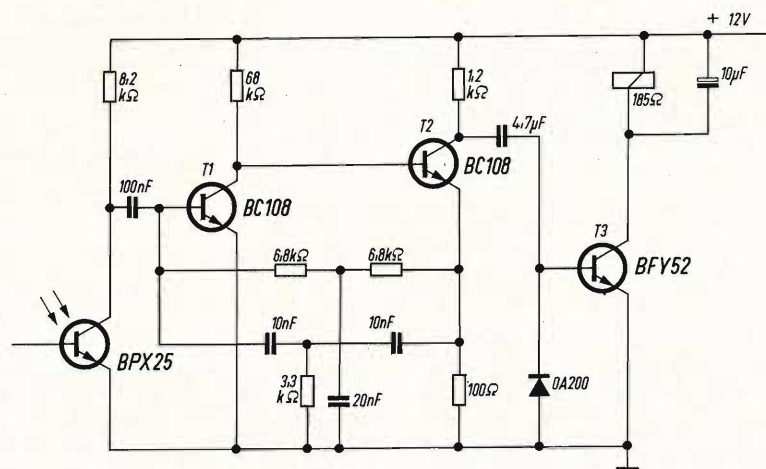


Fig. 18 - Rivelatore di segnali di luce in codice.

La fig. 15 indica un circuito che può realizzare questo sistemi di modulazione all'infrarosso.

150 mV di picco una corrente di picco nel diodo del valore di 10 mA. La risposta a 80 kHz è di 3 dB al disotto di 1 kHz.

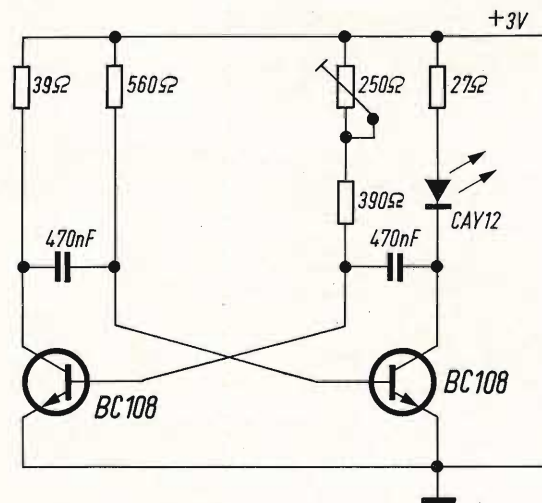


Fig. 19 - Generatore di radiazioni infrarosse codificate.

Il segnale modulante amplificato dai tre transistori produce attraverso il diodo all'arseniuro di gallio una corrente modulata. Conseguenza: le radiazioni infrarosse

Il circuito per rivelare la radiazione infrarossa madulata è indicato in fig. 16. È formato da un fototransistore BPX 25 seguito da due stadi amplificatori. Un ingresso di 1 lux di picco produrrà un'uscita di 400 mV di picco. La risposta a 4 kHz è 3 dB al di sotto di quella a 1 kHz.

I circuiti sopra descritti costituiscono un sistema di comunicazione semplice e compatto. Esso ha il grande vantaggio della segretezza e dell'immunità da interferenze. L'apparecchiatura è portatile e se munita di visualizzatori, è facile da mettere a punto e da far funzionare. Impiegando lenti collimatrici con una apertura focale di  $f:2$  oppure riflettori parabolici come indicato nella fig. 17, è possibile stabilire una telecomunicazione tra due punti distanti 30 metri circa. (Le normali lenti lavorano discretamente bene con l'infrarosso).

Questa apparecchiatura può essere impiegata in posti affollati dove uno spostamento improvviso è impossibile e dove necessita una rapida comunicazione segreta.

## « Demodulazione » di segnali in codice

In alcuni casi, il buon funzionamento di un dispositivo azionato da un raggio di luce (come alcuni di quelli già descritti) può essere ostacolato dalla luce dispersa nell'ambiente dove è installato il dispositivo stesso. Per esempio, i dispositivi di sicurezza fotosensibili impiantati in un negozio molto illuminato hanno bisogno di un'accurata schermatura per funzionare a dovere.

La luce presente nell'ambiente può comunque essere del tutto ignorata se la **luce diretta verso il fototransistore** può essere codificata in qualche modo, e se il circuito associato al fototransistore può rispondere soltanto a quel tipo di codice. In fig. 17, il BPX 25 è seguito da un amplificatore accordato che può considerarsi in questo caso un **decoder**. L'accordo è realizzato mediante una rete a « doppio T » tra la base di TR1 e l'emettitore di TR2; con i valori indicati il circuito risulta accordato alla frequenza di 2,7 kHz  $\pm$  1 Hz. Alla frequenza di 2,7 kHz la rete a doppio T presenta una impedenza elevata alla reazione negativa, alle altre frequenze essa offre invece una bassa impedenza alla reazione negativa. Conseguenza: segnali con frequenza diversa da 2,7 kHz risulteranno attenuati e il segnale che risulterà applicato a TR3 sarà troppo debole per poter eccitare il relé posto nel suo circuito di collettore.

Quando invece il BPX 25 riceve un segnale-luce modulato a 2,7 kHz nessuna reazione si verificherà attraverso il « filtro » a doppio T. Alla base di T3 verrà allora applicato un segnale fortemente amplificato che verrà raddrizzato dal diodo base-emettitore del transistor. Nel collettore di TR3 si produrrà una corrente continua di elevata intensità.

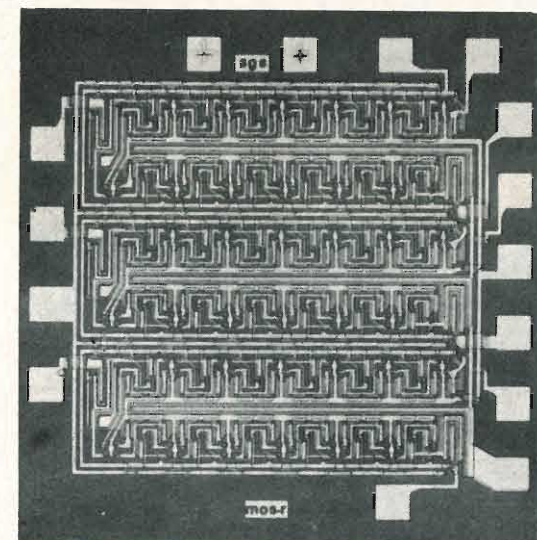
Il diodo OA 200 conduce durante la semionda negativa del ciclo e scarica il condensatore collegato ai suoi terminali. Senza questo diodo, il condensatore tratterebbe la sua carica ripristinando la componente c.c. del segnale e togliendo la polarizzazione del transistor.

La sorgente di luce modulata può essere realizzata inserendo un diodo all'arseniuro di gallio, CAY 12, nel circuito di collettore di un multivibratore, come appunto indicato in fig. 18. La frequenza di questo « oscillatore » può essere adattata a quella del « rivelatore » mediante regolazione di un resistore come indicato nello schema.

Il multivibratore, modulatore di luce, dà un impulso di uscita quadrato, ma il « rivelatore » risponderà soltanto ad un segnale sinusoidale avente la frequenza **fondamentale** uguale alla frequenza fondamentale dell'onda quadra.

(Da « A.I. Philips »)

Questo microcircuito MOS della SGS rappresenta uno dei più importanti successi realizzati in Europa dai laboratori di una industria italiana nel campo della ricerca sui semiconduttori. Si tratta di un registro a spostamento (shift register) che integra 380 transistori MOS pari a 81 funzioni logiche elementari, con una frequenza massima di spostamento di 500 KHz. La sua superficie è di circa 2 mm<sup>2</sup>.



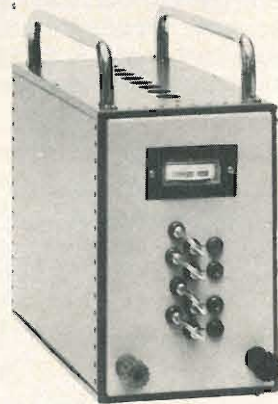


# MONTAFLEX

## LA RISPOSTA A TUTTI I PROBLEMI DI MONTAGGIO

Fornito sotto forma di scatole, basette, piastre, squadrette e supporti nelle più svariate misure, si presta in modo eccezionale per ogni tipo di realizzazione meccanica ed elettrica: interruttori, telai, zoccoli, strumenti, circuiti vari.

Di facile e veloce montaggio è particolarmente indicato per scuole, laboratori, sperimentatori.

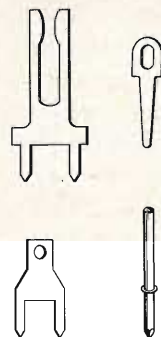


# MONTAPRINT

## CIRCUITO STAMPATO UNIVERSALE

La base ideale per il progetto di circuiti stampati. Utilissimo per laboratori, piccole officine, studenti e sperimentatori. Le piste conduttrici del Montaprint sono provviste di interruzioni ad intervalli regolari e possono essere interconnesse mediante saldature o con appositi connettori.

Sono disponibili piastre di tutte le dimensioni con piste di 5 o 4 mm.



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

# GLI OSCILLATORI

L'ABC DELLA ELETTRONICA

Riportiamo in questo articolo alcune generalità sui circuiti oscillatori, riportando anche una semplice classificazione di questi circuiti. In questa prima parte ci occuperemo dei circuiti oscillatori sinusoidali mentre nel prossimo numero ci occuperemo dei circuiti pratici sia a valvole che a transistor.

Un oscillatore si può considerare come un generatore o una sorgente di segnali; questi oscillatori possiedono anche una certa potenza e di conseguenza l'oscillatore può essere considerato una sorgente di energia.

Il circuito di alimentazione fornisce l'energia, una parte della quale si perde sotto forma di calore e una parte viene trasformata sotto forma del segnale fornito da questo montaggio.

Gli oscillatori possono essere considerati come trasformatori d'energia e di conseguenza un oscillatore alimentato in continua, è in grado di fornire un segnale periodico di forma qualsiasi, che può essere sinusoidale.

Nel campo dell'elettronica si possono considerare tre montaggi fondamentali: gli amplificatori, gli oscillatori e i raddrizzatori. Tutti questi montaggi sono dei trasformatori d'energia se si tiene conto anche della alimentazione del circuito. Si deve intendere come potenza di alimentazione, la potenza di ingresso, mentre la

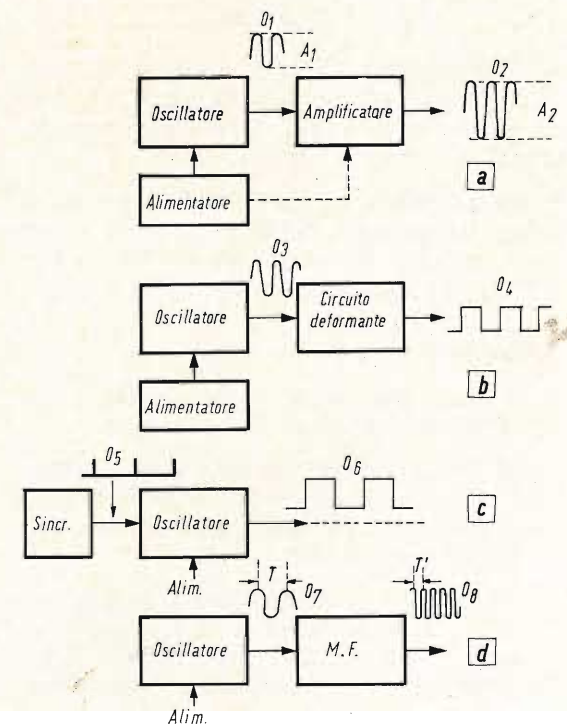


Fig. 1 - Quattro diversi circuiti oscillatori che permettono di ottenere diversi segnali d'uscita.

potenza del segnale come la potenza d'uscita.

Prendendo in considerazione un amplificatore, la trasformazione d'energia porta alla differenza che esiste fra il segnale applicato all'ingresso e quello di uscita, le differenze erano di ordine diverso: ampiezza, fase, distorsione. Trattandosi di raddrizzatori, il segnale di ingresso è

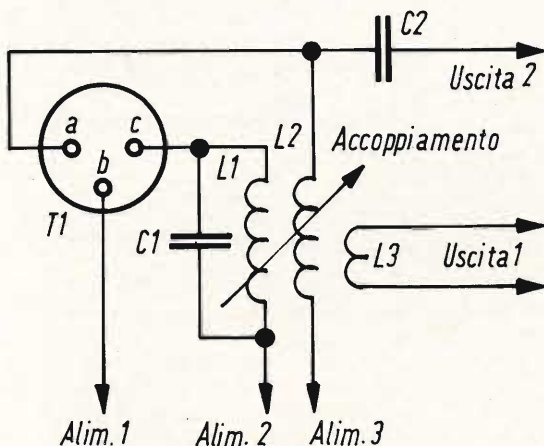


Fig. 2 - Principio di funzionamento di un oscillatore sinusoidale a circuito LC.

quello applicato, molto spesso alternato sinusoidale e il segnale di uscita è continuo filtrato ottenuto dal raddrizzatore e dalle cellule di filtraggio.

Concludendo, si può dire che gli oscillatori sono dei generatori di segnali ed è sufficiente alimentare l'oscillatore per ottenere i segnali che esso può generare.

### Classificazione degli oscillatori

A causa dei numerosi tipi di oscillatori è necessario fare una classificazione.

La prima classificazione è quella basata sui componenti impiegati: valvole o transistor oppure valvole e transistor insieme nello stesso circuito.

La seconda classificazione è quella sulla quale si basa la forma dei segnali: sinusoidali, rettangolari, rettangolari deformati in una infinità di modi; a dente di sega, triangolari e così via. Si possono così considerare gli oscillatori stabili e quelli instabili.

Si deve ricordare che gli oscillatori stabili danno in uscita un segnale a frequenza costante; in realtà questa frequenza non è del tutto costante in quanto subisce una variazione dell'ordine di  $10^{-4}$ . Questo inconveniente può essere parzialmente ridotto utilizzando una alimentazione costante, un circuito di stabilizzazione della temperatura, un circuito di compensazione della variazione dell'alimentatore o della temperatura, comando automatico di frequenza, ecc.

Gli oscillatori sinusoidali sono i più stabili, come si può constatare dai circuiti inclusi nei ricevitori a variazione di frequenza radio e TV.

Al contrario degli oscillatori stabili, quelli instabili, danno dei segnali la cui frequenza può variare anche di un valore pari al 5% e più.

Questi oscillatori instabili devono essere pilotati con segnali di frequenza stabili; tali oscillatori sono impiegati nei circuiti di base dei tempi di riga, negli apparecchi televisivi e in numerose altre applicazioni.

Nel caso di questi amplificatori, l'instabilità non è un difetto come può sembrare a prima vista ma un vantaggio, in quanto la loro obbedienza al comando dei segnali stabili, permette loro di diventare molto stabili.

Ricordiamo a questo punto che vi sono anche degli oscillatori che oscillano solamente quando al loro ingresso viene applicato un segnale. Come ci si può rendere conto, esistono numerosissimi tipi di oscillatori.

Per poter funzionare gli oscillatori devono essere accoppiati ad altri circuiti, primo fra tutti l'alimentatore.

Quando si vuole ottenere un segnale maggiore di quello fornito direttamente dall'oscillatore, si può aggiungere al suo circuito un amplificatore che rende più grande in ampiezza il segnale dal punto di vista della tensione, della corrente e della potenza (fig. 1a); come si può vedere l'ampiezza del segnale  $O_2$  in uscita è maggiore del segnale d'ingresso  $O_1$ .

Alcune volte può essere necessario variare la forma d'onda dell'oscillatore e

per questo ad esso si fa seguire un circuito deformatore come è rappresentato in fig. 1b; come si può vedere il segnale di uscita  $O_4$  ha cambiato totalmente forma essendo diventato un'onda quadra rispetto al segnale sinusoidale d'ingresso  $O_3$ .

In fig. 1c si è rappresentato il caso in cui il circuito oscillatore instabile è impiegato per trasformare un segnale di sincronismo  $O_5$  in un segnale avente una forma voluta; per esempio il segnale  $O_5$  può essere costituito da impulsi molto brevi rispetto al periodo del segnale. In generale le frequenze del segnale di uscita  $O_6$  e d'ingresso  $O_5$  hanno fra loro un rapporto intero per esempio 1, 2, 3, o esattamente frazionario:  $1/2$ ,  $1/3$  ecc. In questo modo se la frequenza di  $O_6$  è per esempio di 100 Hz quella di  $O_5$  potrà essere 25, 50, 100, 200, 300 e così via.

Per concludere in fig. 1d si può vedere il caso di collegamento di un oscillatore a un circuito moltiplicatore di frequenza. L'oscillatore fornisce un segnale sinusoidale avente una frequenza  $f_1 = 1/T_1$  dove  $T_1$  è il periodo; quando applichiamo il segnale  $O_7$  al circuito moltiplicatore di frequenza otterremo all'uscita un segnale la cui frequenza sarà  $f' = 1/T'$  che sarà multiplo di  $f$ , per esempio si avrà  $f' = 3f$ .

Al contrario, è anche possibile avere dei circuiti divisori di frequenza che permettono di ottenere dei segnali di frequenza minore di quella di partenza.

Passiamo ora a vedere come possono essere fatti i circuiti oscillatori veri e propri. Essi utilizzano uno o più tubi o transistor associati naturalmente a componenti come resistori, condensatori o bobine montati in diversi modi.

Variando opportunamente i valori di questi componenti in uno stesso schema si possono determinare la frequenza, la ampiezza e anche la forma del segnale.

In questo articolo descriveremo solamente qualche tipo di oscillatore, scelti naturalmente fra i più noti e più utilizzati in pratica.

Come abbiamo detto in precedenza, gli oscillatori possono dare delle frequenze da molto basse a molto alte, per esempio sono in grado di dare una oscillazione al

minuto ( $1/60$  Hz) fino a  $10^{10}$  al secondo (10.000 MHz).

Riportiamo ora le gamme più comuni di frequenza:

Basse frequenze:  $25 < f < f_1$ , dove  $f_1$  può variare da 10 a 15 kHz.

Frequenze ultrasonore: da circa 15 kHz a 100 kHz.

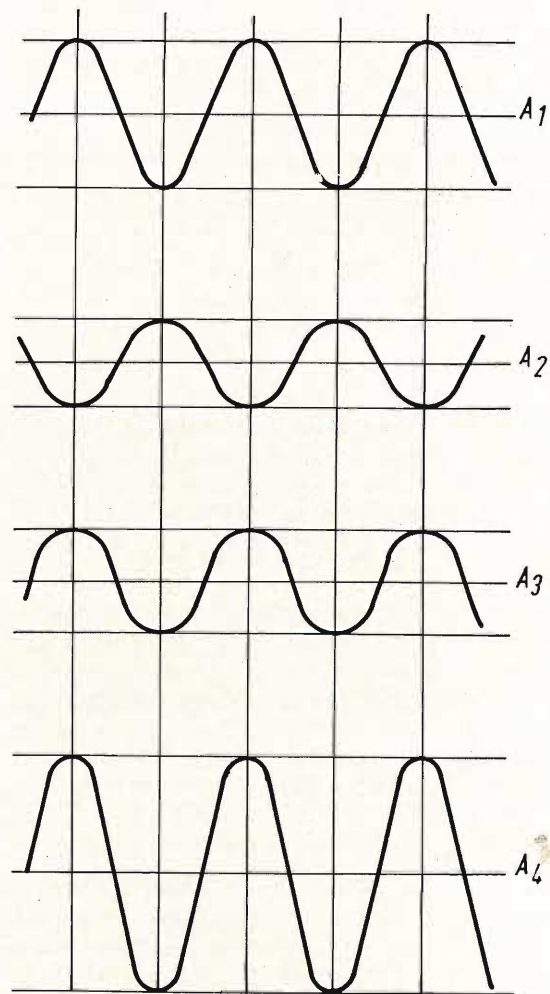


Fig. 3 - Diversi segnali trovati ai capi di  $L_1$ - $L_2$ - $L_3$ - $L_4$ .

Alte frequenze (RF): da circa 100 kHz a 30 MHz.

Frequenze molto alte (VHF): da 30 MHz a 300 MHz.

Frequenze ultra alte (UHF): da 300 a 30.000 MHz.

Dobbiamo notare che solo i limiti delle frequenze VHF e UHF sono fissate correttamente mentre le frequenze basse non sono ben definite.

Per concludere questa classificazione, si deve ricordare l'esistenza degli oscillatori composti da due oscillatori i cui segnali si combinano facendo così un oscillatore a battenti. In questo modo, considerando  $f_1$  e  $f_2$  le frequenze di ciascun oscillatore, la frequenza di battimento sarà data da  $f_1 - f_2$  ( $f_1 + f_2$ ) oppure  $f_1 + f_2$  o ancora  $nf_1 + mf_2$  dove  $n$  e  $m$  sono dei numeri interi uguali o maggiori a 1.

### Oscillatori sinusoidali

La maggior parte dei circuiti oscillatori equipaggiati a valvole o a transistor, sono formati da condensatori e da bobine oppure da condensatori e resistori. Naturalmente esistono diversi tipi di ogni categoria.

Come è facile comprendere gli oscillatori sinusoidali devono fornire dei segnali sinusoidali e il più perfetti possibile; ricordiamo che i circuiti formati da induttanze e condensatori sono più stabili di quelli formati da resistenze e condensatori.

In fig. 2 abbiamo riportato il circuito di principio di un oscillatore sinusoidale provvisto di un circuito L-C. Sullo schema si è rappresentato il « tubo » in forma generale in quanto si potrebbe utilizzare sia un transistor sia una valvola; come si può vedere questo tubo ha tre elettrodi e cioè  $a$  è l'elettrodo d'ingresso,  $c$  è l'elettrodo di uscita e  $b$  è l'elettrodo comune.

Nel caso il componente fosse un transistor  $a$  sarà la base,  $b$  sarà l'emettitore e  $c$  sarà il collettore; collegato in questo modo il transistor risulterà collegato ad emettitore comune.

Diamo ora brevemente alcuni cenni sul funzionamento del circuito. Le oscillazioni prendono avvio al momento del collegamento al circuito dell'alimentazione; le oscillazioni nascono nel circuito  $L_1 C_1$  composto dalla bobina  $L_1$  e dal condensatore di capacità  $C_1$ .

La formula di Thomson permette di trovare la frequenza delle oscillazioni:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$$

Si deve notare che l'ampiezza di questo segnale tende a diminuire fino a zero e se non si prevede un dispositivo di mantenimento può anche sparire. Riferendoci al circuito di fig. 2 il montaggio suddetto è formato dalla bobina  $L_2$  accoppiata ad  $L_1$  e dal tubo  $T_1$ .

A causa dell'accoppiamento esistente fra  $L_1$  e  $L_2$ , il segnale a frequenza  $f$  viene trasmesso da  $L_1$  a  $L_2$  nel momento in cui esso si forma. Siccome  $L_2$  era inserita nel circuito dell'elettrodo d'ingresso  $a$ , viene applicato così al tubo  $T_1$ , il segnale ha una frequenza  $f$  e il tubo l'amplifica.

Di conseguenza si ottiene un segnale amplificato che ritroveremo sull'elettrodo  $c$  che si aggiungerà al segnale esistente in modo che il segnale totale del circuito  $L_1 C_1$  è quindi maggiore al valore iniziale.

Nella bobina  $L_2$  viene quindi indotto un segnale maggiore del precedente ed è lo stesso del segnale amplificato.

Questo metodo di reazione ad anello chiuso riporta il tubo  $T_1$  allo stato di oscillazione, ingrandendo continuamente un segnale sinusoidale alla frequenza  $f$ .

La potenza raggiunge un valore determinato che resta costante e che dipende dalle caratteristiche del montaggio e dell'alimentazione.

È necessario che per oscillare il segnale amplificato che appare su  $L_1 C_1$ , sia in fase con il segnale esistente, in modo che l'ampiezza dei due segnali che si sommano diventa più grande.

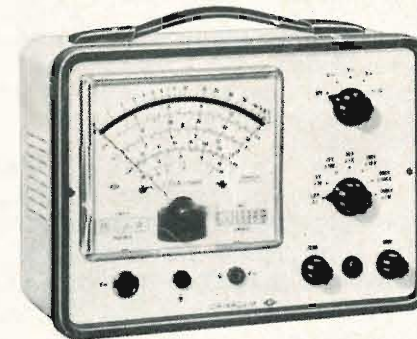
Bisogna supporre che il circuito di  $T_1$  montato come amplificatore sia anche inversore, come nel caso di un transistor montato a emettitore comune. Di conseguenza si deve fare in modo che  $L_2$  sia avvolta in senso inverso di  $L_1$ . In questo caso, i segnali avranno la forma di quelli raffigurati in fig. 3.

Il segnale presente nella bobina  $L_1$  è quello rappresentato nella fig. 3A<sub>1</sub>, mentre il segnale indotto nella bobina  $L_2$  è raffigurato in fig. 3A<sub>2</sub>; come si può notare esso è inverso rispetto al precedente e cioè quando uno aumenta l'altro diminuisce.



presenta:

## NUOVO VTVM 1001



Resistenza d'ingresso  
22 MΩ cc - 1 MΩ ca

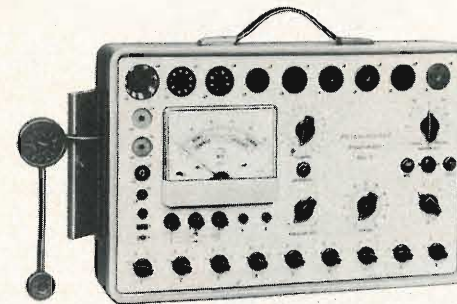
### ACCESSORI SUPPLEMENTARI:

Puntale per alta tensione mod. AT. 1001 per misure fino a 30 KVcc.  
Resistenza d'ingresso globale, con puntale inserito 2200 MΩ, fattore di moltiplicazione 100.  
Portate: 190 - 500 - 1500 - 5000 - 15.000 - 50.000 V (30 KVmax).

Puntale alta tensione  
AT-1001



## Provavalvole e provatransistori 891



## Oscilloscopio 330 da 3" per impieghi generali.

SCATOLA in metallo grigio munita di maniglia. Dimensioni mm 195 x 125 x 295. Peso g 3300.  
AMPLIFICATORE VERTICALE: campo di frequenza nominale da 20 Hz a 3 MHz ± 1 dB; resistenza d'ingresso 10 MΩ e 15 pF in parallelo sulla portata x10, 1 MΩ e 50 pF in parallelo sulla portata x1; massima tensione applicabile all'ingresso 300 V pp.; sensibilità 30 mV efficaci/cm.

AMPLIFICATORE ORIZZONTALE: campo di frequenza nominale da 20 Hz a 50 KHz ± 1 dB; resistenza d'ingresso 1 MΩ; sensibilità 500 mV efficaci/cm.

ASSE DEI TEMPI: da 20 Hz a 25 KHz in 5 gamme con generatore interno.

SINCRONIZZAZIONE interna, esterna ed alla frequenza rete.

COMANDI DI CENTRATURA orizzontale e verticale.

TENSIONE DI CALIBRAZIONE incorporata da 1 V pp.

ALIMENTAZIONE con cambiotensione universale da 110 a 220 V. 50 Hz. Potenza assorbita 35 W.

VALVOLE e SEMICONDUITORI IMPIEGATI: n. 1 tubo a raggi catodici DG7-32, n. 2 ECF 80, n. 1 EF 80, n. 1 ECC 81, n. 1 EZ 80 e n. 2 diodi al germanio OA95.

CONSTRUZIONE semiprofessionale con componenti di prima qualità.

ACCESSORI IN DOTAZIONE: puntali di misura e istruzioni dettagliate per l'impiego.

Filiali: 20122 Milano: Via Cosimo del Fante 14 - Tel. 83.33.71 • (Munchen) 8192 GARTENBERG - Edelweissweg 28  
Per informazioni richiedetei fogli particolareggiati o rivolgetevi presso i rivenditori radio TV

## Voltmetro elettronico di precisione ad alta sensibilità.

SCATOLA in metallo bicolore grigio, munita di maniglia, cornice in polistirolo antiurto. Dimensioni mm 240 x 170 x 105. Peso g 2100.

QUADRANTE a specchio antiparallasse con 5 scale a colori; indice a cottello; vite esterna per la correzione dello zero. Flangia « Cristallo » gran luce in metacrilato.

STRUMENTO Cl. 1,5, 200 μA, 500 Ω, tipo a bobina mobile e magnete permanente.

COMMUTATORI di misura e di portata per le varie inserzioni.

CIRCUITO a ponte bilanciato con doppio triodo.

VOLTMETRO ELETTRONICO in cc.: resistenza d'ingresso 22 MΩ costante su tutte le portate. Precisione ± 2,5%.

VOLTMETRO ELETTRONICO in ca.: resistenze d'ingresso 1 MΩ con 30 pF in parallelo; campo nominale di frequenza da 25 Hz a 100 KHz ± dB; letture in volt efficace ed in volt piccolo. Precisione ± 3,5%.

OHMMETRO ELETTRONICO per la misura di resistenza da 0,2 Ω a 1000 MΩ; valore di centro scala 10; alimentazione con pila interna. Precisione ± 2,5%.

CAPACIMETRO BALISTICO da 500 pF a 0,5 F. Alimentazione a pila interna.

DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

ALIMENTAZIONE con cambio tensione universale da 110 V a 220 V 50 Hz. Potenza assorbita 5,5 W.

COMPONENTI di prima qualità; resistenze a strato Rosenthal con precisione del ± 1%, valvole, semiconduttori e condensatori Philips.

VALVOLE e SEMICONDUITORI: n. 1 valvola SQ « ECC » 186, n. 2 diodi al germanio; n. 2 diodi al silicio.

CONSTRUZIONE semiprofessionale.

ACCESSORI IN DOTAZIONE: cavetto per collegamento comune di massa, puntale nero per Vcc, con resistenza incorporata cavetto schermato e spina per jack, puntale rosso per Vca e Ohm; istruzioni dettagliate per l'impiego.

### PRESTAZIONI:

V ca	7 portate	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V
V ca (eff.)	7 portate	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V
V ca (p. p.)	7 portate	4 - 14 - 40 - 140 - 400 - 1400 - 4000 V
Output in dB	7 portate	da -20 a +65 dB
Ohmmetro	7 portate	1 - 10 - 100 KΩ - 1 - 10 - 100 - 1000 MΩ
Cap. balistico	6 portate	0,5 - 5 - 50 - 500 - 5000 μF - 0,5 F

Sonda per radiofrequenza mod. RF. 1001 con campo nominale di misura da 1 KHz a 250 MHz. Letture in volt efficace; massima tensione e radiofrequenza 15 V di picco; condensatore di blocco per 500 Vcc.

Sonda radio frequenza  
RF-1001



Siccome il tubo  $T_1$  inverte il segnale che viene ad esso applicato, il segnale amplificato  $A_3$  varia nello stesso senso di  $A_1$  a causa delle due inversioni. Il segnale  $A_3$  si aggiunge al segnale già esistente  $A_1$  e di conseguenza si ottiene un segnale  $A_4$  maggiore di  $A_1$ .

Proseguendo nel nostro studio si potrà constatare che il tubo deve funzionare in modo tale che il circuito  $L_1 C_1$  sia smorzato.

Nel funzionamento normale si può considerare che una resistenza  $R_1$  sia collegata in serie a  $L_1$  e quindi sia la causa della dispersione del segnale che era generato nel circuito  $L_1 C_1$  al momento del collegamento dell'alimentatore. Lo smorzamento è fornito dal tubo che crea una

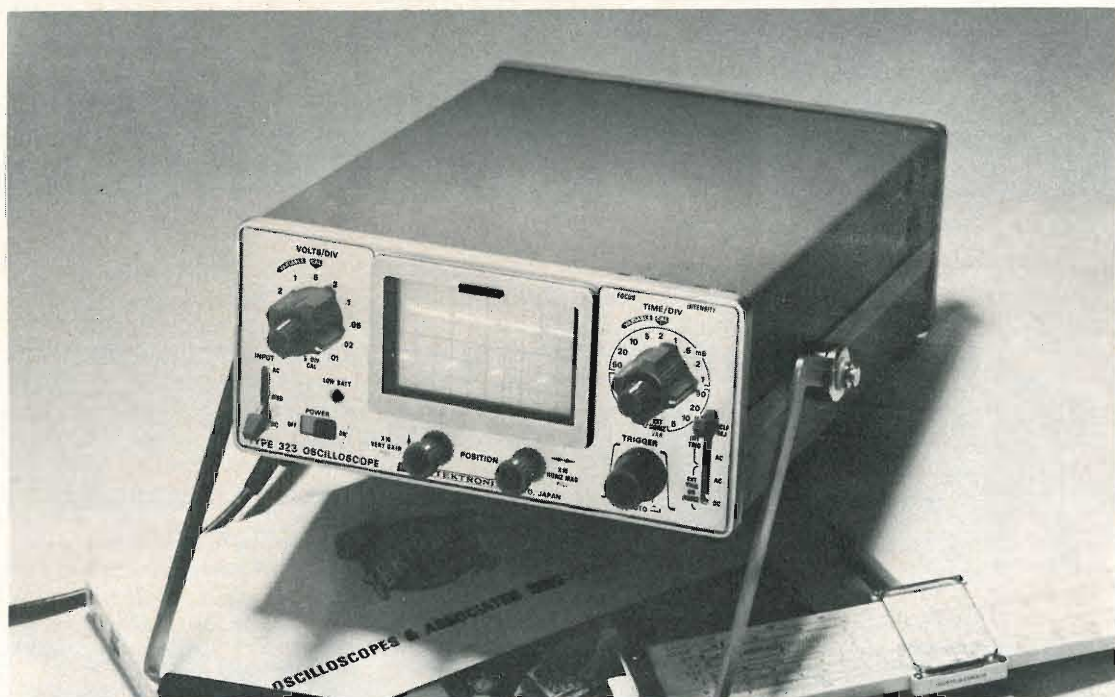
specie di resistenza negativa  $R_1$  che compensa la resistenza positiva.

Si deve tener presente al contrario che se la bobina  $L_2$  viene avvolta in senso contrario a quello normale non si genererà più alcuna oscillazione.

Si deve fare in modo che l'accoppiamento fra  $L_1$  e  $L_2$  sia sufficiente e che il guadagno del tubo abbia un valore maggiore a un limite determinato.

Per ottenere il segnale dell'oscillatore si può adottare il metodo seguente: una terza bobina  $L_3$  viene accoppiata a  $L_2$  o a  $L_1$  e ai suoi capi si ha la tensione di uscita. Un altro metodo è quello di prendere la tensione fra  $C_2$  e uno dei punti dell'alimentatore.

(Da « Le Haut - Parleur » 6709)



La Tektronix Inc. presenta un nuovo oscilloscopio portatile, tutto a stato solido, da 4 MHz. L'alimentazione può essere effettuata tramite corrente alternata (115 V - consumo 14 W) o corrente continua esterna (da 6 a 16 V - consumo inferiore ai 4,5 W).

Lo strumento, tipo 323, è provvisto inoltre di alimentazione interna, tramite batterie ricaricabili, che gli consentono un'autonomia pari ad un'intera giornata lavorativa. Le sue dimensioni ridotte, il suo peso limitato, unito al consumo estremamente basso, lo rendono naturalmente adatto alle più svariate applicazioni.

Lo strumento è fabbricato e venduto in Giappone dalla Sony-Tektronix di Tokyo; sarà inoltre diffuso in tutto il mondo dai distributori Tektronix Inc.

# TRASFORMATORE D'USCITA DI RIGA TIPO AT 2036

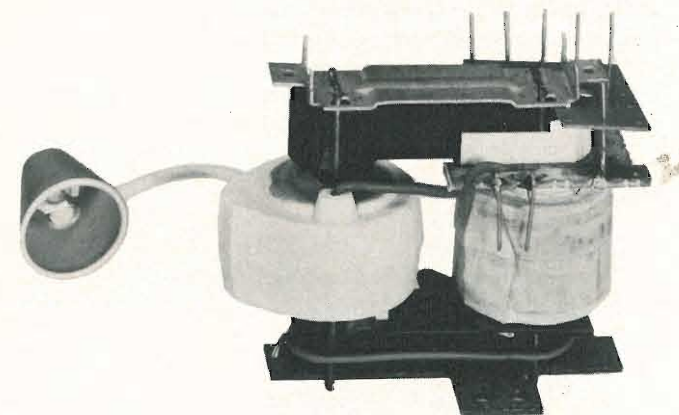
**NUOVI  
COMPONENTI**

È un nuovo trasformatore d'uscita di riga destinato a lavorare con la finale PL 504 e la raddrizzatrice dell'EAT DY 802. Può essere montato sia su telaio metallico che su circuito stampato. L'EAT è stabilizzata a 18 kV.

Questo trasformatore d'uscita è stato progettato per fornire la tensione di scansione richiesta dai cinescopi da 19" e 23" montati su televisori funzionanti secondo lo standard CCIR (625 righe per

MG/2010-00, il regolatore della linearità AT 4042/02, n. G.B.C. MG/0598-04 la valvola finale di riga PL 504, la valvola raddrizzatrice dell'E.A.T. DY 802 e il diodo di booster PY 88. L'E.A.T. è stabilizzata a 18 kV.

Fig. 1 - Trasformatore d'uscita di riga AT 2036 (3122.108.32410), per ricevitori a valvole n. G.B.C. ME/1970-00.



quadro e 50 quadri al secondo) oppure secondo lo standard americano (525 righe per quadro e 60 quadri al secondo). Deve essere impiegato in combinazione con l'unità di deflessione AT 1040 n. G.B.C.

## Costruzione

Il circuito magnetico del trasformatore è formato da un nucleo di FXB a U e da un nucleo di FXB a I.

L'avvolgimento primario (5-8) e gli avvolgimenti secondari (1-2) e (3-4) si trovano immersi in resina poliesteri e sono montati su una gamba del nucleo ad U (fig. 2).

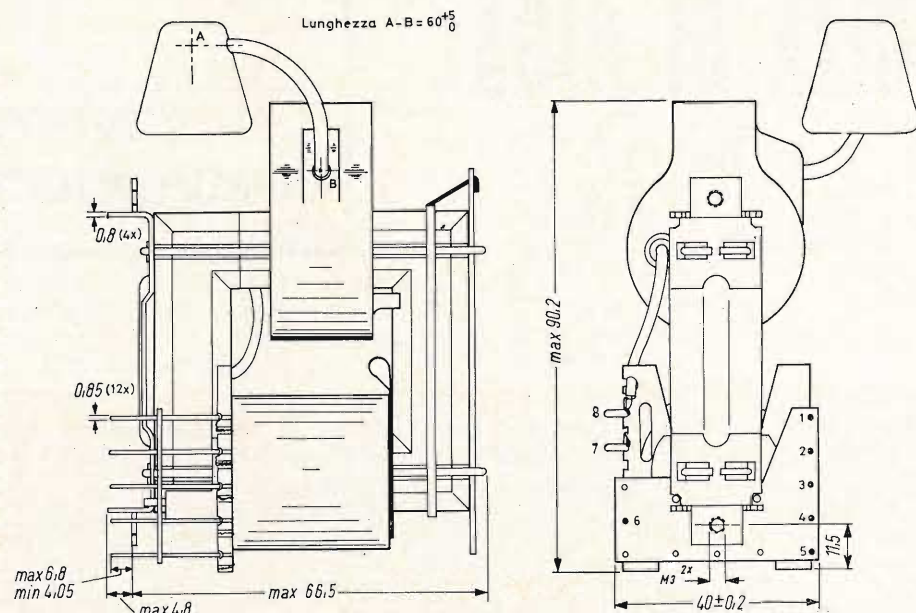


Fig. 2 - Dimensioni in mm del trasformatore di riga AT 2036 (3122.108.32410).

L'avvolgimento per l'E.A.T. è stato incapsulato in resina poliesteri e collocato sull'altra gamba del nucleo.

Per il montaggio sullo chassis, il trasformatore è munito di quattro piedini e di due fori filettanti. Il collegamento con lo stadio finale di riga e con gli altri circuiti viene effettuato mediante terminali stagnati disposti come indicato in fig. 1.

### Dati elettrici (fig. 3)

Questi dati elettrici sono stati misurati con un carico di booster di 1 mA (terminale 5), con un condensatore da 100 pF inserito tra i terminali (1) e (4) e con un condensatore C 4 con valore di 220 pF.

Corrente del fascetto <sup>1)</sup>	200 $\mu$ A
Tensione di alimentazione <sup>2)</sup>	240 V
Tensione di booster (tensione rialzata)	640 V (240 + 640 = 880 V)
Tensione E.A.T.	17,6 kV
Sovrascansione <sup>1)</sup>	9%
Stabilità fino a	190 V
Tempo di ritorno	16%
Resistenza interna di E.A.T.	$\leq 4,5 \text{ M}\Omega$

### PY 88

Corrente media di booster	115 mA
Corrente di picco di booster	280 mA
Corrente di booster alla fine della scansione	30 mA
Tensione catodica di picco	5,2 kV

### PL 504

Tensione anodica di picco	7 kV
Corrente anodica di picco	230 mA
Tensione media di griglia schermo	240 V
Corrente media di griglia schermo	15 mA
Dissipazione anodica	9,2 W
Dissipazione della griglia schermo	3,5 W

(1) Un aumento della corrente del fascetto di 200  $\mu$ A produce un aumento massimo dell'ampiezza del 2%.

(2) Resistenza interna dell'alimentatore = 250  $\Omega$ .

Il nucleo del trasformatore non deve essere lasciato « sospeso » ma deve essere collegato allo chassis.

### Caratteristiche che deve possedere l'impulso di pilotaggio della PL 504

Il tempo di interdizione deve essere almeno il 19% a — 100 V.

Il picco di tensione deve essere maggiore di — 120 V.

La pendenza del fronte anteriore dell'impulso di pilotaggio deve essere inferiore a 2  $\mu$ s per 100 V.

La forma dell'impulso di pilotaggio durante il periodo di conduzione della PL 504

Il massimo carico ammissibile sul trasformatore, (incluso il carico del booster ma escluso il carico della VDR del circuito stabilizzatore) non deve superare 2,5 W. Questo carico corrisponde ad un aumento di corrente di circa 15 mA.

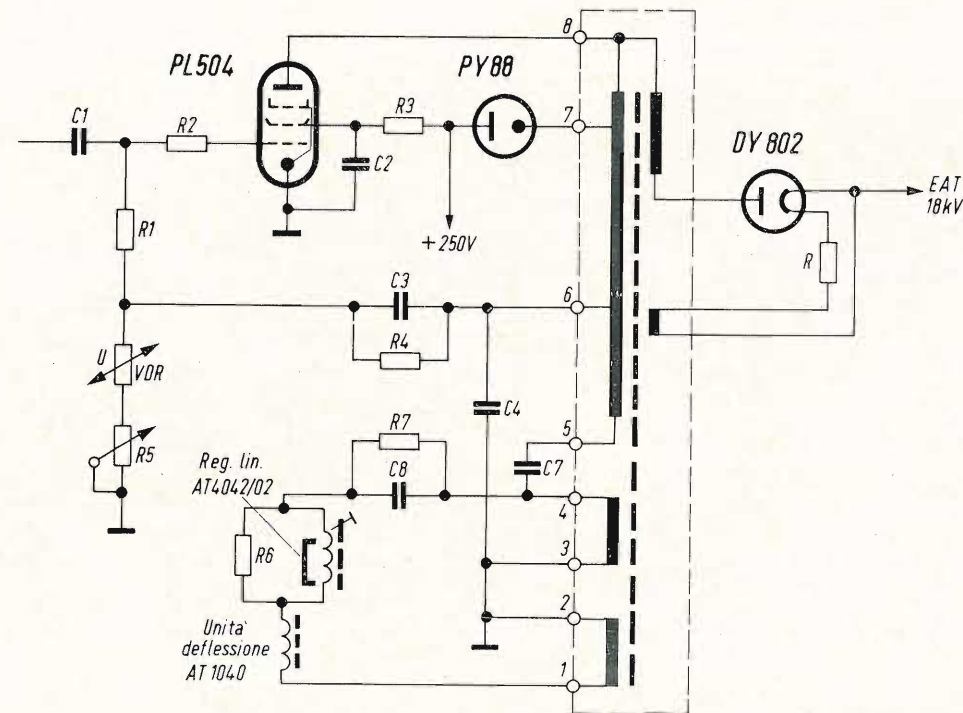


Fig. 3 - Circuito d'impiego del trasformatore di riga AT 2036 (3122.108.32410), con valvola DY 802.

### COMPONENTI

C <sub>1</sub> = 4700 pF ceramico	R <sub>1</sub> = 2,2 M $\Omega$ , 1200 V <sub>p-p</sub>
C <sub>2</sub> = 22000 pF ceramico	R <sub>2</sub> = 1000 $\Omega$ , 1/4 W
C <sub>3</sub> = 270 pF ceramico 1000 V <sub>cc</sub>	R <sub>3</sub> = 2200 $\Omega$ , 2 W <sup>4)</sup>
C <sub>4</sub> = 0-470 pF ceramico 2000 V <sub>p-p</sub> , regolazione ampiezza	R <sub>4</sub> = 10 M $\Omega$ , 1200 V <sub>cc</sub>
C <sub>7</sub> = 27000 pF carta, 1300 V. condensatore di booster	R <sub>5</sub> = 0,5 M $\Omega$ , potenziometro per regolazione tensione del booster
C <sub>8</sub> = 0,27 $\mu$ F (5%) correzione a « S » <sup>3)</sup>	R <sub>6</sub> = 1500 $\Omega$ , 1 W
	R <sub>7</sub> = 2700 $\Omega$ , 1 W
	VDR = 2322.564.90014 (910 V)

deve essere tale che la corrente del booster alla fine della scansione (misurata con una corrente del fascetto zero) non si annulli.

(3) La larghezza dell'immagine dipende da questo valore.

(4) Con tensione di alimentazione bassa, la dissipazione può superare 1 W.

### Altre condizioni per il corretto funzionamento del trasformatore

Il funzionamento del trasformatore è influenzato dai componenti che lo circondano. Le variazioni delle caratteristiche elettriche prodotte dalla presenza vicino al trasformatore di componenti, schermi

e dal cablaggio possono essere compensate fino ad un certo valore mediante opportuna scelta del valore del condensatore  $C_4$ .

L'unità di deflessione è collegata al secondario separato dal primario dal conden-

### Montaggio del trasformatore

Il trasformatore può essere montato sia su circuito stampato che su telaio meccanico. Su quest'ultimo si dovranno praticare i fori e un'apertura come indicato in fig. 5a. Il trasformatore viene fissato me-

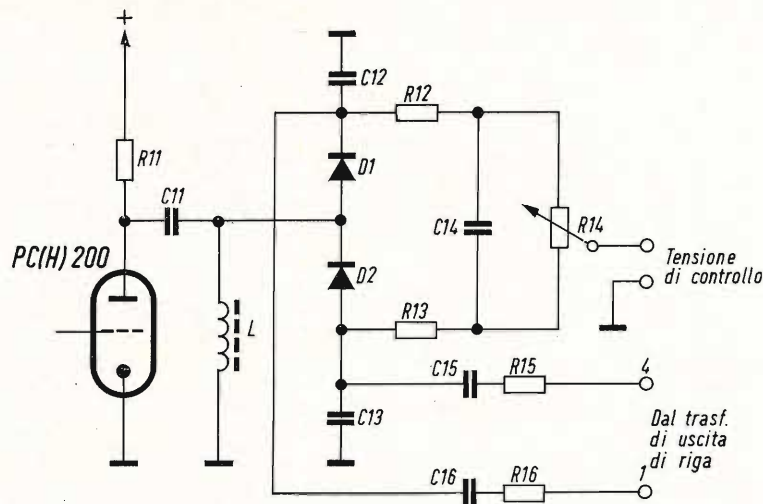


Fig. 4 - Circuito comparatore di fase da usare con il trasformatore AT 2036 (3122.108.32410).

#### COMPONENTI

$C_{11}$  = 6800 pF, ceramico  
 $C_{12}, C_{13}$  = 1000 pF, ceramico  
 $C_{14}$  = 0,1  $\mu$ F, poliestere  
 $C_{15}, C_{16}$  = 120 pF, ceramico

$R_{11}$  = 10 k $\Omega$ , 1/2 W  
 $R_{12}, R_{13}$  = 39 k $\Omega$ , 1/4 W  
 $R_{14}$  = 5 M $\Omega$ , potenziometro trimmer  
 $R_{15}, R_{16}$  = 15 k $\Omega$ , 1/4 W  
 $L$  = 25-35 mH, choke  
 $D_1, D_2$  = OA202

satore di booster  $C_7$ . Gli impulsi per lo spegnimento di riga, per la sincronizzazione e per altri impieghi debbono essere prelevati direttamente dai collegamenti dell'unità di deflessione.

In questo trasformatore non ci sono avvolgimenti ausiliari. In fig. 4 è riportato lo schema di un circuito comparatore di fase per la sincronizzazione dell'oscillatore di riga.

Se occorre alimentare qualche circuito del televisore con la tensione continua di booster, (tensione rialzata) si dovrà provvedere a filtrare quest'ultima per eliminare la componente a parabola e i picchi di ritorno presenti in essa.

dante due viti da 3 mm. I piedini di montaggio possono essere ripiegati o saldati.

Se il trasformatore viene montato su circuito stampato viene anche in questo caso fissato mediante i quattro piedini e le due viti da 3 mm. In fig. 5 b è indicata la posizione dei piedini di montaggio su un circuito stampato con fori con passo di 0,1".

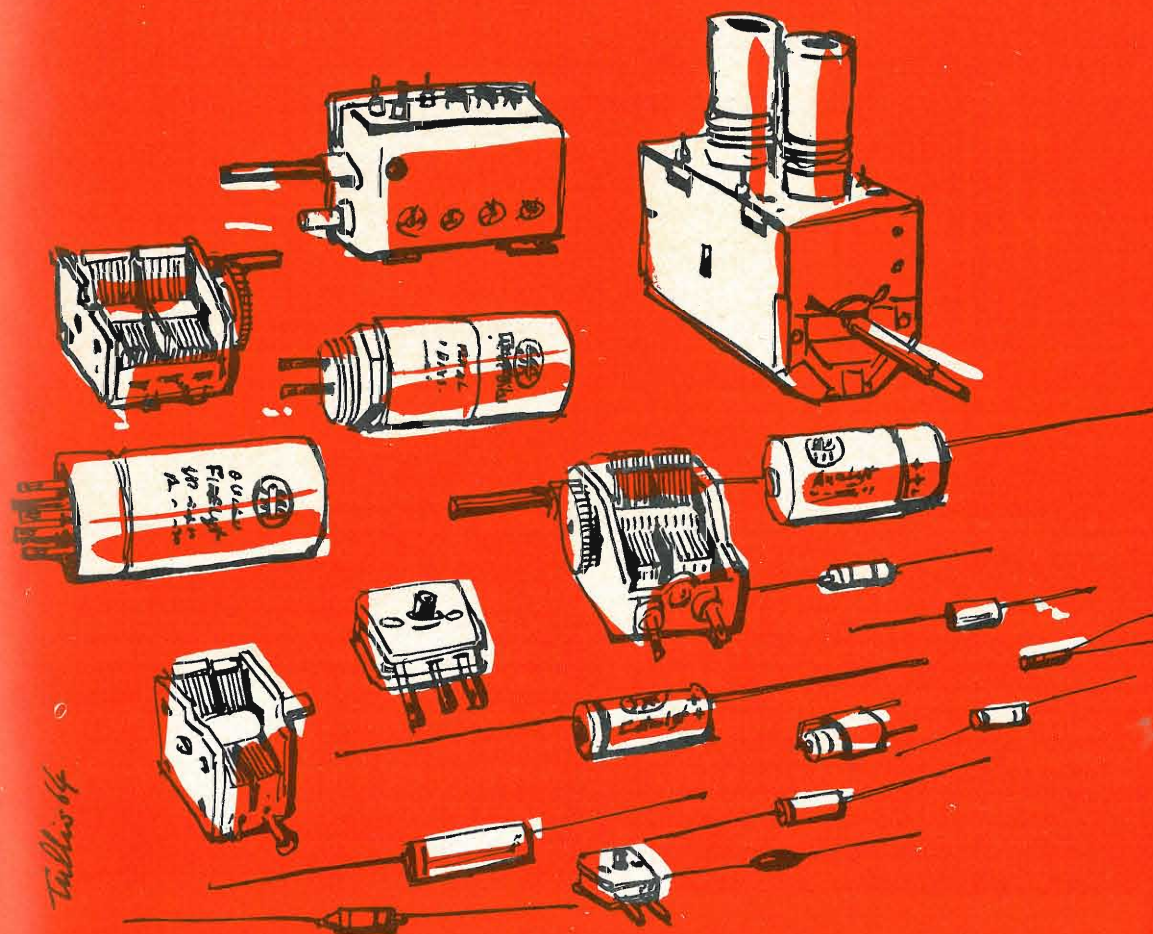
I collegamenti alle valvole PL 504 e PY 88 possono essere saldati, come gli altri collegamenti, alla piastra del circuito stampato. Se sono piegati in alto (come appunto vengono forniti) essi si prestano molto bene ad essere saldati direttamente ai cappucci anodici di queste valvole.

**cf**  
 C.S.F. COMPONENTI ITALIA

# DUCATI

## ELETTROTECNICA

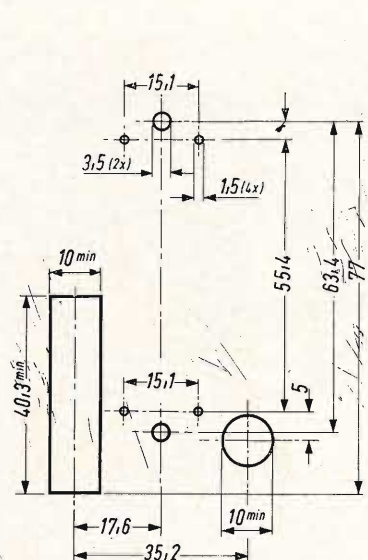
### componenti per radio e televisione



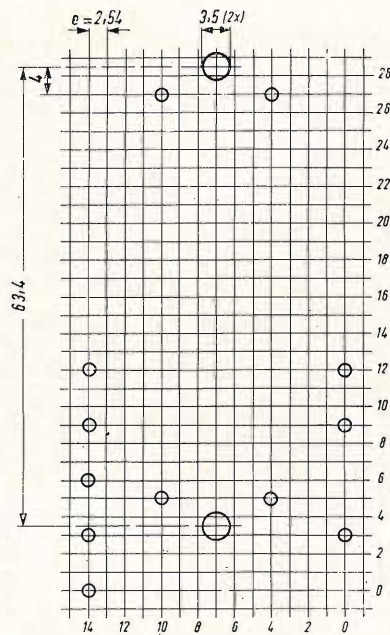
**DUCATI** elettrotecnica **MICROFARAD**

Tra il trasformatore e i circostanti componenti e schermi debbono essere mantenute determinate distanze come qui sotto specificato.

— La distanza radiale tra la bobina dell'E.A.T. e qualsiasi parte metallica piana (priva di spigoli vivi) deve essere almeno di 25 mm.



a)



b)

Fig. 5 - Foratura per il montaggio del trasformatore AT 2436 (3122.108.32410): a) su telaio metallico; b) su piastra di circuiti stampati.

- La distanza assiale dalla bobina dell'E.A.T. deve essere almeno di 15 mm.
- La distanza dal cappuccio e dal cavo dell'E.A.T. deve essere almeno di 25 mm.
- La distanza tra l'avvolgimento primario e qualsiasi parte metallica piana e lucida deve essere almeno di 10 mm.
- La distanza tra lo spigolo superiore dello zoccolo della DY 802 e l'avvolgimento primario deve essere almeno di 7 mm.

#### Altre precauzioni da prendere

Nel dimensionare la basetta del circuito stampato o lo chassis cablato a mano si

dovrà tener presente che nei punti sottoindicati gli impulsi di tensione hanno i seguenti valori:

Terminale (1): — 500 V<sub>pp</sub>.

Terminali (5), (4): + 500 V<sub>pp</sub>.

Terminale (6): + 1100 V<sub>pp</sub>.

La capacità dei conduttori che collegano i cappucci della PL 504 e della PY 88 deve essere inferiore a 2 pF<sup>1)</sup>.

La temperatura di funzionamento delle bobine del trasformatore e del nucleo non deve superare i 95 °C nelle peggiori condizioni di funzionamento e cioè:

- con sovratensione
- pressione atmosferica bassa (elevate altitudini) e quindi scarso raffreddamento per convezione
- temperatura dell'ambiente elevata (fino a 45 °C).

Mediante uno schermo metallico si dovrà impedire che il calore proveniente dagli anodi della PL 504 e della PY 88 possa investire il trasformatore e il cavo del filamento della valvola E.A.T.

Se questo schermo è fatto di materiale isolante dovrà essere posto ad almeno 15 mm dalle bobine.

Intorno al trasformatore dovrà essere prevista una discreta circolazione di aria fresca.

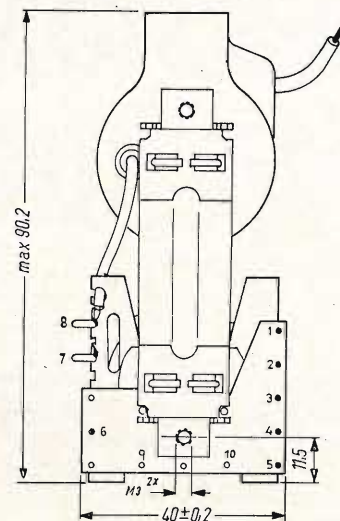


Fig. 6 - Variante del trasformatore con l'aggiunta dei piedini 9 e 10.

Lo zoccolo della DY 802 non deve essere esposto alla radiazione di calore proveniente dalla PL 504 e dalla PY 88.

Il cavo per l'accensione del filamento della DY 802 deve poter sopportare una temperatura di 95 °C senza il rischio che il conduttore interno di rame possa danneggiare il rivestimento isolante nel caso il cavo sia sottoposto a trazione o sollecitazioni meccaniche di qualsiasi specie. Un tubetto di p.v.c. è sufficiente.

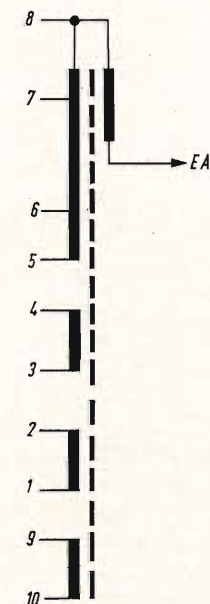


Fig. 7 - Variante del trasformatore con avvolgimento ausiliario fra i piedini supplementari 9 e 10.

#### Appendice

Il trasformatore di riga 3122.108.32410 può essere fornito nelle seguenti varianti:

- 1) Corredato di zoccolo per DY 802, filamento di accensione e cavo EAT per collegamento al cinescopio.
- 2) Corredato di diodo al selenio per 18 kV e cavo EAT; il tutto fissato al trasformatore con clips in materiale plastico.
- 3) Le due versioni come ai punti 1) e 2), ma con avvolgimento ausiliario da 70 V<sub>pp</sub>, fra i piedini supplementari 9 e 10.

ROMA



**GBC**  
eletttronica

Largo Frassinetti 12-13-14  
00182 - ang. Via Bobbio 76  
Telef. 753189 - 752920



**NUOVI  
COMPONENTI**

# UNITÀ DI DEFLESSIONE AT 1040

È una unità di deflessione notevolmente semplificata e di ridotte dimensioni. ha un buon rendimento e fornisce un raster pressoché esente da distorsioni di geometria.

Questa unità di deflessione è stata progettata per essere impiegata con cinescopi da 110° (114°) con diametro del collo di 28 mm. L'unità può essere pilotata dal trasformatore di riga AT 2036 (3122.108.32410), n. G.B.C. ME/1970-00 nei televisori equipaggiati con valvole mentre per i televisori transistorizzati può essere pilotata dal trasformatore AT 2045 n. G.B.C. ME/1930-00.

Il trasformatore di uscita di quadro standard è l'AT 3513 (3122.107.31740) n. G.B.C. MT/0920-00 che può essere usato sia nei televisori a valvole che in quelli a transistori.

Il controllo della linearità viene effettuato mediante l'unità AT 4042/02.

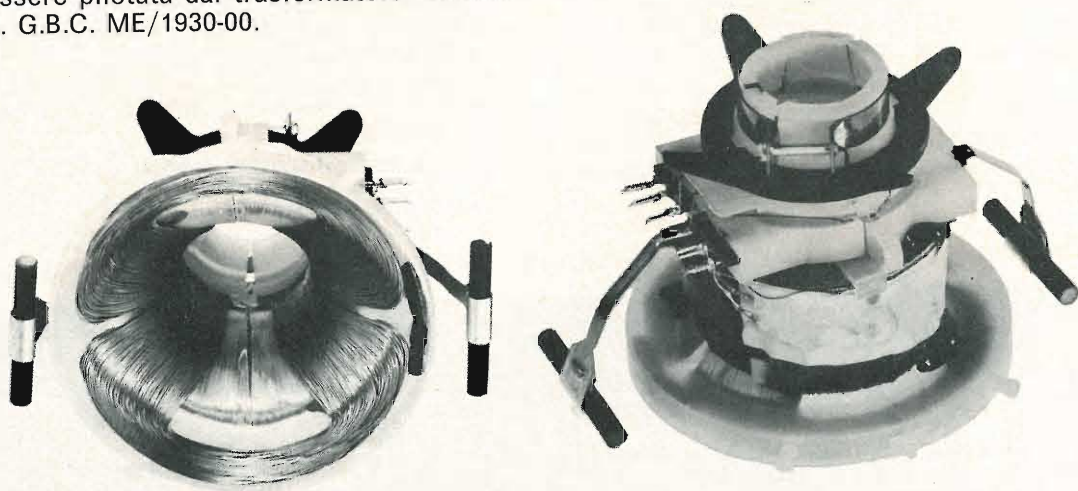


Fig. 1 - Unità di deflessione AT 1040 (3122.107.31380) n. G.B.C. MG/2010-00

## Costruzione

Le bobine per la deflessione di quadro sono avvolte su un anello di ferrocube leggermente svasato per permettere la coincidenza dei centri di deflessione di quadro e di riga.

## Montaggio

L'unità deve essere montata più avanti possibile sul collo del cinescopio fino a toccare il cono del cinescopio medesimo. I collegamenti ai circuiti degli stadi finali rispettivamente di riga e di quadro ven-

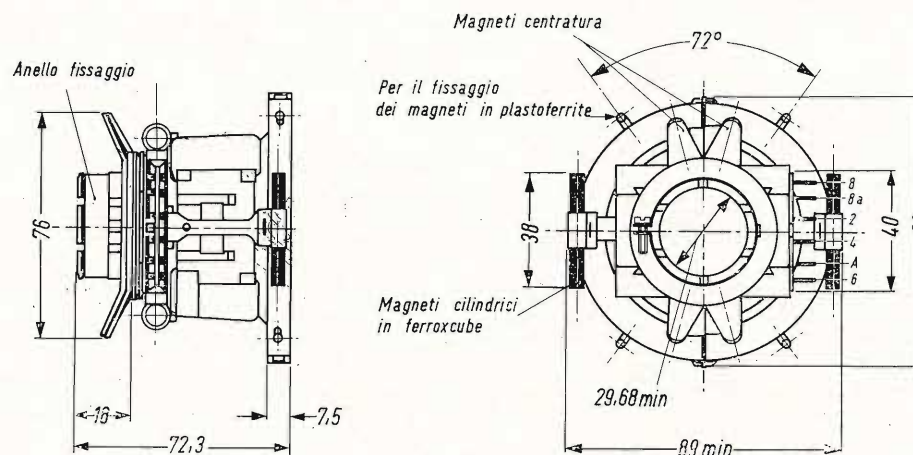


Fig. 2 - Dimensioni d'ingombro in mm.

In serie alle bobine di quadro viene collegato un resistore NTC (33 Ω) in parallelo al quale si trova un resistore lineare (27 Ω). Entrambi i resistori sono incorporati nell'unità di deflessione e servono a compensare le variazioni di resistenza delle bobine di quadro prodotte dall'aumento della temperatura in condizioni di funzionamento.

Negli stadi finali di quadro nei quali per linearizzare la tensione a dente di sega viene impiegata una controreazione di tensione, la suddetta combinazione resistore NTC/resistore lineare permette di ottenere una corrente di deflessione costante e di conseguenza una costante altezza dell'immagine anche quando le bobine raggiungono la temperatura di 100°C. Per gli stadi finali di quadro nei quali la linearizzazione del dente di sega della tensione è ottenuta mediante una controreazione di corrente esiste la possibilità di collegare direttamente le bobine di quadro all'uscita dello stadio finale di quadro escludendo i resistori di compensazione della temperatura.

gono effettuati tramite terminali presenti nell'unità medesima (fig. 2 a destra).

Per orientare correttamente il raster, l'unità può essere ruotata a mano sul collo del cinescopio. L'unità viene fissata sia radialmente che assialmente nella posizione corretta mediante un anello serrabile a vite.

## Possibilità di correzione della distorsione geometrica

### Distorsione a cuscino in senso verticale

La distorsione a cuscino lungo i bordi verticali del raster può essere corretta mediante magneti di ferroxdure a bastoncino tenuti da piccole staffe fissate sul supporto dell'unità. Una limitata correzione della distorsione a cuscino asimmetrica in senso verticale può essere ottenuta mediante disuguale rotazione di questi magneti.

### Eccentricità del cinescopio

Messa a posto la linearità della corrente di deflessione, l'eventuale eccentricità del cinescopio e dell'unità di deflessione

può essere compensata mediante due anelli scorrevoli l'uno su l'altro fatti di ferroxcube plastico. Questi anelli risultano magnetizzati in direzione del loro diametro. Ruotandoli l'uno rispetto all'altro si varia l'intensità del campo magnetico risultante. Ruotandoli tutte e due in una stessa direzione si varia la direzione del campo magnetico risultante.

Si deve tenere inoltre presente che questi magneti non debbono essere usati per correggere eventuali difetti dovuti a non linearità o ad errata fase tra sincronismo orizzontale e base dei tempi di riga. Per eliminare questi difetti la correzione richiesta dai suddetti magneti diventerebbe eccessiva, ed anche se rientrasse nel campo di possibilità dei magneti potrebbe produrre un incurvamento delle righe del raster al centro dello schermo.

Possono essere forniti, su richiesta, dei piccoli magneti in plastroferrite (catalogo numero 3122.104.94120) per la correzione degli angoli del raster.

#### Dati tecnici

Massima temperatura di funzionamento 100 °C  
 Massima tensione di picco ammessa tra i terminali delle bobine di riga e di quadro (50 Hz) 2000 V

**Bobine di riga** collegate in parallelo (vedi fig. 3a)  
 Terminali 2 e 4  
 Induttanza (ciasc. bobina) 2,1 mH ± 5%  
 Resistenza (ciasc. bobina) 3,9 Ω ± 10%  
 Corrente da picco a picco 2,82 A ± 2,5% (1)

**Bobine di quadro** collegate in serie (vedi fig. 3b)  
 Terminali 6 e 8 (presa centrale in A)  
 Induttanza 66 mH ± 10%  
 Resistenza tra i terminali 6 e 8 29 Ω ± 8%  
 Resistenza tra i terminali 6 e 8a a 25 °C 44 Ω (2)  
 Corrente da picco a picco 545 mA ± 5% (3)

(1) Riferita a un cinescopio da 23" alimentato con una EAT di 18 kV e una deviazione di 495 mm.

(2) Se si usa il trasformatore di uscita di quadro AT 3513 la variazione della resistenza complessiva del circuito è ± 0,1 Ω quando la temperatura va da 10 a 95 °C.

(3) Riferita a un cinescopio da 23" alimentato con una EAT di 18 kV e una deviazione di 390 mm.

(4) Misurata senza magneti di correzione.

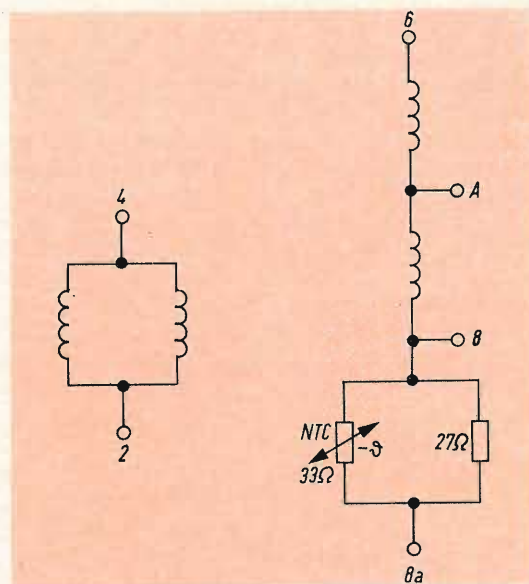


Fig. 3 - a) Collegamento delle bobine di riga; b) collegamento delle bobine di quadro.

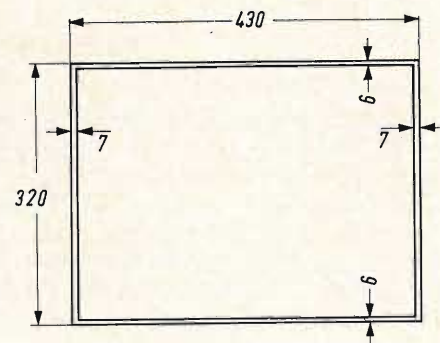


Fig. 4 - Tolleranze ammesse per la distorsione di geometria.

#### Distorsione geometrica misurata su un cinescopio da 23" alimentato con una EAT di 18 kV

Distorsione a cuscino	3,5% (4)
Distorsione a trapezio	3,5% (4)
Distorsione a botte	nessuna (4)
Assimmetria della riga	1,5% (4)
Assimmetria del quadro	1,5% (4)
Eccentricità del centro di deflessione	< 2 mm (4)
Campo di regolazione dei magneti centratori	> 5 mm di diametro < 45 mm di diametro

Distorsione della geometria (4)

Fig. 4 - I bordi del raster cadono nello spazio compreso tra i due rettangoli.

# nel giradischi automatico PHILIPS GC 028 basta premere un tasto

- il motorino si mette in moto.
- il braccio si alza, tocca il bordo del disco e a seconda del diametro dispone il pick-up sul primo solco del disco.
- terminato il disco, il braccio si alza, ritorna nella posizione iniziale e il motorino si ferma.

L'ascolto del disco può essere interrotto in qualsiasi momento premendo di nuovo il pulsante.

#### DATI TECNICI

■ Velocità: 16-33-45-78 giri/min. ■ Testina: GP 306-GP 310 ■  
 Motore: asincrono ■ Potenza assorbita: 9 w ■ Tensione d'alimentazione:  
 110 - 127 - 220 V ■ Frequenza d'alimentazione: 50 Hz ■ Peso netto: 1,9 Kg.  
 ■ Dimensioni: 328 x 236 x 88 mm.



PHILIPS s.p.a.  
 Sezione ELCOMA  
 P.zza IV Novembre, 3  
 20124 Milano  
 Tel. 6994

## CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI

# CONTROLLO DI TRANSISTOR PER ALTA FREQUENZA

Durante l'esecuzione di prototipi, lo studio di circuiti, e le operazioni di riparazione e di manutenzione di apparecchiature elettroniche di varia natura, accade sovente di dover controllare l'efficienza o le caratteristiche di funzionamento di un transistor del tipo adatto a funzionare con segnali a frequenza elevata. In questa breve nota, sulla scorta di un articolo analogo apparso su Industrial Electronics, viene descritto un metodo assai semplice mediante il quale è possibile misurare i parametri di un transistor per frequenze elevate. Dopo aver analizzato i problemi relativi alla misura della frequenza di taglio, viene descritto un circuito fondamentale per effettuare il controllo, nonché la relativa procedura.

**L**a misura dei parametri, ossia delle caratteristiche di funzionamento che un transistor presenta quando viene impiegato con segnali ad Alta Frequenza, può essere effettuata in modo assai più semplice di quanto molti tecnici pensino. Per effettuarla, è sufficiente disporre di un buon voltmetro elettronico per frequenze elevate, di un generatore avente una gamma di funzionamento adatta, e di una attrezzatura limitata, a patto però che si disponga della necessaria esperienza e di un po' di senso comune.

Con ogni probabilità, l'apparecchiatura più importante è il voltmetro, che deve presentare buone caratteristiche di sensibilità e di stabilità. Naturalmente, nell'eventualità che si disponga di un unico strumento per la prova di qualsiasi tipo

di transistor moderno, è ovvio che la sua larghezza di banda deve raggiungere la zona delle micro-onde. In particolare, l'autore si è servito di uno strumento del tipo Boonton 91D, tarato fino a 1.200 MHz, ed in grado di fornire indicazioni utili fino a ben 2.500 MHz.

Sostanzialmente, il voltmetro consiste in un amplificatore stabilizzato a corrente continua, al quale il segnale da misurare viene applicato tramite una sonda contenente un rettificatore a due semi-onde. Per consentire la prova o la registrazione col metodo semi-automatico, lo strumento presentava una uscita analogica di poco superiore ad 1 volt per la deflessione a fondo scala; la precisione dichiarata era del 3%, e le portate erano comprese tra un minimo di 300  $\mu$ V ed un massimo di 3 V.

## MISURA DELLA FREQUENZA DI TAGLIO

L'applicazione più ovvia dei metodi ad Alta Frequenza per la prova dei transistori consiste nella misura della frequenza di taglio. Si tratta di un'operazione che non è così semplice come potrebbe sembrare a tutta prima, in quanto il fattore  $f_{\alpha}$  (ossia il parametro normalmente

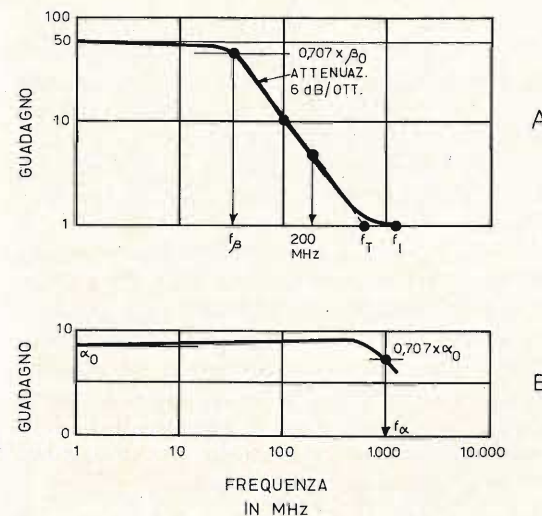


Fig. 1 - Grafico illustrante le caratteristiche di guadagno in funzione della frequenza di un transistor tipico, in prossimità della frequenza di taglio. Il transistor al quale ci riferiamo presenta un valore di  $f_{\alpha}$  pari approssimativamente a 1.000 MHz.

fornito nei dati caratteristici di ogni transistor (e può essere assai difficile e perfino impossibile da misurare direttamente).

Il problema può essere affrontato considerando in primo luogo la figura 1, che illustra in funzione della frequenza le caratteristiche di guadagno fornite da un transistor intorno alla frequenza di taglio. In questo grafico possiamo osservare che:

$\alpha (f_{\beta})$  = guadagno di corrente nel circuito con base a massa e per frequenze basse, con collettore cortocircuitato

$\beta (h_{fe})$  = guadagno di corrente con un emettitore a massa e con segnali a frequenza bassa, con collettore cortocircuitato

- $f_{\alpha}$  = frequenza in corrispondenza della quale il fattore  $\alpha$  diminuisce fino ad assumere un valore pari a  $0,707 \times \alpha_0$ .
- $f_{\beta}$  = frequenza in corrispondenza della quale il fattore  $\beta$  diminuisce fino ad assumere il valore di  $0,707 \times \beta_0$ .
- $f_1$  = frequenza in corrispondenza della quale il fattore  $\beta$  diminuisce fino a raggiungere l'unità
- $f_T$  = valore di frequenza proiettato sull'asse delle ascisse, in corrispondenza del quale il fattore  $\beta$  diminuisce fino a raggiungere l'unità

Il parametro al quale siamo direttamente interessati è  $f_{\alpha}$ ; supponiamo perciò che — nel caso del transistor al quale ci riferiamo — esso presenti un valore di 1.000 MHz. Sebbene tale frequenza non possa essere considerata elevata da parte di un tecnico che si occupa di micro-onde, è agli effetti pratici più che elevata per introdurre gravi complicazioni quando si cerca di eseguire misure precise nei confronti di un transistor. Infatti, quando i problemi relativi all'irradiazione, agli accoppiamenti parassiti ed alle onde stazionarie sono stati risolti nel modo migliore possibile, cominciano le vere e proprie difficoltà.

In qualsiasi transistor,  $\alpha$  presenta un valore inferiore all'unità; ciò significa che — se desideriamo evitare di sovraccaricare il dispositivo a causa dell'applicazione di un segnale di ingresso di ampiezza eccessiva — il segnale misurabile all'uscita è di minima entità. Ciò premesso, dobbiamo anche ammettere che la misura precisa di un segnale a basso livello è sempre piuttosto complessa, in quanto i vari fenomeni di natura parassitaria possono facilmente alterare le grandezze in gioco. Oltre a ciò, naturalmente, le suddette difficoltà diventano tanto più rilevanti quanto più elevata è la frequenza.

Supponiamo ora di aver già risolto tutte le difficoltà di cui sopra, e di essere in grado di effettuare la misura con sufficiente precisione; ciò fatto, urtiamo inevitabilmente contro un ostacolo che non

può assolutamente essere rimosso. Con l'aumentare della frequenza del segnale, il fattore  $\alpha$  diminuisce. Tuttavia — contemporaneamente — l'accoppiamento tramite le impedenze parassite internamente al dispositivo diventa più efficace, il che, in un certo senso, si contrappone alla riduzione del fattore  $\alpha$ . Gli eventuali ulteriori aumenti del valore della frequenza determinano un accoppiamento ancora più efficace attraverso le impedenze parassite, ed inoltre — in un transistor per frequenze elevate — l'uscita diventa costante e comincia persino ad aumentare prima che venga raggiunto il valore di frequenza  $f_{\alpha}$ . In tali circostanze,  $f_{\alpha}$  non può essere misurata direttamente.

Fortunatamente, è possibile eseguire le misure facendo funzionare il transistor sotto prova nel circuito con emettitore a massa. In tali condizioni, il guadagno di corrente può assumere qualsiasi valore compreso tra 20 ed oltre 300, a seconda del tipo di transistor, e ciò ci permette di eseguire misure ad un livello assai più comodo. In secondo luogo, le misure possono essere eseguite con un segnale a frequenza inferiore, per cui le esigenze relative alle apparecchiature di misura diventano meno impegnative. Infine, il vantaggio principale consiste nel fatto che non si tenta più di eseguire la misura di un parametro che non esiste in pratica.

Osservando nuovamente il grafico di figura 1, possiamo notare che, al di sopra del fattore  $f_{\beta}$ , il guadagno di corrente con emettitore a massa diminuisce di 6 dB per ottava entro un'ampia gamma di frequenze. Se noi estendiamo questa parte rettilinea della curva fino a raggiungere la linea corrispondente al guadagno di corrente unitario, individuiamo il punto  $f_T$ , che rappresenta appunto la proiezione sull'asse delle ascisse del valore di frequenza in corrispondenza del quale il fattore  $\beta$  raggiunge l'unità.

Fin dal 1957 sappiamo che  $f_T$  ed  $f_{\alpha}$  sono del medesimo ordine di grandezza; di conseguenza, se ci è possibile misurare  $f_T$ , ci è del pari possibile misurare  $f_{\alpha}$ . Tuttavia  $f_T$  non può essere misurata direttamente, in quanto si tratta di

un valore di frequenza proiettato sull'asse delle ascisse, e non di un parametro vero e proprio. Se si misura il valore di  $f_1$ , ciò non rappresenta una soluzione, in quanto tale valore differisce notevolmente da  $f_T$ , ed implicherebbe nuovamente la necessità di eseguire misure precise con bassi livelli del segnale, e con frequenze elevate.

Tuttavia, non è indispensabile eseguire la misura diretta di  $f_T$ , in quanto — partendo dal presupposto che le misure vengano effettuate lungo la curva di attenuazione di 6 dB per ottava —  $f_T$  rappresenta il prodotto tra  $h_{fe}$  e la frequenza in corrispondenza della quale tale parametro è stato misurato (ossia  $f$ ). Il metodo consiste nel determinare il valore di  $h_{fe}$  in corrispondenza di due frequenze distanti tra loro di un'ottava. Se i valori misurati differiscono di un fattore pari a 2:1, in tal caso entrambi le misure sono state effettuate sulla parte corretta della curva, per cui il valore di  $f_T$  può essere calcolato partendo da uno qualsiasi dei suddetti due valori.

Riferendoci ancora una volta al grafico di figura 1, osserviamo che esso rappresenta la curva tipica di un transistor del tipo 2N2098, che presenta un valore di  $f_{\alpha}$  pari a 1.000 MHz. La curva illustra anche che  $h_{fe}$  a 100 MHz è pari a 10, e che con una frequenza di 200 MHz,  $h_{fe}$  è invece pari a 5. Dal momento che la frequenza di 200 MHz si trova esattamente un'ottava al di sopra della frequenza di 100 MHz (in quanto la prima frequenza ha un valore doppio di quello della seconda) queste due misure soddisfano le condizioni precisate. In corrispondenza della frequenza inferiore, abbiamo che:

$$f_T = h_{fe} \times f = 10 \times 100$$

e, con una frequenza di 200 MHz, abbiamo che:

$$f = 5 \times 200.$$

Entrambi questi calcoli permettono di attribuire ad  $f_T$  (ossia ad  $f_{\alpha}$ ) un valore di 1.000 MHz, il che permette di accertare il suddetto parametro nei confronti di questo tipo di transistor.

# NOVO Test

## BREVETTATO

MOD. TS 140 20.000  $\Omega/V$  in c.c.  
e 4.000  $\Omega/V$  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 $\mu$ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate	250 $\mu$ 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 $\Omega$
FREQUENZA	1 portata	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	7 portate	1,5V (condens. ester.) - 15V - 50V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate	da -10 dB a +70 dB
CAPACITA'	4 portate	da 0 a 0,5 $\mu$ F (aliment. rete) da 0 a 50 $\mu$ F - da 0 a 500 $\mu$ F - da 0 a 5000 $\mu$ F (alimentaz. batteria)

MOD. TS 160 40.000  $\Omega/V$  in c.c.  
e 4.000  $\Omega/V$  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 $\mu$ A - 50 $\mu$ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate:	250 $\mu$ A - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate:	$\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$ (campo di misura da 0 a 100 M $\Omega$ )
REATTANZA	1 portata:	da 0 a 10 M $\Omega$
FREQUENZA	1 portata:	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condensatore esterno)
VOLT USCITA	6 portate:	1,5 V (condens. esterno) 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V
DECIBEL	5 portate:	da -10 dB a +70 dB
CAPACITA'	4 portate:	da 0 a 0,5 $\mu$ F (aliment. rete) da 0 a 50 $\mu$ F - da 0 a 500 $\mu$ F - da 0 a 5000 $\mu$ F (alimentazione batteria interna). Protezione elettronica del galvanometro. Scala a specchio, sviluppo mm 115, graduazione in 5 colori.

# ECCEZIONALE!!!

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

Cassinelli & C.



VIA GRADISCA, 4 - TEL. 30 52 41 - 30 52 47  
20151 MILANO



IN VENDITA PRESSO  
TUTTI I MAGAZZINI DI  
MATERIALE ELETTRICO  
E RADIO-TV

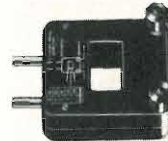
TS 140 L. 10.800  
TS 160 L. 12.500

franco ns. stabilimento

## UNA GRANDE SCALA IN UN PICCOLO TESTER

### ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

RIDUTTORE PER LA MISURA DELLA CORRENTE ALTERNATA  
Mod. TA6/N  
Mod. TA6/N  
portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A



DERIVATORI PER LA MISURA DELLA CORRENTE CONTINUA  
Mod. SH/30 portata 30 A  
Mod. SH/150 portata 150 A



PUNTALE PER LA MISURA DELL'ALTA TENSIONE  
Mod. VC1/N port. 25.000 V c.c.



TERMOMETRO A CONTATTO PER LA MISURA ISTANTANEA DELLA TEMPERATURA  
Mod. T1/N  
campo di misura da -25° +25°



CELLULA FOTOELETTRICA PER LA MISURA DEL GRADO DI ILLUMINAMENTO  
Mod. L1/N  
campo di misura da 0 a 20.000 Lux



## BREVETTATO

In pratica, entrambe le misure devono essere eseguite al di sotto di 100 MHz. Se teniamo presente che le difficoltà pratiche associate a questo genere di lavoro sembrano seguire almeno una legge quadratica di aumento con la frequenza, i vantaggi del sistema sono ovvii.

za di ingresso del transistoro, in serie alla base. Il valore della suddetta resistenza non deve essere abbastanza elevato da subire l'influenza della sua stessa capacità parassita, oppure da ridurre eccessivamente l'intensità della corrente di base. In un caso tipico, il suo valore deve essere compreso approssimativa-

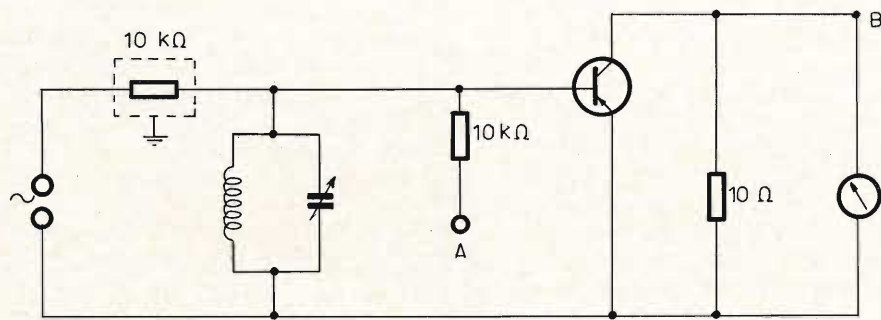


Fig. 2 - Circuito fondamentale di prova, che fornisce risultati soddisfacenti fino ad una frequenza massima pari approssimativamente a 50 MHz. In questo circuito si è ommesso di rappresentare la sorgente di alimentazione, ed il carico è illustrato nella sua funzione dinamica effettiva, ossia collegato in parallelo all'uscita del transistoro.

### UN CIRCUITO FONDAMENTALE DI PROVA

I dettagli pratici devono dipendere dal tipo di transistoro e dalla frequenza di prova: tuttavia, la **figura 2** illustra un circuito fondamentale che fornisce buoni risultati fino ad una frequenza di 50 MHz.

Naturalmente, il circuito rappresenta un compromesso, in quanto è necessario simulare una sorgente di segnale a corrente costante ed un corto circuito ai capi del collettore. Ciò nonostante, esso fornisce risultati soddisfacenti a patto che il transistoro venga impiegato in un dispositivo costruito con cura, vale a dire a patto che siano state prese tutte le necessarie precauzioni per evitare accoppiamenti parassiti tra l'ingresso e la uscita.

La sorgente di segnale a corrente costante può essere simulata semplicemente disponendo una resistenza di valore considerevolmente più alto dell'impeden-

za di ingresso del transistoro, in serie alla base. Il valore della suddetta resistenza non deve essere abbastanza elevato da subire l'influenza della sua stessa capacità parassita, oppure da ridurre eccessivamente l'intensità della corrente di base. In un caso tipico, il suo valore deve essere compreso approssimativa-

mente tra 2.000 e 25.000 ohm, considerando il valore di 10.000 ohm come scelta abbastanza sicura per la maggior parte dei casi. E' però consigliabile impiegare una resistenza di tipo non induttivo, racchiusa in uno schermo collegato a massa. Nel circuito illustrato, è possibile simulare le condizioni di corto circuito del collettore collegando una resistenza del valore di 10 ohm (la quale dev'essere pure di tipo non induttivo) tra il collettore e la massa. Il valore suggerito è adatto per transistori aventi un'impedenza di uscita di valore ridotto fino a poche centinaia di ohm. Se il dispositivo presenta un'impedenza di uscita notevolmente più bassa, qualsiasi variazione del circuito è normalmente preferibile ad una diminuzione della resistenza.

Il circuito accordato serve esclusivamente per assorbire la capacità presente tra la base e l'emettitore, inevitabilmente introdotta dal circuito esterno del transistoro.

All'inizio, la sorgente della tensione di alimentazione non viene collegata, ed inoltre il transistoro non viene inserito nel circuito. In tali condizioni, viene applicato un segnale avente la frequenza di prova desiderata, ed il voltmetro viene collegato al punto A, già evidenziato nel circuito di figura 2.

Non appena questo transistoro a guadagno unitario è stato collegato nella sua sede, l'ampiezza del segnale applicato viene regolata in modo da ottenere un livello conveniente dell'uscita di riferimento. A questo punto, il transistoro sotto prova viene sostituito mediante il transistoro a guadagno unitario, dopo di

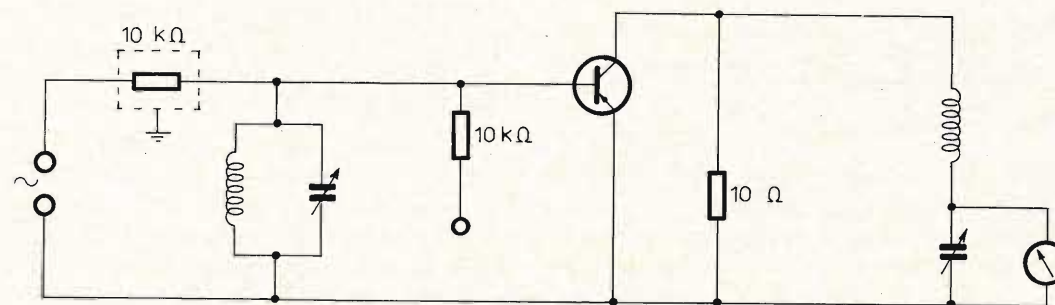


Fig. 3 - Tipo di circuito che può essere usato per eseguire la prova su transistori caratterizzati da un valore ridotto dell'impedenza di uscita. Un circuito risonante in serie viene collegato tra il collettore e massa, mentre il voltmetro viene collegato ai capi di un unico elemento del circuito.

A questo punto, il circuito LC viene sintonizzato fino ad ottenere la massima indicazione da parte dello strumento di controllo, in modo da neutralizzare qualsiasi valore della capacità di ingresso, ad eccezione di quello che viene introdotto al momento dell'inserimento del transistoro nel circuito sotto prova.

Dopo aver trasferito i puntali dello strumento dal punto A al punto B, (vedi figura 2), viene collegato nel circuito un «transistoro a guadagno unitario». Questo transistoro potrebbe essere costituito da un semplice corto circuito, tuttavia un vero e proprio transistoro avente la base ed il collettore collegati tra loro internamente è più adatto.

Per transistori aventi un valore elevato dell'impedenza di ingresso, il collegamento interno deve essere effettuato tramite una resistenza di tipo non induttivo, avente un valore approssimativamente uguale all'impedenza di ingresso del transistoro sul quale si intende compiere la misura.

che la tensione di alimentazione a corrente continua viene applicata, e viene regolata in modo da determinare le condizioni di prova necessarie.

Naturalmente, il valore di  $h_{fe}$  rappresenta ora il rapporto tra la nuova indicazione fornita dal voltmetro e la lettura di riferimento. Successivamente, è consigliabile controllare che il transistoro non funzioni in condizioni di sovraccarico, il che può essere effettuato mediante un leggero aumento di ampiezza del segnale di ingresso. Se il segnale disponibile all'uscita aumenta di ampiezza in modo proporzionale, ciò dimostra che non sussistono condizioni di sovraccarico; se invece si verifica il sovraccarico, occorre ricominciare da capo la prova ad un livello iniziale del segnale leggermente inferiore.

Ciò fatto, l'intero procedimento deve essere ripetuto con una frequenza del segnale pari al doppio di quella originale, ossia con una frequenza maggiore di una ottava. Se il secondo valore riscontrato

per  $h_{fe}$  è pari alla metà del primo, ciò dimostra che entrambe le misure sono state rilevate lungo la curva di attenuazione di 6 dB per ottava. Quando invece una qualsiasi delle due frequenze di prova è al di fuori di questa regione, il rapporto tra i due valori misurati di  $h_{fe}$  non sarà di 2 : 1. Ove si presenti tale eventualità,

ti di questa frequenza, in modo tale da evitare la necessità di compiere ulteriori regolazioni o ulteriori controlli.

Nel caso di una produzione in serie, l'apparecchiatura descritta può essere predisposta in modo che ne sia possibile l'impiego da parte di un operatore semi-addestrato, il quale ha così la possi-

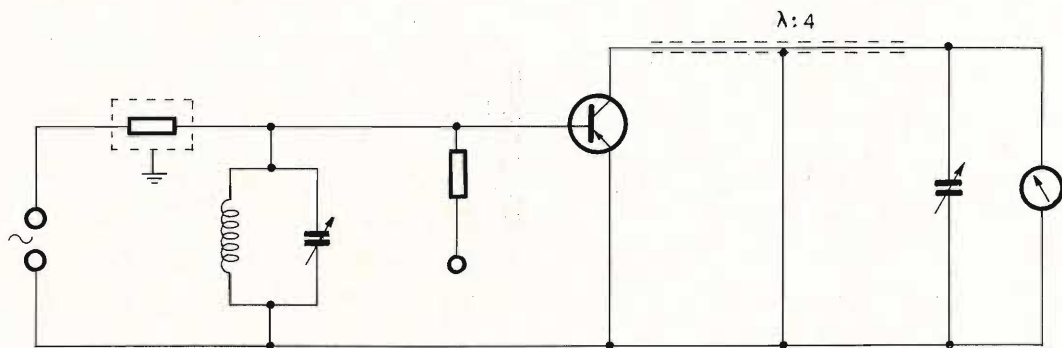


Fig. 4 - Per eseguire misure con frequenza al di sopra di 50 MHz, è possibile usare questo circuito ad Alta Frequenza, nel quale la linea di trasmissione in quarto d'onda cortocircuita praticamente il collettore verso massa.

l'operazione successiva consiste nello scegliere un'altra frequenza iniziale, e nel ricominciare da capo. Una volta che sono state soddisfatte tutte le esigenze fondamentali,  $f_T$  rappresenta il prodotto tra il valore di  $h_{fe}$  e la frequenza in corrispondenza della quale questo parametro è stato misurato (f)

Tutto ciò può sembrare un procedimento noioso e lungo da eseguire, tuttavia — in pratica — esso presenta prerogative di precisione e di rapidità superiori, a patto che il voltmetro sia uno strumento preciso, e che il circuito di prova sia adeguatamente schermato. Una volta effettuata la misura nei confronti di un singolo transistor, il circuito deve essere nuovamente neutralizzato nei confronti della media tra le due frequenze di prova; ciò fatto, è possibile effettuare la prova di qualsiasi numero di transistori del medesimo tipo, nei confronti della sola frequenza media prestabilita.

Naturalmente, la suddetta frequenza di prova deve corrispondere ad un punto che si trovi lungo la curva di attenuazione di 6 dB per ottava, e la capacità del circuito deve essere bilanciata nei confron-

ti di effettuare la scelta tra i transistori che presentano caratteristiche adeguate, e quelli che invece non le presentano. La frequenza di prova viene scelta in modo tale da trovarsi lungo il tratto in discesa della curva di attenuazione di 6 dB per ottava, ed il livello del segnale viene predisposto in modo da evitare il sovraccarico nei confronti di qualsiasi transistor, entro la quantità di produzione del tipo di transistor sotto prova. Due contrassegni in inchiostro di china sul vetro dello strumento possono indicare i limiti superiore ed inferiore, e — in tali condizioni — non è più necessario effettuare alcuna operazione di messa a punto una volta predisposta l'apparecchiatura di prova.

Se l'impedenza di uscita del transistor è di valore basso, è possibile collegare un circuito risonante in serie tra il collettore e massa, così come si osserva alla figura 3. In tal caso il voltmetro viene collegato ai capi di un solo elemento del circuito.

Quando il circuito risonante viene sintonizzato sulla frequenza di prova, la sua impedenza ammonta teoricamente a ze-

ro; tuttavia — in pratica — essa equivale alla resistenza che i componenti presentano nei confronti dei segnali a radio frequenza. Indipendentemente da ciò, ai capi sia del braccio capacitivo, sia di quello induttivo, la tensione del segnale ammonta a Q volte quella del segnale presente sul collettore. Di conseguenza, provvediamo contemporaneamente a cortocircuitare il collettore, e ad aumentare la tensione che desideriamo misurare. La resistenza del valore di 10 ohm viene lasciata nel circuito per stabilizzare la tensione di collettore, in modo che sia possibile ottenere la vera e propria risonanza.

Infine, occorre affrontare il problema consistente nell'eseguire le misure con frequenza leggermente superiore a 50 MHz, nei confronti della quale la capacità intrinseca di una semplice resistenza presenta già una influenza apprezzabile sulla precisione, mentre i parametri per un circuito risonante in serie sono apprezzabilmente piccoli. Per questo motivo, si ricorre all'espedito illustrato alla figura 4.

Una linea di trasmissione in quarto d'onda, chiusa sull'impedenza elevata di ingresso del voltmetro, presenta un'impedenza di ingresso di 1 ohm o meno, per cui costituisce in pratica un corto circuito agli effetti del collettore. L'aumento di tensione che si verifica con la trasformazione di impedenza di un elemento di questo tipo contribuisce anche in questo caso ad aumentare la tensione che si desidera misurare.

Il metodo descritto non presenta quindi difficoltà apprezzabili, a patto ben inteso — come si è già detto a suo tempo — che si disponga della necessaria attrezzatura e della necessaria esperienza. Esso può essere predisposto in modo abbastanza semplice per interventi di emergenza, agli effetti del controllo salutare di componenti nelle normali attività di laboratorio. Agli effetti invece della produzione in serie di transistori, cosa che può verificarsi soltanto in una fabbrica di dispositivi di questo tipo, è conveniente allestire l'apparecchiatura in modo permanente, adibendola esclusivamente all'uso descritto.

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

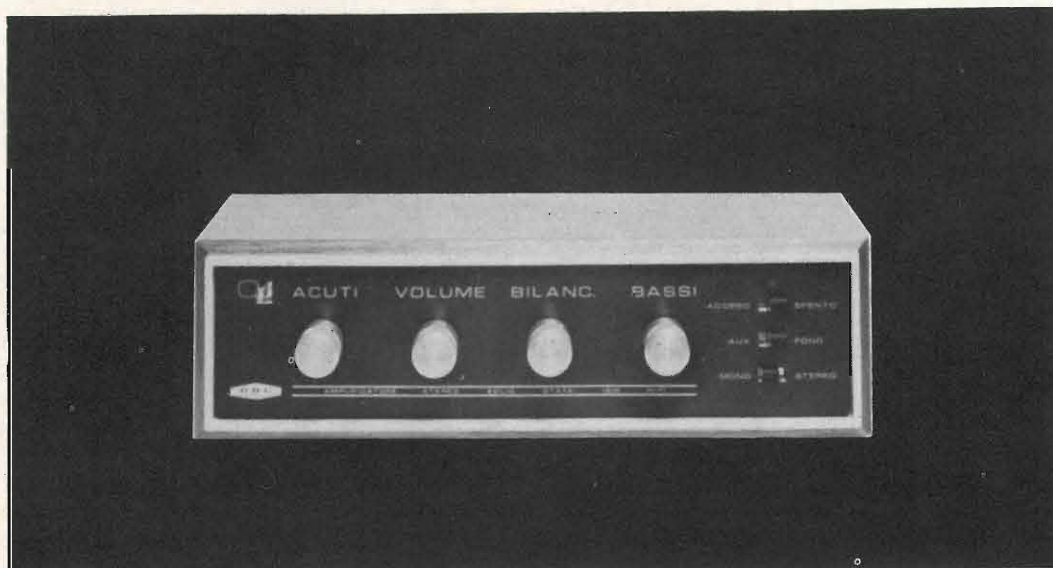
Informazioni e consigli senza impegno - scrivetece oggi stesso

 **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**

# Hi-Fi Stereo 18 W



## DATI TECNICI

Potenza: 9 + 9 W di picco  
Distorsione: < 0,5%  
Risposta: 20 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB  
Impedenza: 8 Ω  
Bassi: 20 dB  
Alti: 20 dB  
Sensibilità ingressi: piezo: 250 mV su 1 MΩ  
aux : 250 mV su 47 kΩ

Comandi: Bilanciamento - Alti - Bassi - Volume - Acceso - Spento - Mono - Stereo - Fono - Aux.  
Uscita: per registratore  
Alimentazione: universale  
Dimensioni: 300 x 90 x 160 mm

L'amplificatore che la G.B.C. Italiana vi presenta è il risultato di speciali studi atti ad offrire agli amatori della musica, il diletto di un ascolto raffinato nella propria casa.

Nulla è stato trascurato nella realizzazione di questo apparecchio: i materiali sono di prim'ordine e di moderna concezione, l'assieme è stato eseguito secondo i dettami delle più recenti tecniche ed il mobile dalla linea elegante e sobria ha ridottissime dimensioni.

Ciò premesso, possiamo concludere che la gamma dell'alta fedeltà si è arricchita oggi di un nuovo elemento di qualità.



**Amplificatore Hi-Fi Stereo G.B.C. ZA/0800-00**

# sintonizzazione con un diode

**CARATTERI-  
STICHE  
DEI  
COMPONENTI**

Nella conduzione inversa, un diodo di giunzione agisce come un condensatore; attualmente si tende ad impiegare questo sistema nei sintonizzatori per televisori, ed in particolare nella gamma UHF, per ottenere una migliore sintonia.

**I**l diodo di giunzione, in realtà, è un controllo automatico di frequenza (A.F.C.), ma viene impiegato anche per sintonizzare canali VHF ed UHF tramite un potenziometro che varia la tensione e la capacità.

Si ha così la possibilità di effettuare sintonizzazioni lontane ed eliminare il condensatore meccanico di sintonia.

Ma perché un diodo di giunzione agisce come un condensatore?

La risposta è presto data osservando i principi dell'effetto del diodo semiconduttore.

I diodi di giunzione possono essere di germanio oppure di silicio. Queste sostanze hanno una struttura cristallina e ciò significa semplicemente che sono disposti secondo un reticolo cristallino.

Il germanio, ad esempio, ha un reticolo diamantino.

Il germanio ed il silicio non si presentano allo stato « puro », e prima di venire usati per la fabbricazione dei semiconduttori devono essere sottoposti ad un processo di purificazione e di raffinazione.

L'orbita esterna (valenza), di tutti gli

atomi di un cristallo puro, è avvolta da un leggero reticolo di elettroni che hanno influenza con le orbite degli atomi adiacenti.

Tutti questi elettroni di valenza sono uniti in modo che nessuno può divenire conduttore di corrente.

Il cristallo puro, quindi, è un perfetto isolatore ed è tanto più perfetto quanto più è puro.

Per avere la semiconduzione è necessario introdurre portatori di cariche di corrente nel cristallo puro.

Infatti, ad esempio, aggiungendo una piccola quantità di antimonio o di arsenico, gli elettroni possono divenire conduttori.

Il grado di conduttività del cristallo, sarà quindi dato dal grado di impurità in esso introdotta.

Ciò avviene perché ogni impurità dell'atomo ha un elettrone in più di quanto richiesto per agglomerarsi al reticolo di cristallo. È evidente quindi che, in questo modo, ogni atomo da un elettrone per conduzione.

I semiconduttori di questa specie sono chiamati di « tipo N », vale a dire conduttori negativi (elettroni).

Se l'impurità è costituita da alluminio oppure indio, ciascun atomo di questo materiale si inserisce nel reticolo di cristallo, ma poiché ogni atomo ha un elettrone in meno di quanto richiesto per aggregarsi, vi è un vuoto di elettrone per ogni atomo impuro. Ciò, per ovvie ragioni, viene chiamato cavità. Ora, se gli elet-

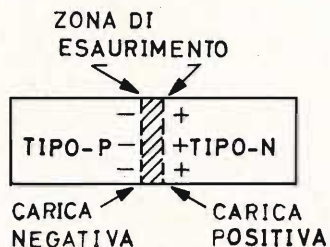


Fig. 1 - Come è formata la zona di esaurimento in una giunzione P-N.

troni sono introdotti in questo tipo di semiconduttore, essi verranno attratti dalle cavità ed eventualmente catturati dalle stesse.

In seguito all'attrazione delle cariche dissimili, le cavità sono considerate come cariche positive, ed il materiale semiconduttore, al quale sono state aggiunte queste impurità, si chiamerà di « tipo P », vale a dire positivo.

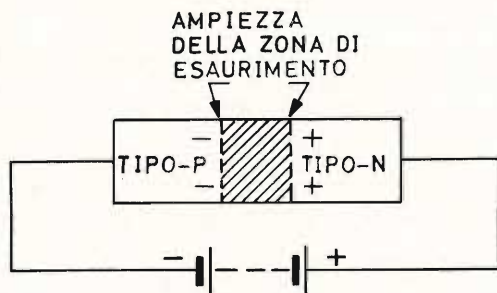


Fig. 2 - La zona di esaurimento diminuisce quando la tensione inversa è aumentata.

I semiconduttori tipo N hanno così conduttori negativi e quelli tipo P conduttori positivi, costituiti rispettivamente da elettroni e da cavità.

Un diodo di giunzione è creato dalla unione di semiconduttori di tipo P e di tipo N. In pratica è usato un pezzo di ger-

manio o silicio ed il procedimento dà luogo a regioni P ed N ad entrambe le estremità. In questo modo viene creata una giunzione P-N ed al momento della formazione delle cavità, i tipi P neutralizzano gli elettroni di tipo N, e gli elettroni di tipo N neutralizzano le cavità della regione P.

Si potrebbe pensare che questo interscambio di portatori di cariche attraverso la giunzione continui fino a che tutte le cavità di tipo P siano riempite dagli elettroni di tipo N. Ciò non avviene, tuttavia, poiché non appena il tipo P inizia a perdere qualche cavità ed il tipo N qualche elettrone, il primo cambia negativamente ed il secondo positivamente dando origine ad uno scambio di potenziale alla giunzione, che immediatamente arresta eventuali successivi scambi di cariche.



Fig. 3 - In questa figura si nota come, franando la zona di esaurimento, viene invertito il potenziale applicato, e il diodo entra in conduzione.

Il principio è illustrato in Fig. 1, e la regione potenziale viene chiamata « zona di esaurimento » (abbiamo cercato con questa terminologia di tradurre l'espressione inglese « depletion layer » che letteralmente non è traducibile).

Ora, se una fonte esterna è collegata positivamente al tipo N e negativamente al tipo P, l'aiuto del potenziale di giunzione, come indicato in Fig. 2, allargherà la zona di esaurimento.

Il sistema si definisce allora in conduzione inversa, ed in esso fluisce solo una piccola quantità di corrente di perdita.

Quando la polarità esterna è inversa, come indicato in Fig. 3, il potenziale di esaurimento è bloccato.

La zona di esaurimento si inflette ed i portatori di cariche continuano a scambiarsi attraverso la giunzione fino a che è applicata la fonte esterna.

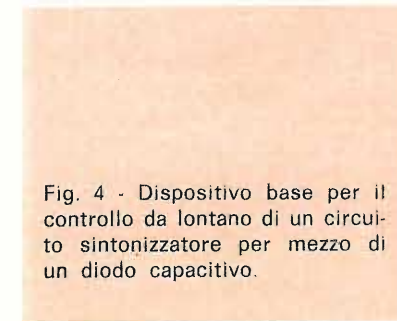
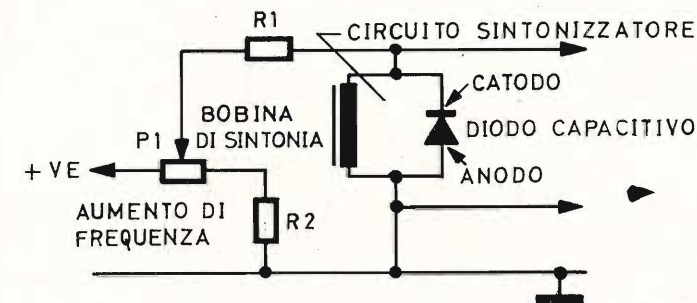


Fig. 4 - Dispositivo base per il controllo da lontano di un circuito sintonizzatore per mezzo di un diodo capacitivo.



Questo è il successivo stato di conduzione, che dà flussi di corrente relativamente alti.

Abbiamo visto come i diodi di giunzione P-N rettificano, ma non abbiamo spiegato come agiscono in qualità di condensatori variabili.

Quando un diodo è in conduzione inversa, la zona di esaurimento agisce similmente al dielettrico di un condensatore e le cariche positive e negative come le due piastre dello stesso.

La capacità si crea attraverso il diodo in conduzione inversa, ed il suo valore è regolato dalla lunghezza della zona di esaurimento.

Quando la tensione inversa aumenta « le piastre » del condensatore si allontanano l'una dall'altra e la capacità diminuisce. Nella successiva conduzione, naturalmente, non vi è effetto di capacità, ma soltanto una bassa resistenza.

La Fig. 4 indica un diodo collegato attraverso bobine VHF o UHF; il circuito potrebbe essere parte di un oscillatore di sintonizzazione e sostituire il solito condensatore. Il diodo è a tensione inversa per mezzo del controllo positivo del potenziale applicato a P1 e di conseguenza al catodo del diodo. R1 è posto fra il controllo di bassa impedenza e il circuito sintonizzatore, mentre R2 assicura che il diodo mantenga un certo valore di ten-

sione inversa anche quando P1, è tutto inserito rispetto all'ingresso positivo.

P1 controlla così la tensione inversa

sul diodo ed in questo modo varia la frequenza del circuito sintonizzatore.

Nella Fig. 5 viene illustrato come può cambiare la capacità di un diodo con una tensione inversa da 3 a 25 V. Vi è eventualmente un limite di tensione inversa che, se superato, causa un improvviso aumento di corrente attraverso il diodo. Questo fenomeno è chiamato effetto Zener. Non si possono ottenere valori capa-

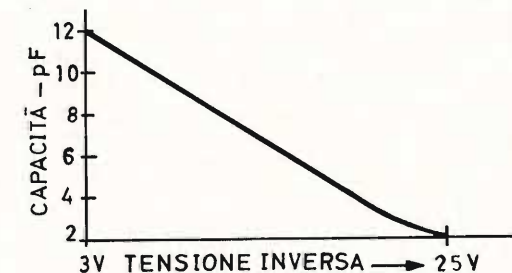


Fig. 5 - La capacità di un diodo diminuisce con l'aumentare della tensione inversa.

citivi molto bassi aumentando semplicemente la tensione inversa.

In ogni caso, la curva di capacità tende alla non linearità agli estremi della tensione inversa, come indicato in Fig. 5.

Si è già detto che in un diodo, in condizioni di tensione inversa, scorre poca corrente. Ciò è chiamato perdita di corrente e può essere preso in considera-



zione essendo causato da una variazione di resistenza nel diodo, il tutto con conseguente diminuzione del fattore di merito « Q » del diodo stesso.

zato per mezzo di un segnale proveniente dal canale F.I.

Quando l'oscillatore è sintonizzato per una corretta risposta F.I. il controllo del

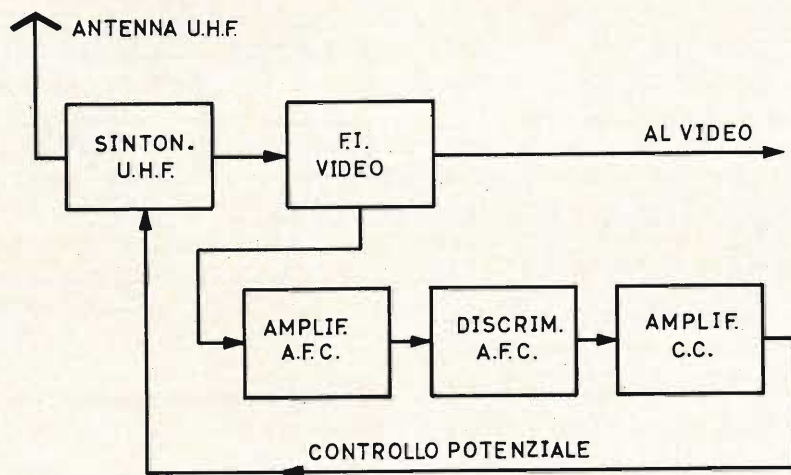


Fig. 6 - Come può essere applicato un A.F.C. in un ricevitore televisivo.

I diodi al germanio, mentre agiscono come condensatori, tendono ad avere perdite relativamente alte, specialmente a temperature superiori a quelle normali.

I diodi al silicio sono meno soggetti alle variazioni della temperatura ed hanno perdite molto basse, cosicché possono considerarsi ideali come condensatori.

I sintonizzatori V.H.F. sono già stati fabbricati con incorporati dei diodi di capacità ed un tipo della Telefunken sintonizza da 470 ad almeno 790 MHz con un controllo del potenziale da 2 a 30 V. Vi è anche un modello V.H.F. sintonizzato elettronicamente. Quest'ultimo usa un interruttore selettore per la banda particolare, ed una terza posizione sul selettore permette una alimentazione da un sintonizzatore U.H.F. nella maniera abituale.

Quando un diodo è incorporato nell'oscillatore, è abbastanza semplice aggiungere il controllo automatico di frequenza (A.F.C.).

Il circuito è fatto in modo da ottenere un potenziale di controllo da un rivelatore di fase o da un discriminatore energiz-

potenziale è nominale o zero, ma quando l'oscillatore tende a spostarsi dall'esatto punto di sintonia viene prodotto un controllo del potenziale positivo o negativo che è trasmesso al diodo di capacità, il quale muta il suo valore in modo tale da restaurare automaticamente la sintonizzazione dell'oscillatore.

I sistemi A.F.C. devono fare affidamento su valvole elettroniche funzionanti similmente a reattanza — capacitive o induttive —, ma la messa a punto della capacità dei diodi è abbastanza semplice.

I recenti apparecchi per TV a colori impiegano A.F.C. per mantenere i sintonizzatori U.H.F. perfettamente in frequenza in modo che i trasmettitori di immagini, di colore e di suono rimangano sempre nella loro corretta posizione lungo la curva F.I.

La deviazione del trasmettitore del colore, ad esempio, può causare diaframmi di interferenza del trasmettitore del suono e del colore.

Al contrario i colori possono essere desaturati o persi completamente.

La sintonizzazione perfetta è quindi estremamente importante nei televisori a colori.

In Fig. 6 viene riportato lo schema a blocchi di un impianto base. Una parte del segnale video F.I. è stato tolto e portato all'amplificatore A.F.C. il quale lo aumenta sufficientemente per l'applicazione al discriminatore A.F.C. che agisce similmente ad un rivelatore F.M.

Il controllo del potenziale del discriminatore è aumentato, in valore di corrente continua, dall'amplificatore in cc e quindi trasmesso al diodo di capacità nel circuito oscillatore del sintonizzatore U.H.F.

La Fig. 7 indica il circuito dell'amplificatore F.I., il discriminatore e l'amplificatore cc.

Il secondo transistor, nella sezione dell'amplificatore F.I., agisce come un limitatore di ampiezza ed assicura che il livello del segnale del discriminatore rimanga costante indipendentemente dall'ampiezza del segnale d'ingresso.

D1 e D2 sono i diodi discriminatori alimentati dal trasformatore discriminatore T1 e consentono che il segnale d'ingresso F.I. sia accuratamente sintonizzato sulla frequenza di risonanza del T1 senza uscite attraverso il condensatore C1.

Se tuttavia il segnale F.I. tendesse a spostarsi dalla frequenza di risonanza del T1, il bilanciamento delle conduzioni D1 e D2, si annulla e si ha un potenziale attraverso C1 la cui polarità varia se la disintonizzazione è sopra o sotto la frequenza della portante e in misura corrispondente al grado di disintonia.

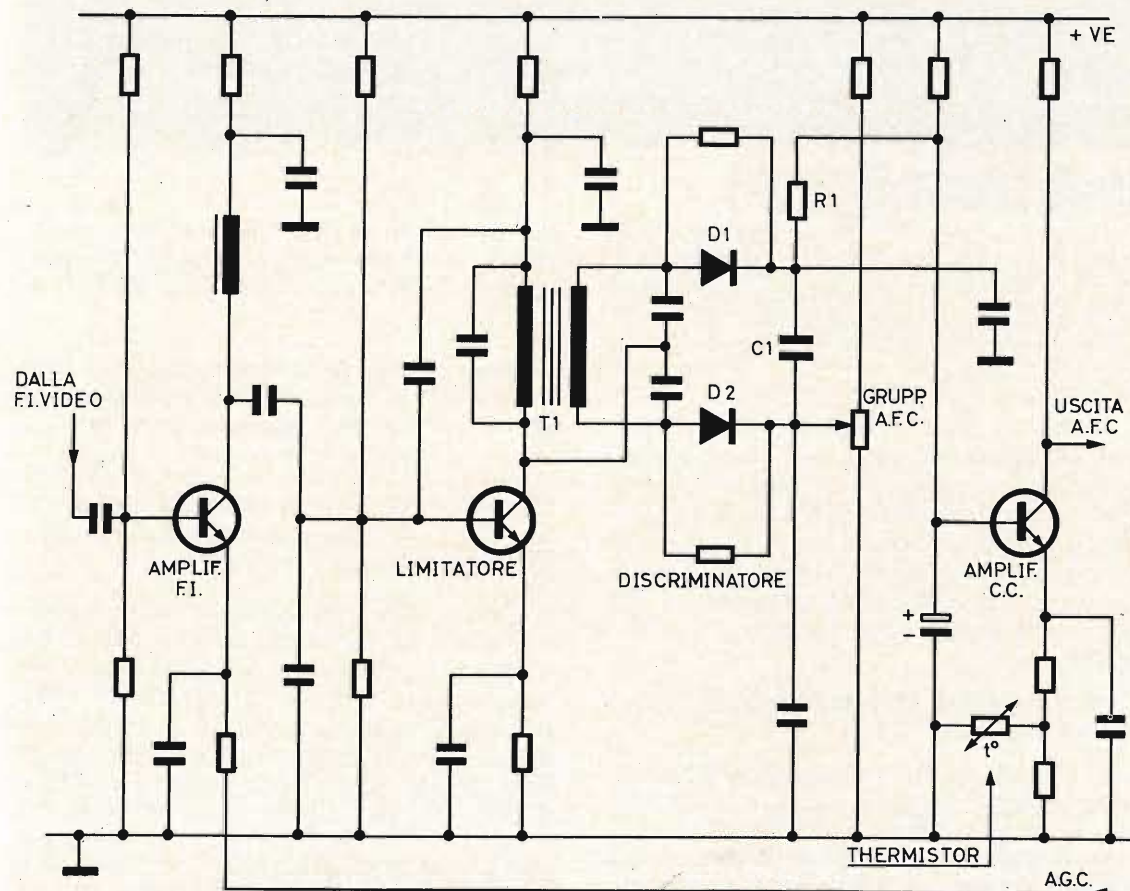


Fig. 7 - Circuito « A.F.C. » di un ricevitore a colori transistorizzato.

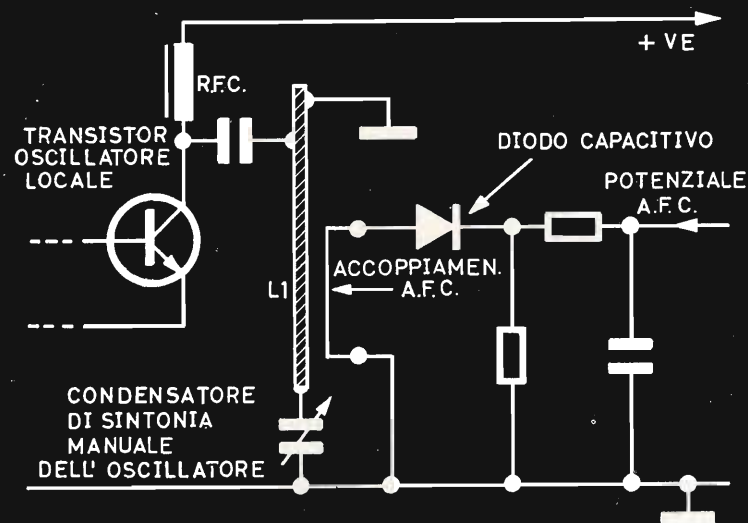


Fig. 8 - Un sistema per collegare il diodo capacitivo per sintonizzare l'oscillatore.

Questa uscita in cc è applicata alla base del terzo transistor (l'amplificatore cc) attraverso R1 ed appare, considerevolmente amplificata, al collettore da dove è alimentata dal diodo capacitivo nella unità di sintonia.

Il termistore, collegato all'emettitore dell'amplificatore cc, attua la stabilizzazione termica, mentre il « controllo automatico di frequenza » prestabilito consente che il valore capacitivo del diodo possa essere regolato inizialmente in relazione al condensatore manuale di sintonia, per la corretta frequenza dell'oscillatore.

Ciò stabilizza la tensione cc sui diodi discriminatori.

L'altra estremità del dispositivo nel sintonizzatore è indicata in Fig. 8.

Il transistor qui è l'oscillatore locale (nella sezione U.H.F.) e la sintonizzazione è ottenuta dalla consueta linea a 1/4 d'onda, rappresentata da L1 nel circuito. La sintonizzazione manuale avviene

per mezzo di un piccolo condensatore variabile collegato da un lato della linea, mentre l'A.F.C. è ricavata dal diodo capacitivo.

Quest'ultimo è collegato in modo tale da evitare il controllo del potenziale cc che si verifica nei circuiti a transistor.

Viene effettuato un accoppiamento stretto con la linea oscillante L1, e, come varia la capacità su questa, così, cambia la frequenza dell'oscillatore.

L'accoppiamento, naturalmente, è isolato elettricamente dalla linea del sintonizzatore e, dopo aver collegato una parte direttamente al telaio, è abbastanza semplice farvi passare la cc e la serie di diodi per assicurare la necessaria variazione di capacità. Si nota che il potenziale A.F.C. è collegato per mezzo di un filtro RC al « catodo » del diodo. Perciò un aumento nel controllo di potenziale positivo dà una riduzione di capacità ed un aumento nella frequenza dell'oscillatore.

(Da Practical Television 1.68.208)

# BEOMASTER 5000 BEOLAB 5000

Per gentile concessione di Toute l'Électronique pubblichiamo la traduzione dei risultati ottenuti da quei nostri colleghi francesi nell'esame degli apparecchi B&O.

Ultime creazioni della ditta danese Bang & Olufsen, il «Beomaster 5000» e il «Beolab 5000» sono rispettivamente un sintonizzatore FM stereofonico e un amplificatore 2x50 W, interamente transistorizzati. Le loro prestazioni sono nettamente superiori alla media degli apparecchi simili e tali da soddisfare gli amatori della buona musica.

## IL « BEOMASTER 5000 »

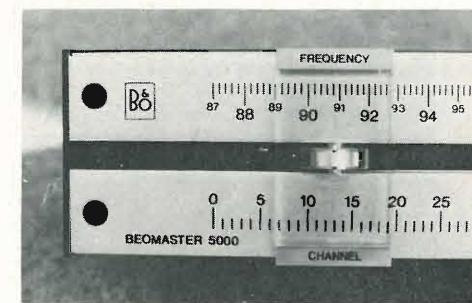
Ideato per ricevere nelle migliori condizioni i programmi FM stereo, il « Beomaster 5000 » si presenta nella forma di un cofanetto allungato, ove legno e metallo armonizzano piacevolmente.

Ben collocati nel mobile, come si osserva dalle illustrazioni, i circuiti elettronici sono: l'ingresso d'antenna, amplificatore F.I., decoder multiplex, soppressore e doppio amplificatore B.F.

### Ingresso d'antenna

Questo circuito a tre transistor permette la ricezione della gamma normalizzata F.M. (87 ÷ 108 MHz). Nello stadio d'ingresso, si trova un transistor AF 106, che riceve dall'emettitore i segnali provenienti dall'antenna. Per questo sono previste tre prese che permettono il collegamento d'antenna attraverso impedenze di 75Ω o di 300Ω.

## NOTE DI SERVIZIO



Osserviamo che l'utilizzazione della terza presa, associata ad un divisore a resistenze, è prevista in principio solo quando il tuner si trova in prossimità di un potente trasmettitore, che rischia di sovraccaricare lo stadio d'ingresso.

Per motivi di stabilità, la funzione di oscillatore locale è realizzata da uno stadio separato, (TIX M 203) accoppiato al miscelatore (TI 401) di cui il circuito del collettore è caricato dal primo trasformatore F.I. (10,7 MHz). È prevista una correzione automatica di frequenza, la quale è ottenuta tramite un diodo a capacità variabile (BA 121), posto in parallelo col circuito dell'oscillatore locale.

Precisiamo che una tensione continua variabile (C.A.G.) è applicata sulla base del transistor dello stadio d'ingresso (AF 106): questa permette di adattare la sensibilità dell'ingresso d'antenna alle grandi variazioni dei segnali captati dall'antenna, quando si passa da un trasmettitore locale ad un altro lontano.





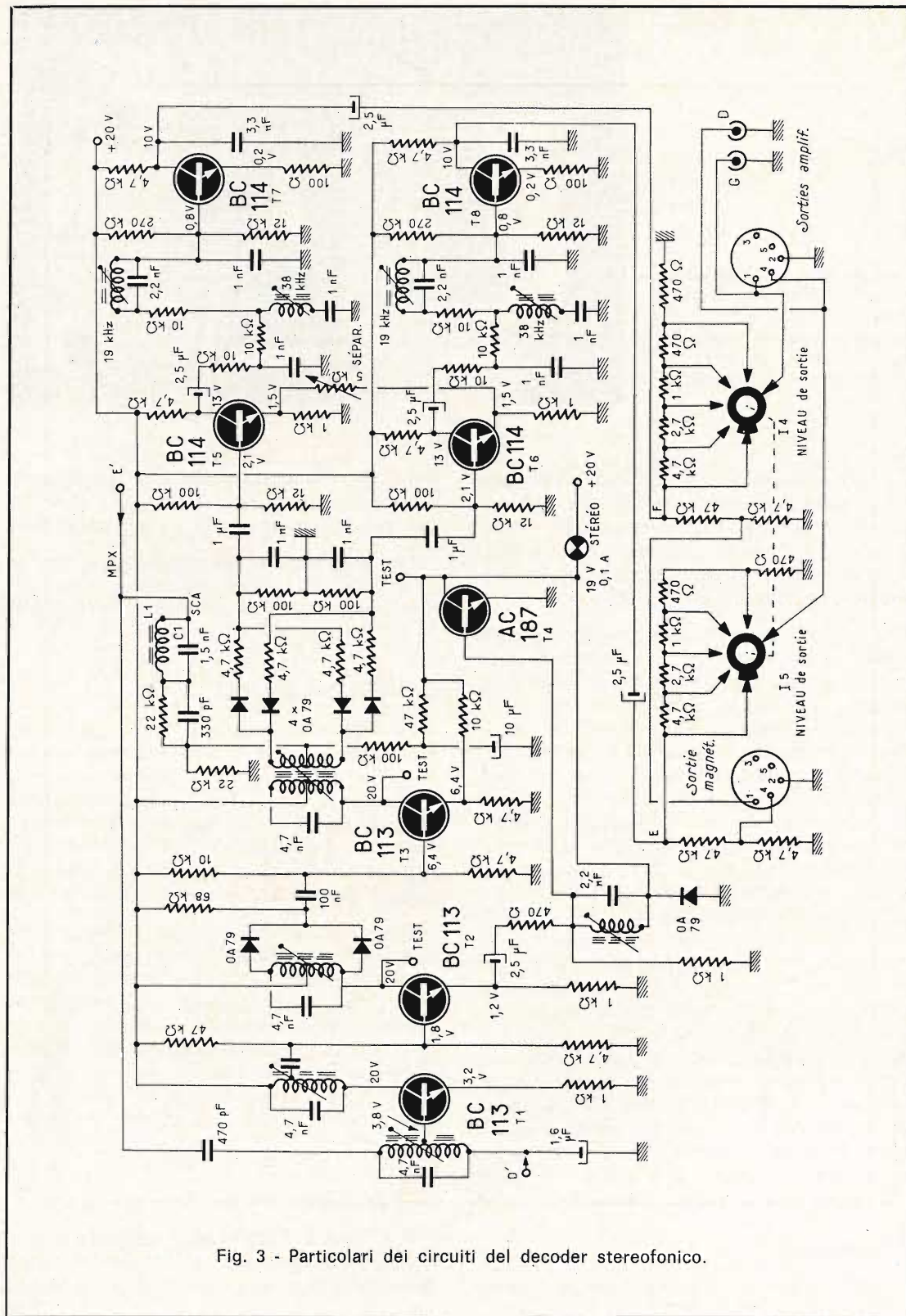
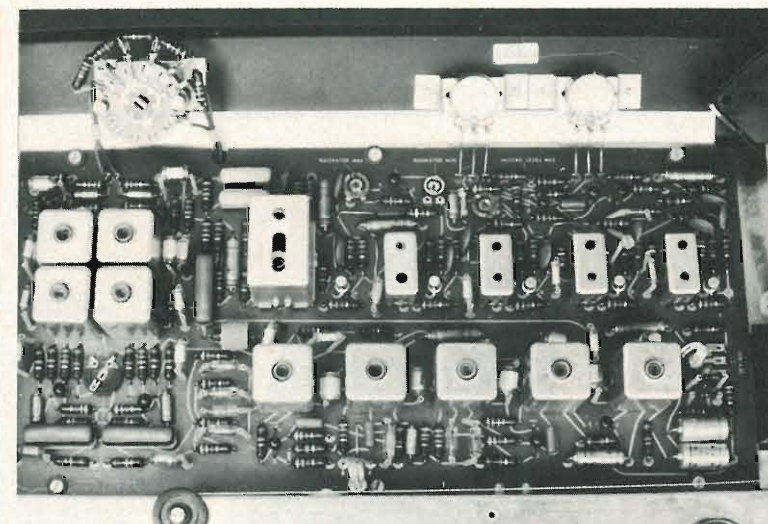


Fig. 3 - Particolari dei circuiti del decoder stereofonico.



Compleso piastra F.I. e decoder stereofonico.



sotto un carico di 8Ω. Gli ingegneri della B & O con questo apparecchio si sono sforzati di realizzare un vero « passepartout ».

Il Beolab, con i suoi ingressi multipli — a sensibilità regolabile — munito di stadi di correzione variabili e di circuiti di protezione, è uno degli apparecchi più completi che noi abbiamo esaminato sul banco di prova.

Vista la complessità delle commutazioni multiple non è possibile dare lo schema completo di questo apparecchio, e ci limiteremo quindi a riprodurre semplicemente

qualche stadio interessante fra cui presentiamo i circuiti di correzione del timbro, l'amplificatore di potenza e l'alimentazione regolata.

**I circuiti di correzione**

Permettono di modificare i gravi di ± dB a 50 Hz e gli acuti da ± 17 dB a 10.000 Hz (schema di Fig. 5). Comportano 3 transistor di cui due sono utilizzati ai fini di accoppiamento.

Così T1 permette di collegare a bassa impedenza le reti R.C. associate ai potenziometri P1 e P2 di comando del timbro.

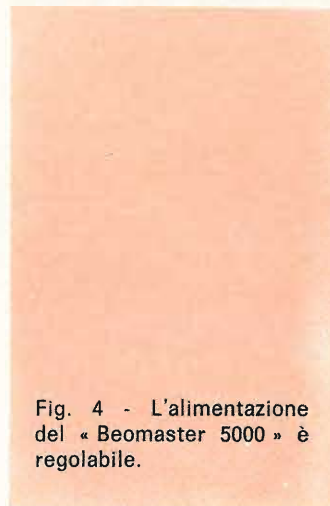
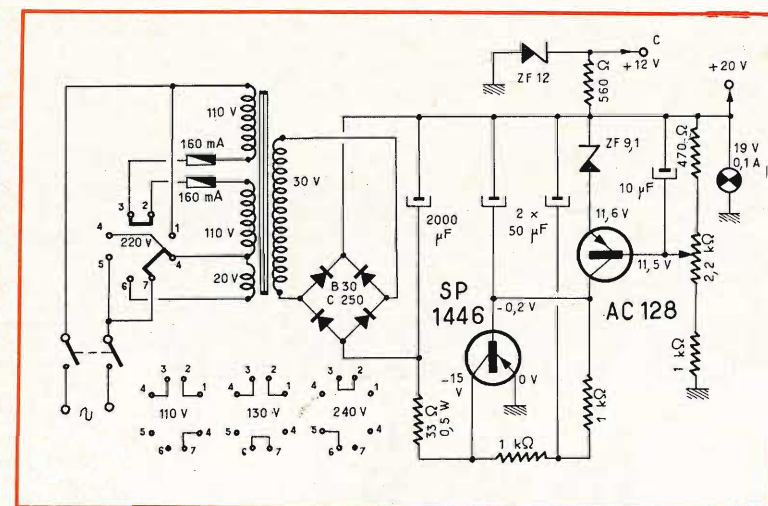


Fig. 4 - L'alimentazione del « Beomaster 5000 » è regolabile.



**SELEZIONE  
RADIO - TV**

di tecnica

elettronica **OGGI**

**Sperimentare**



**così  
vi  
raggiungono  
le 3 grandi  
dell'elettronica  
in Italia**

**LE SENSAZIONALI  
TARIFFE  
PER GLI ABBONAMENTI  
1969**

**È VERO!**

**SELEZIONE  
RADIO - TV**

di tecnica

**Sperimentare**

RIDUCONO I PREZZI DI COPERTINA E DI ABBONAMENTO.

Questo è il regalo che l'Editore offre ai suoi fedelissimi per l'anno 1969. Oltre ad un regalo, la facilitazione è un premio perché LE TIRATURE AUMENTATE, conseguenti al crescente numero di lettori, è alla base di una RINNOVATA ORGANIZZAZIONE che consente di stampare le riviste nella veste di ALTO LIVELLO QUALITATIVO raggiunto, a costi minori.

L'editore ha pertanto deciso di RENDERE PARTECIPARE GLI ABBONATI ED I LETTORI di questo, incredibile ai giorni nostri, BRILLANTE RISULTATO.

Perciò, dal 1° gennaio 1969 i fascicoli saranno esposti nelle rivendite di giornali a questi prezzi:

- Selezione di Tecnica Radio TV . . . . . L. 400
- Sperimentare . . . . . L. 300

PER GLI ABBONAMENTI si osservi la tabella

RIVISTE	ITALIA	ESTERO
SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV	3.950	6.000
SPERIMENTARE	2.950	4.500
ELETTRONICA OGGI	9.500	14.000
SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV SPERIMENTARE	6.500	9.500
SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV ELETTRONICA OGGI	11.500	16.500
SPERIMENTARE ELETTRONICA OGGI	10.500	15.500
SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV SPERIMENTARE ELETTRONICA OGGI	12.500	18.500

E IL PREMIO?

C'è anche il premio. Agli abbonati sarà offerta LA TESSERA SCONTI PER GLI ACQUISTI PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA, valida per il 1969.

AFFRETTATEVI poiché gli abbonamenti sottoscritti durante il mese di dicembre subiscono inevitabili ritardi.

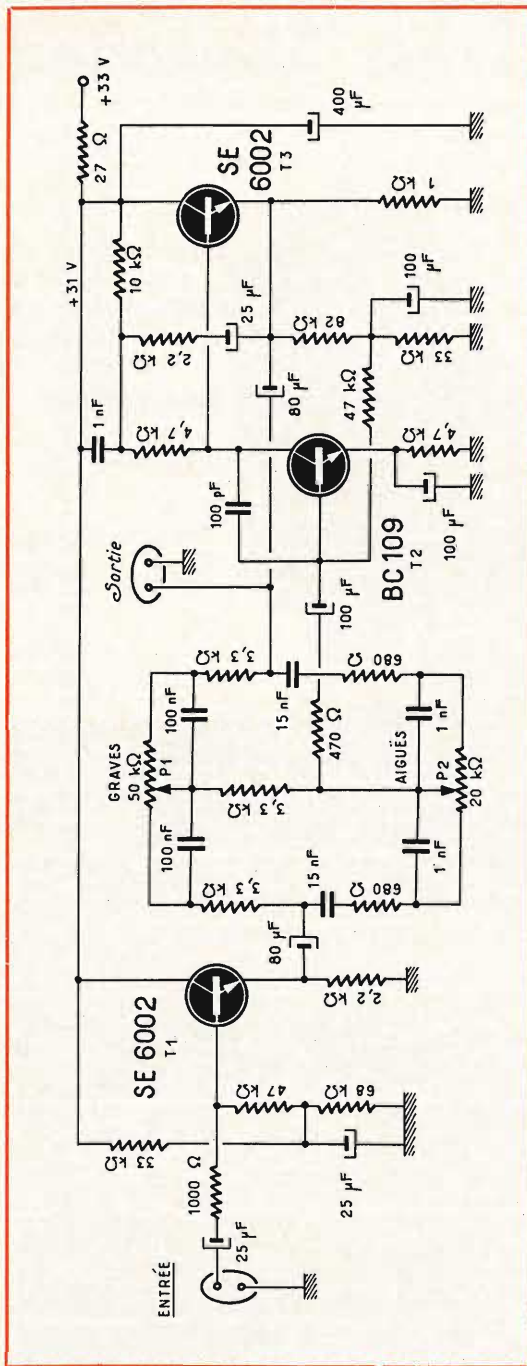


Fig. 5 - Sul « Beolab 5000 », i circuiti di correzione dei gravi e degli acuti sono costituiti da un circuito Baxandall.

Il solo transistor avente un ruolo attivo è il T2 ove il circuito del collettore è collegato alla base di T3. Come si può constatare, il transistor T3, montato ugualmente in emitter-follower, è utilizzato per riinniettare, con la fase conveniente — tramite P1 e P2 — i segnali sulla base di T2. Ciò costituisce una delle originalità di questo montaggio, caratterizzato inoltre da una piccola distorsione.

### Amplificatore di potenza

Realizzare un amplificatore a transistor capace di fornire una potenza modulata efficace di 50 W ai morsetti di un carico di 8Ω non è semplice come sembra a prima vista, tanto più che i montaggi a transistor al silicio hanno una certa tendenza all'instabilità. La Fig. 6 mostra lo schema pratico del « Beolab 5000 ». La cosa che ci sorprende in questo schema è il numero di stadi utilizzati; i 2 transistor 2 N 3055 del push-pull finale, sono in effetti preceduti da uno stadio di attacco intermedio (T6-T7).

Precisiamo che l'utilizzazione di questo stadio si giustifica con la necessità di sottrarre il defasatore a simmetria complementare (T4 - T5) ad un accoppiamento molto stretto con lo stadio di uscita, e con la necessità di fornire a T6 - T7 delle correnti di base relativamente elevate.

Grazie a questo stadio tampone, si elimina una causa d'instabilità alle grandi potenze, e nello stesso tempo si migliora la simmetria d'attacco del push-pull finale il che presenta vantaggi solo sul piano pratico.

Come si può constatare, lo stadio d'ingresso è sottoposto ad una forte controreazione in continua che interessa tutto l'amplificatore. D'altronde, questa controreazione in continua si aggiunge ad una controreazione in alternata selettiva, che può essere modificata agendo sui contatti I1 e I2 e variando la risposta in frequenza dell'amplificatore.

Per quanto riguarda lo stadio d'ingresso; segnaliamo la presenza di un circuito di « bootsarop » che manda sulla base di T1 una frazione dei segnali che appaiono ai morsetti di uscita dell'amplificatore.

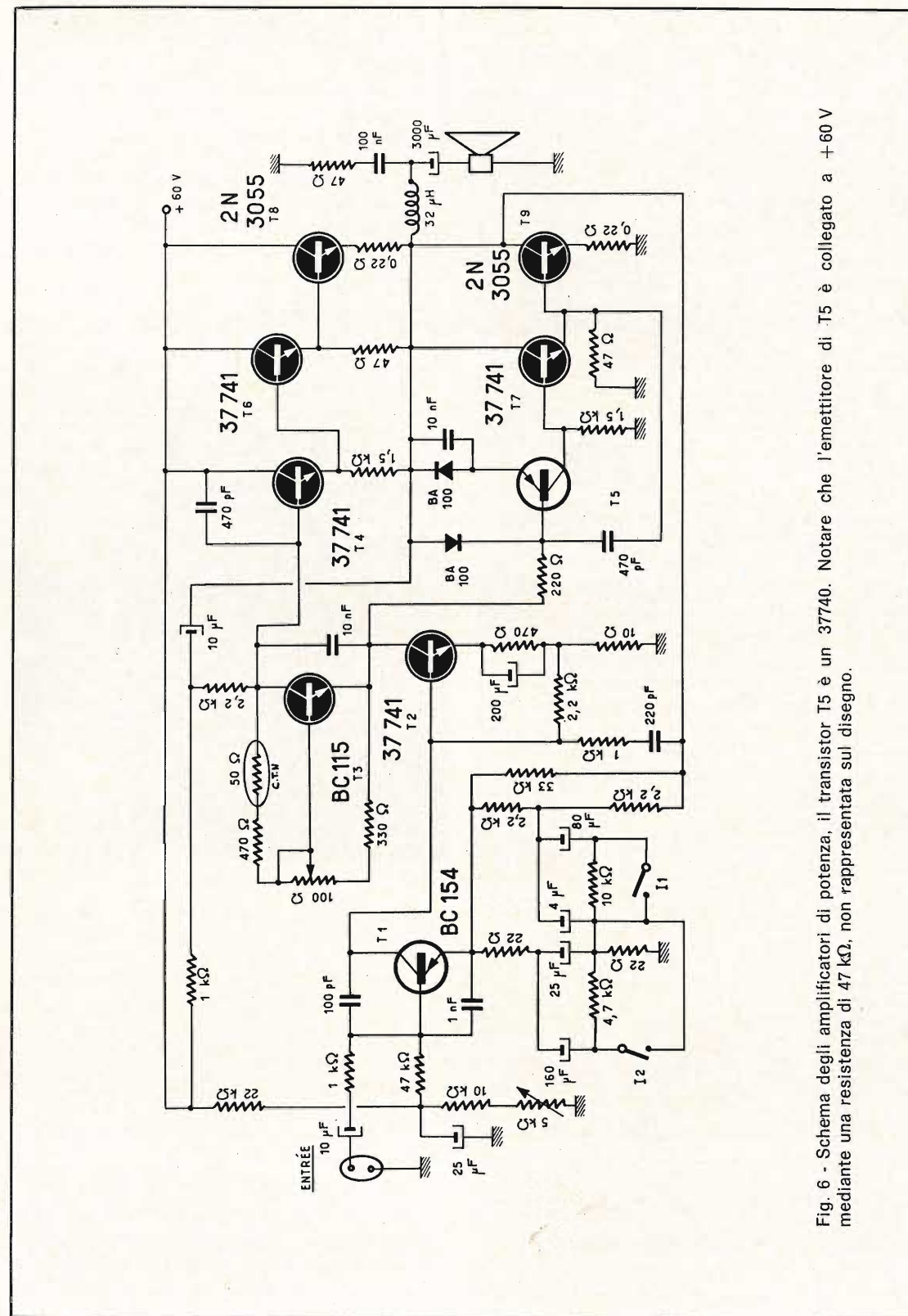


Fig. 6 - Schema degli amplificatori di potenza, il transistor T5 è un 37740. Notare che l'emettitore di T5 è collegato a +60V mediante una resistenza di 47 kΩ, non rappresentata sul disegno.

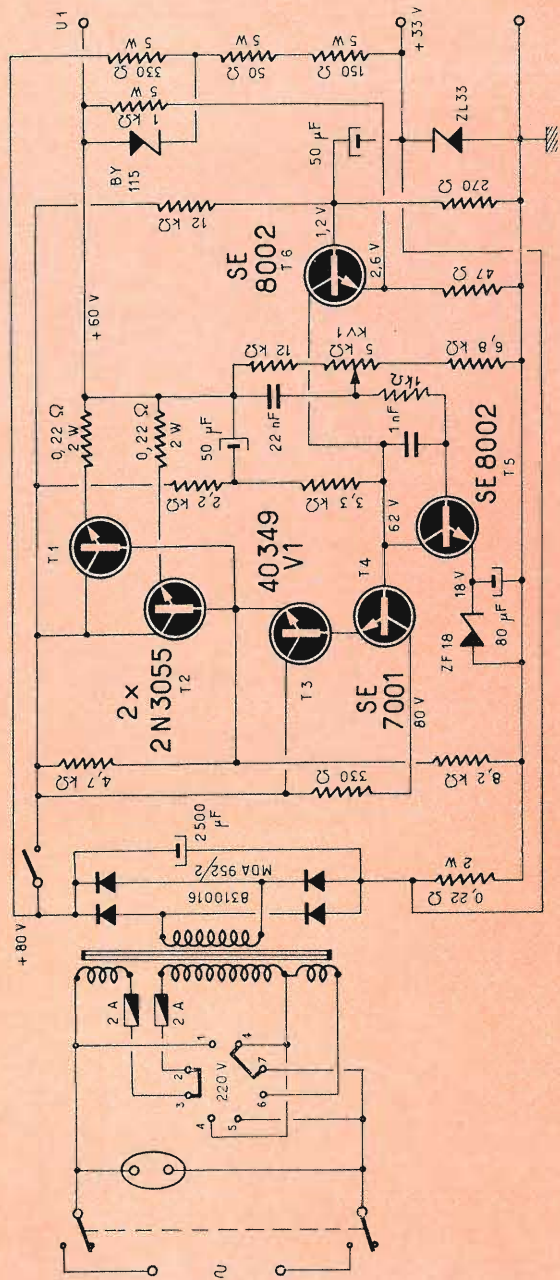
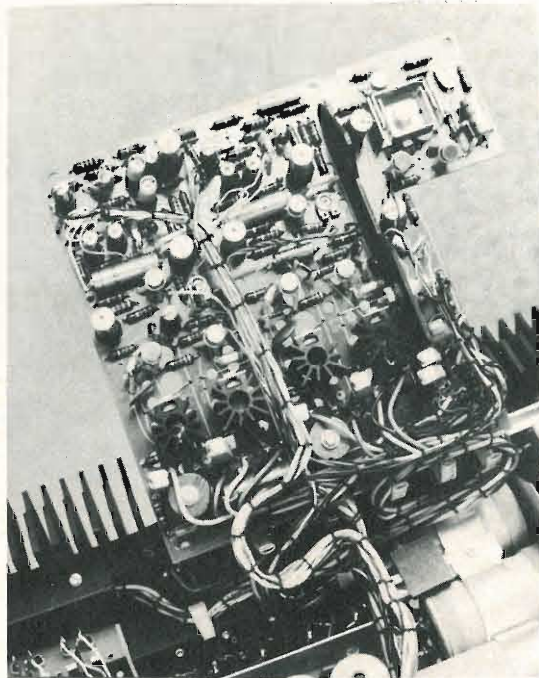


Fig. 7 - Relativamente complessa, l'alimentazione regolata e a disgiunzione automatica.

Con questo circuito si perviene ad aumentare artificialmente l'impedenza d'ingresso di T1. Il secondo stadio (T2) non richiede alcun particolare commento perchè il suo circuito è classico. Notiamo, tuttavia, la presenza del transistor T3 che sostituisce il solito diodo di compensazione della deriva termica. Questo circuito, molto efficace, permette di reagire ad ogni funzionamento anormale dell'amplificatore, da temere quando sono in gioco potenze alte.



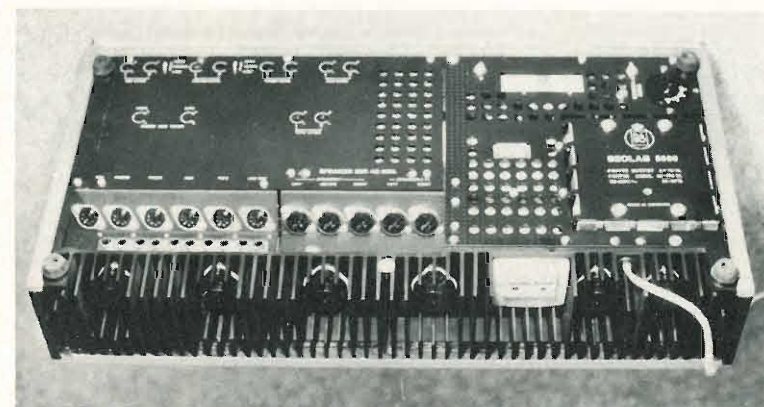
Gli stadi di attacco dei transistor di potenza sono montati su piccole piastre mobili che facilitano il montaggio dei diversi componenti. Da notare i radiatori ad alette che coprono i transistor degli stadi « driver ».

### Alimentazione

Un sovraccarico all'ingresso o un cortocircuito accidentale della linea di collegamento dell'altoparlante, può portare alla distruzione istantanea non soltanto dei transistor dello stadio di uscita, ma anche di quello della deriva.



Dal basso del « Beolab 5000 » si vedono diverse; prese di collegamento; in primo piano, la «batteria» dei radiatori destinati ai transistor di potenza.



Note le potenze messe in gioco, il costruttore ha equipaggiato l'apparecchio con una alimentazione protetta. Il circuito di quest'ultima è dato dalla Fig. 7. I transistor regolatori sono costituiti dal T1 e T2 posti in serie sulla linea positiva di alimentazione. Comandati da T3 e T4, essi si trovano bloccati appena l'intensità della corrente richiesta supera il massimo valore prestabilito. In questo momento, in effetti, la tensione applicata sulla base di T6 comincia a diminuire, questo transistor cambia di stato, e ciò comporta la messa fuori circuito automatico dell'alimentazione che, così, si trova protetta e di conseguenza anche gli amplificatori di potenza vengono protetti.

### Prestazioni

#### Punto di vista dell'utilizzatore

Con le nostre prove, ci siamo interessati della potenza modulata disponibile in funzione del carico, inoltre abbiamo notato che la curva rilevata nella Fig. 8 è conforme a quella fornita dal costruttore. Essa ci dà informazioni utili sulle possibilità d'impiego degli amplificatori, tenendo conto delle impedenze degli altoparlanti impiegati. Sono allo stesso modo interessanti le curve della Fig. 9 rilevate con una impedenza di carico di 4Ω. Esse esprimono la distorsione in funzione della frequenza e della potenza di uscita.

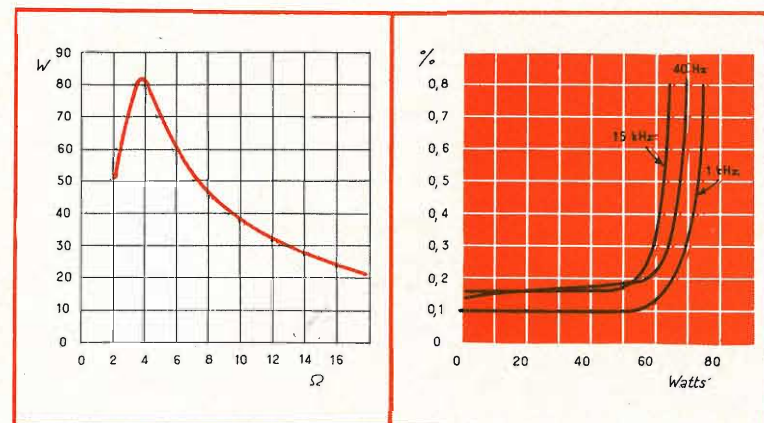
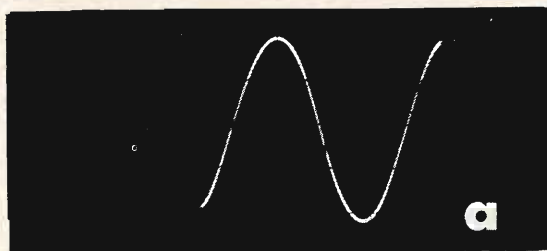


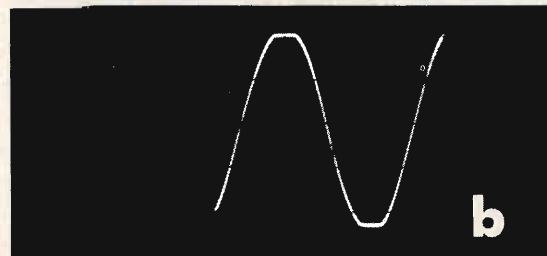
Fig. 8 - Potenza massima disponibile in funzione dell'impedenza di carico.

Fig. 9 - Rapporto di distorsione a diverse frequenze, in funzione della potenza di uscita.

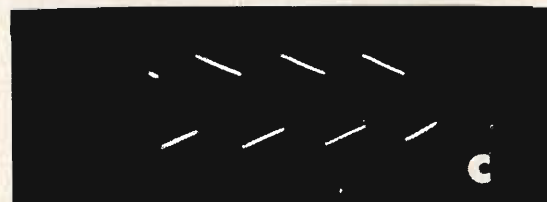




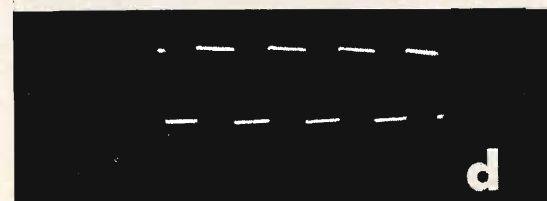
**a**



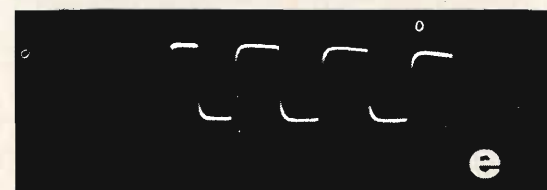
**b**



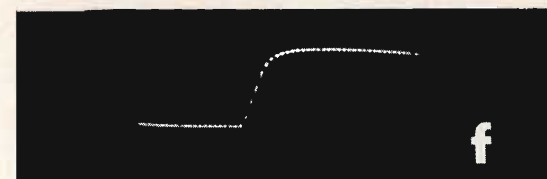
**c**



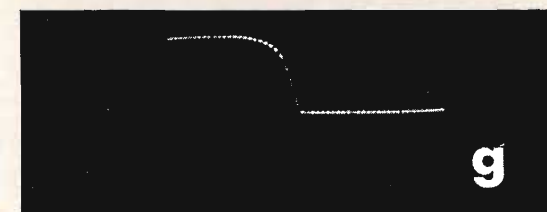
**d**



**e**



**f**

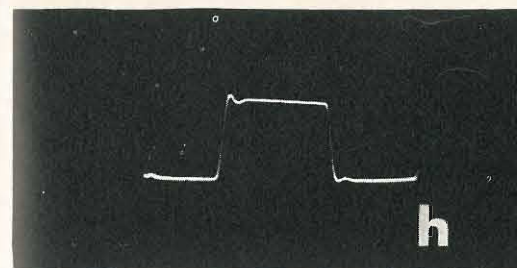


**g**

In a, oscillogramma di un segnale sinusoidale corrispondente a una potenza modulata di 50 Weff. In b, oscillogramma che mostra la perfetta simmetria di spianatura dei segnali.

Comportamento degli amplificatori in regime rettangolare a diverse frequenze (c = 20 Hz; d = 1000 Hz; e = 20 kHz).

Verifica dei tempi di salita (f) e di discesa (g) dei segnali rettangolari a 20 kHz. Questi sono identici e dell'ordine di 5 μs. Da notare l'assenza totale di rimbalzi e di sovraoscillazioni parassite, ciò prova la perfetta stabilità del circuito.



**h**

Collegati ad un carico capacitivo, gli amplificatori di potenza appaiono perfettamente stabili, come mostra l'oscillogramma di sopra, rilevato a 20 kHz.

Anche qui non si può obiettare nulla. Volendo sapere altri particolari sugli amplificatori di potenza, li abbiamo sottoposti a prove in regime rettangolare, dopo aver verificato la loro perfetta simmetria di spianatura (oscillogramma a e b). I risultati delle nostre misure sono riassunti dagli oscillogrammi c, d, ed e, rilevati rispettivamente a 20 Hz, 1000 Hz e 20 kHz.

Precisiamo che a questa ultima frequenza i tempi di commutazione dello stadio di uscita sono dell'ordine di 5 μs, (oscillogramma f e g): ciò può essere considerato abbastanza soddisfacente. Infine, abbiamo potuto verificare la grandissima stabilità del circuito per un carico capacitivo (4Ω 0,1 μF).

Come si può vedere dall'oscillogramma 4 rilevato a 20 kHz.

Largamente sperimentato il « Beolab 5000 » si è rilevato di facile utilizzazione dati i suoi numerosi ingressi, che permettono di adattarlo a tutte le sorgenti di modulazione di cui disponiamo. Un'altra caratteristica che abbiamo ben apprezzato è la comodità di connessione, facilitata dalla presenza simultanea delle prese DIN e RCA.

Per il resto, (sensibilità, rapporto segnale/rumore, potenza modulata...) abbiamo avuto gli stessi risultati soddisfacenti. Il « Beolab 5000 » è d'altronde uscito vittorioso dai confronti che abbiamo potuto fare con altri apparecchi di identica concezione.

## TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE  
VALVOLE  
TERMOJONICHE  
RICEVENTI  
PER  
RADIO  
TELEVISIONE  
E  
TIPI  
SPECIALI

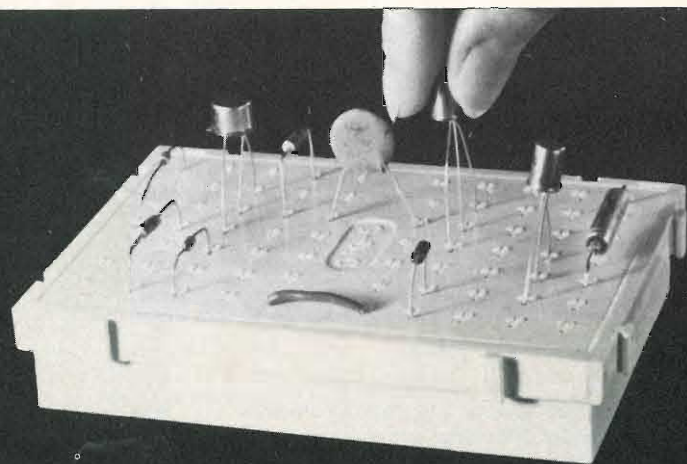


**SOCIETÀ ITALIANA  
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE**

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

# UK/5000 "S-DeC"

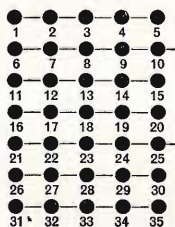
## piastre per circuiti sperimentali



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 circuituali.



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.

**UK/5000 «S-DeC» completo di accessori e manuale, quanto prima in distribuzione presso tutti i punti dell'organizzazione G.B.C. in Italia. Prezzo di listino Lire 5.900.**

**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 mΩ
- Resistenza fra le file adiacenti dei contatti 10<sup>6</sup> Ω



# CONSIDERAZIONI SUL TEMPO DELLA SALDATURA INDUSTRIALE

## ELETTRONICA INDUSTRIALE

Lo scopo di questo articolo è di fornire un utile aiuto a tutti coloro che sono interessati al raggiungimento di saldature industriali di qualità costante e nel minor tempo possibile, offrendo loro una chiara documentazione tecnica unita ad un metodo di controllo delle caratteristiche dei saldatori semplice ed efficace.

**L**a saldatura dolce dei collegamenti elettrici è vecchia quanto l'elettronica stessa. Con il rapido sviluppo della telefonia, la saldatura industriale ha acquistato un'importanza sempre crescente. La elettronica moderna ha imposto delle esigenze sempre più elevate per la radiodiffusione, la televisione e le fabbricazioni elettroniche più disparate, per cui anche i problemi della tecnica della saldatura dolce sono andati sempre più evolvendosi. Da ciò la necessità di riprendere costantemente in considerazione il problema attraverso nuovi punti di vista. Solo pochi anni fa, la saldatura serviva solamente alla unione meccanica d'un cablaggio elettrico; oggi, essa serve a mantenere, nel modo più piccolo possibile, la resistenza elettrica d'un collegamento ed a conservarla costante per anni.

Questo trattato si rivolge a coloro che devono conoscere tutto ciò che concerne il processo di saldatura nello sfruttamento pratico. E' dunque superfluo esporre qui, dettagliatamente, le reazioni fondamentali metallurgiche e fisico-chimiche della saldatura.

Come ogni lavoro, anche la formazione dei contatti elettrici, con saldatura, costituisce una spesa per l'impresa ed accresce il prezzo d'acquisto del prodotto. È naturale quindi che, da anni, ci si sforzi di abbreviare, per quanto possibile, l'operazione di saldatura al fine di ridurne i costi. Attraverso questo sforzo di razionalizzazione si è giunti a dei tempi di saldatura della durata di un secondo, senza parlare di casi particolari in cui il tempo di saldatura, propriamente detto, è ancora minore grazie ad un periodo speciale di prestagnatura. Resta comunque da stabilire se il tempo per la prestagnatura speciale aggiunto al tempo di saldatura, consenta di discendere sotto il secondo, e ciò senza tener conto della qualità.

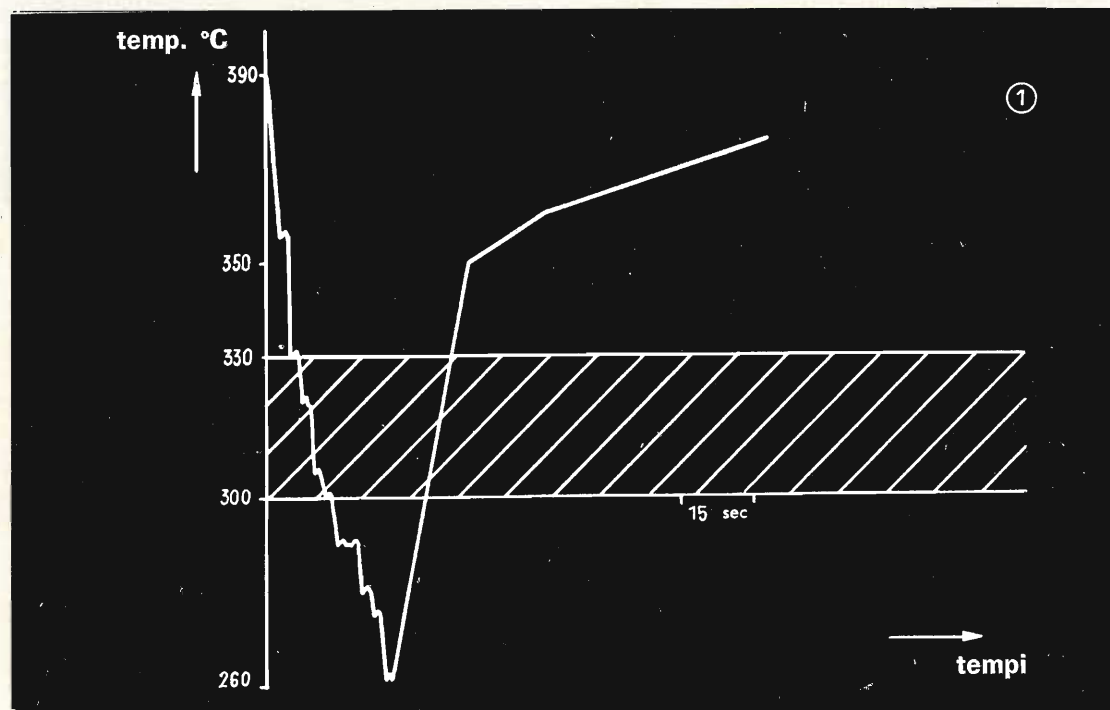
**Il tempo di saldatura, propriamente detto di un secondo, è divenuto, nell'ordine di grandezza, un concetto industriale, e un dato costante per la moderna lavorazione a catena.**

A questo punto viene spontanea una domanda: quale conseguenze porterebbe una ulteriore riduzione del « secondo »

di saldatura? Per rispondere a questa domanda è necessario comprendere le reazioni che si verificano **durante il tempo di saldatura di un secondo** per la realizzazione di collegamenti di buona qualità e costanti, esse sono:

fisse da saldare a temperature superiori ai 300 °C.

g) Raffreddamento del materiale fuso quando vien meno la fonte di calore, cioè il saldatore.



a) Riscaldamento delle parti da collegare (ad esempio l'estremità di un cavo o un filo di collegamento) ad una temperatura superiore al punto di fusione della saldatura.

b) Durante il riscaldamento a) il flusso decapante cola sulle parti da saldare.

c) Reazione del flusso con le pellicole di ossido delle parti da collegare e protezione delle superfici metalliche pulite contro un'ossidazione possibile durante il riscaldamento.

d) Fusione del materiale saldante.

e) Penetrazione del materiale fuso attraverso lo strato di flusso, per esempio colofonia attiva.

f) Copertura delle superfici metalliche pulite con il materiale saldante e diffusione reciproca di componenti di stagno e di piombo con le parti metalliche

h) Emissione di particelle di colofonia che si trovano nella perla di saldatura fusa; ciò che è possibile nel corso del raffreddamento fino a 220 °C circa.

i) Solidificazione della saldatura al di sotto rispettivamente del punto di fusione o dell'eutettico.

Esaminate separatamente le reazioni **b**, **c** ed **f** presentano una caratteristica, in funzione della temperatura, assai ripida.

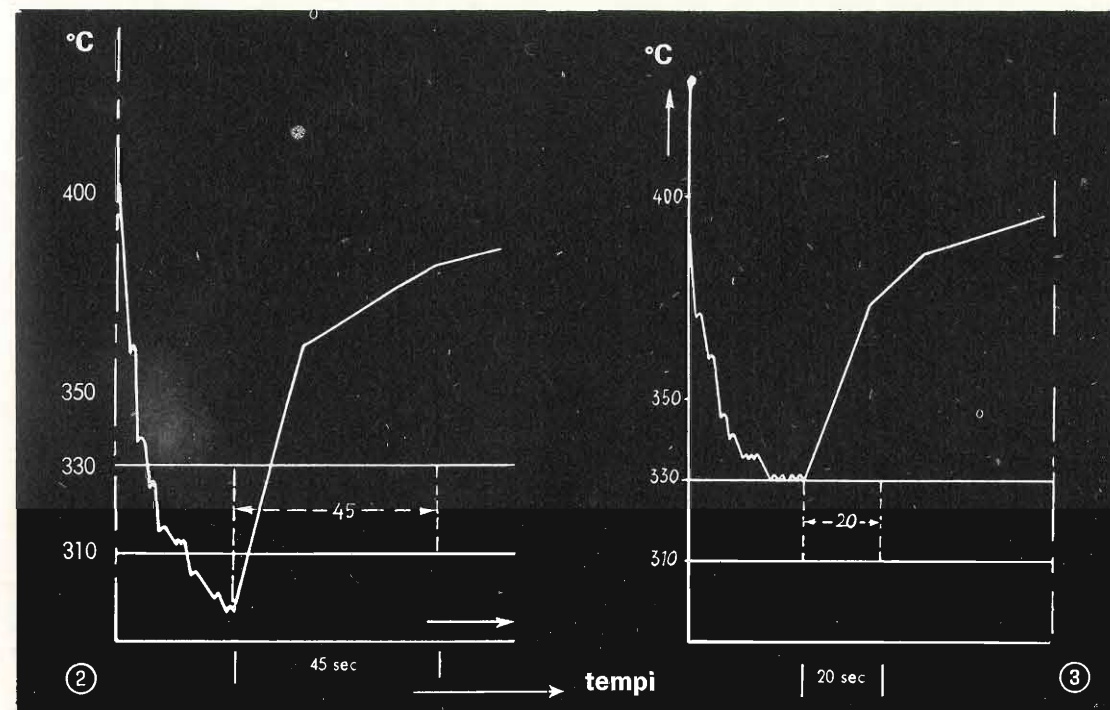
La reazione **h** è particolarmente importante, poiché l'emissione della colofonia condiziona una corretta struttura della solidificazione della perla di saldatura e di conseguenza di tutto il processo stesso.

Se discendendo al di sotto della temperatura minima di 220 °C la colofonia non viene ancora emessa quantitativamente, essa resta nella perla di saldatura, più o meno sotto la superficie, in forma di numerose goccioline esterior-

mente invisibili, poiché a temperatura decrescente l'attrito interno aumenta fortemente e rende impossibile l'emissione immediata della colofonia residua. Il fatto che la tensione superficiale aumenti notevolmente durante il raffreddamento, po-

mente possibile, la quantità di calore necessaria alla saldatura sui pezzi da collegare.

**Esaminiamo ora un lavoro a catena o a pezzi nel campo delle telecomunicazioni con saldatura 60/40 o 50/50.**



co prima di raggiungere il punto di solidificazione, esercita un ruolo addizionale. Dopo quanto detto, si vede che almeno otto reazioni (di cui alcune a velocità molto variabile, in funzione della temperatura) si devono svolgere durante il tempo di saldatura e quindi in un secondo, ed è facile capire come non sia possibile abbreviare a piacere questo « secondo di saldatura industriale ».

**Esaminiamo ora la fonte di calore nel caso specifico il saldatore. È chiaro che esso deve esser scelto in modo appropriato, per quanto riguarda la temperatura e la potenza, onde garantire una qualità costante di tutti i punti di saldatura da effettuare in serie, senza eccezioni.**

Si comprende quindi come la forma della punta giochi un ruolo particolare, poiché essa costituisce un fattore importante per trasmettere, il più rapida-

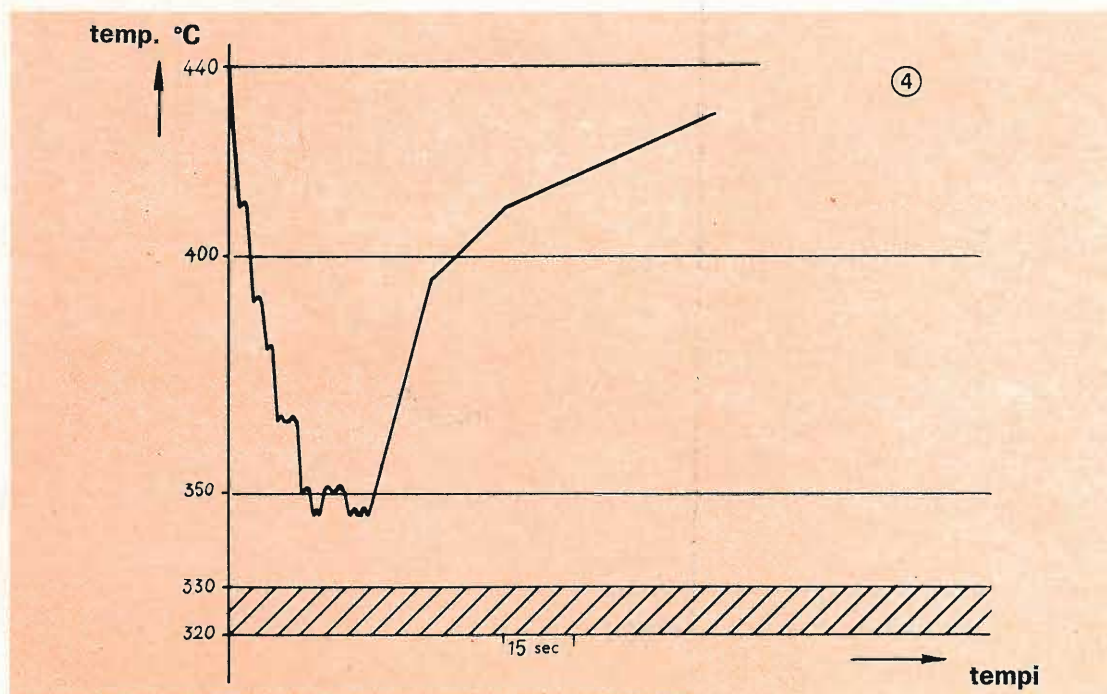
In questo campo vengono effettuate, giornalmente, migliaia di saldature in un unico posto di lavoro. Le stesse saldature sono apparentemente simili.

Si tratta di saldare un filo di rame da 0,6 mm di diametro sui terminali di un cavo in ottone della sezione di 4 x 1 mm e della medesima lunghezza.

In queste condizioni si suppone che sarebbe sufficiente, per ogni saldatura di questo tipo, la medesima quantità di calorie trasmesse in un secondo per produrre saldature multiple di buona qualità e simili. Questa supposizione è teoricamente giustificata, poiché, in ogni caso, si devono saldare due pezzi metallici di medesimo peso e qualità, dunque con lo stesso calore specifico. Se si suppone ancora che ogni perla di saldatura è approssimativamente simile, si giustifica la

conclusione che in queste condizioni la trasmissione del medesimo numero di calorie, durante ogni « secondo di saldatura industriale », garantisce interamente il successo di numerose saldature, qualitativamente uguali.

tamento preliminare delle parti da collegare. Recenti risultati provano che, anche con questo metodo, non si ottengono che dei successi parziali. Il momento di inizio della reazione metallica durante il secondo di saldatura industriale esercita



Considerando il problema più da vicino, ci si accorge però che questa deduzione è errata. Infatti molte ricerche hanno dimostrato che lo strato ossidato delle superfici delle parti da saldare è molto diverso. Su 100 saldature di questo tipo ve ne sono circa 50, dunque la metà, che possono essere saldate correttamente in un secondo con un saldatore da 40 W, 30 richiedono già 50 W, ed il resto 60 W di potenza ed oltre.

Lo strato ossidato deve essere eliminato mediante flussi chimici e questa reazione dipende, nel diagramma tempo-temperatura, da una caratteristica con forte pendenza. Già i più sottili strati di ossido, invisibili a occhio nudo e persino al microscopio a forte ingrandimento, obbligano a prolungare il tempo o ad aumentare la temperatura di saldatura.

L'esperto sente istintivamente queste difficoltà e cerca di evitarle con un trat-

to un ruolo particolare e determinante per la qualità della saldatura, se esse cominciano a 0,7 o 0,9 s.

È comprensibile che la **temperatura della punta** abbia una parte essenziale, poiché il flusso di calore dipende dalla differenza di temperatura esistente tra la punta ed i metalli da saldare. Ne consegue che si dovrebbe ottenere una miglior saldatura con temperature elevate che non con temperature basse.

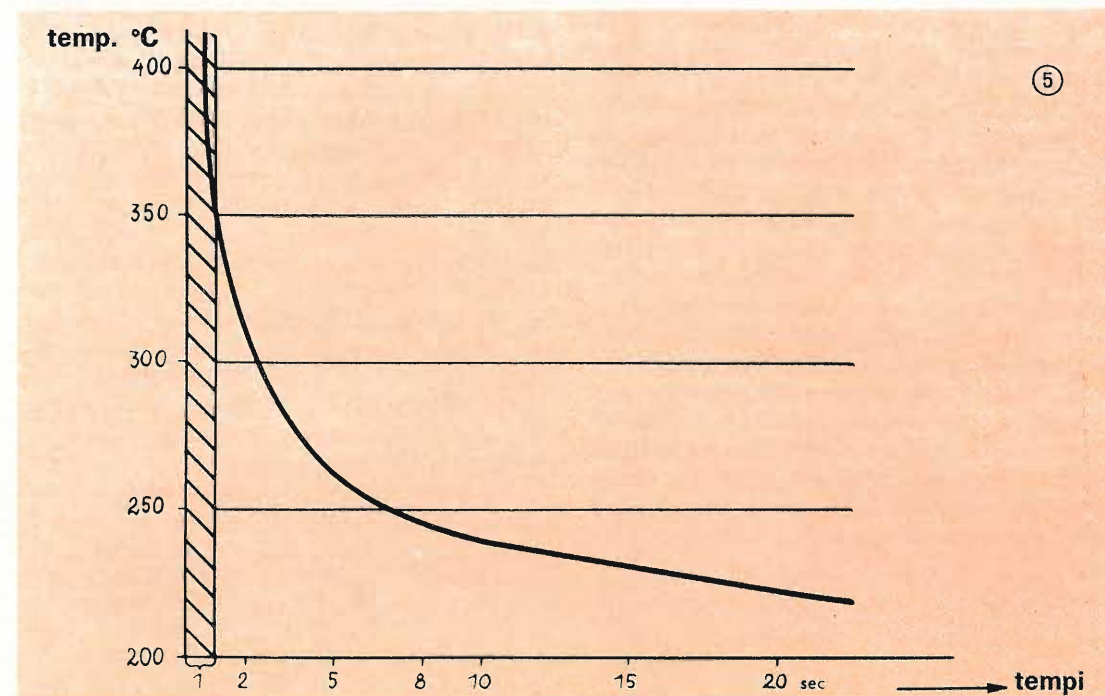
Ciò, teoricamente, sarebbe giusto, se non si dovesse tener conto di una reazione secondaria più forte a temperatura crescente: l'ossidazione della saldatura fusa.

Si sa che la saldatura, a temperature elevate, porta a saldature bruciate, sensibili alla corrosione ed inoltre non uniformi dal punto di vista del contatto. Di conseguenza le domande che si pongono

per il secondo di saldatura industriale sono due:

a) **Quale deve essere la temperatura minima della punta** per escludere completamente le saldature inqualificabili e

questa prova si effettuano differenti saldature con temperature di punta predefinite. Si misura la temperatura a 4 mm dietro l'estremità della punta con una termocoppia nickel-nichel cromo, le cui ramificazioni hanno uno spessore di



fredde, nel processo di saldature in serie durante « il secondo di saldatura industriale »?

b) **Quale deve essere la temperatura massima ammissibile della punta** per evitare ossidazioni, quindi connessioni bruciate, durante il « secondo di saldatura industriale »?

Per dare una risposta alla prima domanda esistono differenti misure sperimentali basate su riflessioni, più o meno teoriche, che conducono tuttavia a determinazioni precise della temperatura minima. Noi qui ci limiteremo ad un metodo, già adottato in pratica, che conduce al medesimo risultato.

Esso presenta inoltre il vantaggio di poter essere impiegato dal lettore interessato il quale può così rendersi conto empiricamente della esattezza del valore di temperatura minima della punta nel « secondo di saldatura industriale ». In

0,5 mm, e la saldatura del termoelemento si trova in un foro di 1,2 mm di diametro, profondo 2,5 mm. Con questo metodo, il tempo di saldatura che è sempre di un secondo viene determinato da un cronometro con precisione del 0,01 s.

La quantità di stagno deve essere approssimativamente uguale. Se la lunghezza è quasi costante,  $l = 2,5$  mm, si può calcolare che anche le quantità di stagno lo saranno. Si pone un pezzo di materiale di queste dimensioni su di una stagnola da 0,1 a 0,2 mm di spessore. Si pone poi il saldatore sulla saldatura per la durata esatta di un secondo. Tali saldature si effettuano per temperature di punta di 210, 240, 270, 300, 330 e 360 °C.

Se la saldatura contiene della colofonia si produce una certa stagnatura a 270 °C. Tuttavia solo una parte dello stagno viene a trovarsi sulla stagnola, mentre la maggior parte aderisce alla punta. Dopo

ogni saldatura si deve liberare, con uno straccio, la punta dall'eccesso di saldatura.

Il fatto è particolarmente evidente giacché le stesse analisi, con colofonia più o meno attiva, mostrano deboli stagnature parziali a temperature inferiori a 270 °C, in particolare a partire da 220 °C, ma queste stagnature diventano collegamenti, correttamente saldati, con angolo di diffusione acuto, solo a 320-330 °C. A temperature di saldatura così basse, se si vuol realizzare la saldatura corretta in un secondo, l'attivazione della colofonia esercita solo una funzione secondaria. Per importante che sia la velocità d'azione del flusso, **alle temperature di punta inferiori a 330 °C, le reazioni metalliche, fra la saldatura fusa ed i metalli da saldare, quindi le reazioni di diffusione reciproca, sono troppo lente; di conseguenza le saldature nel « secondo di saldatura industriale » sono impossibili a temperature di punta inferiori a 330 °C. La temperatura minima d'una punta per saldature industriali è quindi di 330 °C.**

Il valore della temperatura massima della punta risulta da considerazioni pratiche sulla velocità d'ossidazione della goccia di saldatura durante il « secondo di saldatura industriale », e si può fissare a 400 °C. Si sa che la punta cede calore alla saldatura, cioè che la sua temperatura raggiunge provvisoriamente punte più o meno basse. Nella saldatura normale di produzione la temperatura della punta subirà variazioni, aumentando e diminuendo; è evidente che l'entità di queste variazioni dipende dal numero e dal fabbisogno di calore delle diverse saldature realizzabili al minuto.

Se le saldature devono essere fatte in successione, senza una pausa particolare, **non v'è praticamente tempo di recupero fra due saldature, di modo che la temperatura della punta scenderà dannosamente ed il saldatore avrà una potenza inferiore.**

Se si possono effettuare, con un saldatore da 20 W, due saldature della durata di un minuto, in un intervallo di tempo appropriato, quindi con un tempo di recupero sufficiente, ci si deve render conto che lo stesso saldatore non con-

sente, per esempio, d'effettuare 10 successive saldature, tutte simili, di un minuto. Molte persone non sembrano tener conto, a causa della loro scarsa esperienza, dell'evidenza di questo fatto, con la conseguenza di non comprendere i danni rappresentati dalla sua inosservanza. Queste differenze sono visibili chiaramente nelle curve riportate in figura 1-2-3 e 4 che sono valide per lo stesso luogo di lavoro dell'industria telefonica. La figura 1 mostra una curva rilevata su un saldatore da 30 W, per il medesimo lavoro, il che prova per altro che saldatore di potenza così bassa sono inadatti per tali usi. La figura 2 mostra la curva di temperatura della punta di un saldatore da 40 W, a saldatura continua, in un posto di lavoro nell'industria telefonica. Come per tutte le altre curve, la zona critica dei 330 °C è qui particolarmente evidente. Il tempo di recupero d'un punto di temperatura minimo fino a 375 °C, è di 45 secondi, e rappresenta una costante tipica nelle caratteristiche costruttive del saldatore.

La figura 3 mostra la curva d'un saldatore da 40 W che compie il medesimo lavoro. Contrariamente alla figura 2, questo saldatore è perfettamente adeguato al lavoro. La differenza fra i due, che consumano entrambi 40 W, è visibilmente notevole. **Ciò prova dunque che la potenza consumata non è proporzionale alla potenza di saldatura.** Per quest'ultimo saldatore il tempo di recupero è di soli 20 secondi. La figura 4 illustra la curva rilevata su un saldatore da 70 W. Tutte le curve esaminate sono riferite allo stesso lavoro. Esse dimostrano chiaramente che solo un saldatore con potenza compresa fra i 60 e 70 W, fornisce, nell'industria delle costruzioni radiofoniche classiche, la garanzia di realizzare in serie saldature simili e di qualità costante, poiché tutte le reazioni da a) a g) hanno luogo durante il « secondo di saldatura industriale ».

L'ultimo saldatore visto presenta una riserva di potenza sufficiente, necessaria a causa delle variazioni multiple degli stati d'ossidazione.

**Le esigenze dei valori di temperatura minima e massima della punta portano**

**necessariamente alla scelta del saldatore adatto, così come alla forma di punta corretta per un determinato lavoro.** Da quanto esposto si può dedurre, senza tema di errore, che la temperatura minima della punta è quasi più importante della temperatura massima. Mentre il superamento della temperatura massima è assai facilmente riconoscibile dalla superficie un po' rugosa della perla di saldatura, l'abbassamento della temperatura minima d'una punta è molto più dannoso, in quanto non lo si può facilmente individuare in maniera puramente ottica sulla perla di saldatura. Per ogni fabbricazione si pone quindi il problema fondamentale: come si può sapere, in una produzione esistente, se il saldatore utilizzato è stato scelto coi giusti criteri in riferimento alla grandezza, potenza, forma, lunghezza e estremità della punta? Allo scopo forniamo qui di seguito un metodo semplice di misura che permette, a ogni responsabile di questi lavori, di determinare rapidamente, senza alcuna messa in opera particolare, se la potenza della punta è corretta per la saldatura da realizzare, in altri termini se il saldatore con la sua potenza, la sua forma di punta, la sua lunghezza di rame libero e la sua compensazione di temperatura è stato scelto adeguatamente per il lavoro previsto durante il « secondo di saldatura industriale ». Il metodo consiste in una misura termo-elettrica. Una coppia termo-elettrica nichel - nichel cromo, con ramificazioni d'un diametro massimo di 0,5 mm e una saldatura fusa in sfera, viene avvitata su dell'amianto duro dello spessore di 5 mm, montato su una tavoletta di legno di 60 x 60 mm, in modo che la saldatura della termocoppia si trovi nel punto d'intersezione delle diagonali della tavoletta e la vite di fissaggio elettricamente isolata al margine della tavoletta stessa. Come strumento indicatore si utilizza un galvanometro di buona precisione a debole ammortizzamento per un'indicazione rapida dell'apparecchio. **Esempio di misura:** ad un posto di lavoro determinato la saldatrice deve fare immediatamente, l'una dopo l'altra, otto saldature, poi v'è una breve pausa durante la quale essa deve preparare le otto saldature successive. Si utilizza una saldatura con stagno 60/40.

**Per sapere se il saldatore utilizzato è corretto, dal punto di vista della potenza, forma e lunghezza di punta, si procede nel seguente modo:**

1) La punta, ben stagnata, del saldatore caldo viene appoggiata con la pressione normale di saldatura sulla perla della termocoppia e si leggerà la temperatura prodotta. Ammettiamo che essa sia di 395 °C.

2) In seguito la saldatrice realizza normalmente, una dopo l'altra, le otto saldature e, immediatamente dopo l'ottava, quindi in un certo senso come nona saldatura, essa pone l'estremità della punta sulla perla della termocoppia e si osserva il movimento dell'ago. L'ago sale rapidamente a 350 °C e continua poi a salire lentamente. In questo esempio, in relazione alle temperature, si può dire che il saldatore è scelto correttamente, poiché dopo aver realizzato otto saldature presenta una temperatura di 350 °C; questa temperatura è al di sotto della temperatura massima critica, di modo che non si deve temere per la qualità della saldatura di questo lavoro eseguito con un saldatore provvisto di una punta di forma determinata. Se una seconda misura, in un'altro posto di lavoro, presenta una temperatura inferiore ai 330 °C è chiaro che non viene più assicurata una qualità simile di punti di saldatura. Se la temperatura scende al di sotto di 300 e persino di 250 °C non ci si può prendere la responsabilità di proseguire il lavoro. È allora necessario o scegliere, con giusto criterio, per questo lavoro, un altro saldatore di potenza più elevata o una punta di forma differente, o dividere allora il lavoro, effettuando, per esempio, non più di 10 saldature successive, come precedentemente, e passando dopo al montaggio, ma solo tre o quattro saldature, seguite da operazioni di montaggio. **Il tempo di saldatura totale delle saldature da effettuarsi successivamente deve essere dunque regolato sulla pausa di saldatura, quindi sul « tempo di recupero ».**

Questo metodo di controllo è estremamente semplice e perfettamente sicuro.

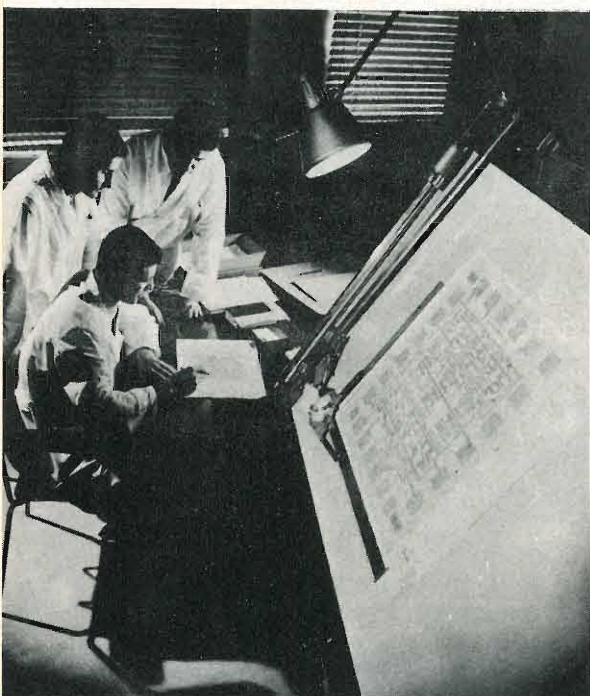
Esso è consigliabile in tutte le produzioni dove si debbono effettuare nume-

rose saldature in serie, con lo scopo d'assicurare una qualità uguale per tutti i punti saldati. La figura 5 mostra una curva che indica chiaramente il problema. La curva indica, in funzione del tempo e della temperatura della punta, quanti secondi duri la saldatura fino alla realizzazione di uno stato metallografico che determina un buon accoppiamento. Esaminando correttamente questa curva si vede che a 350 °C è sufficiente un tempo di saldatura d'un secondo per effettuare una saldatura corretta. A 250°C la durata della saldatura deve già essere di 7 secondi circa e deve essere di più di 20 secondi a 220 °C per ottenere il medesi-

mo effetto metallurgico e conseguentemente una saldatura corretta. La curva mostra chiaramente le relazioni e fornisce, allo specialista responsabile, indicazioni preziose sul significato del « secondo di saldatura industriale » e sui suoi gravi pericoli. Tutti i tecnici dell'elettronica moderna sanno che centinaia, migliaia di buone saldature in un apparecchio non servono a nulla se solo alcune di esse sono difettose.

La non funzionalità di un intero apparecchio o di tutta un'installazione non è allora che una questione di tempo, e ciò può accadere a causa d'una sola saldatura di qualità inferiore.

*In pochi mesi la SGS ha notevolmente ampliato la gamma dei suoi microcircuiti prodotti con la tecnologia MOS.*



I laboratori di ricerca della SGS ad Agrate Brianza stanno studiando nuovi dispositivi MOS che integrano diverse centinaia di transistori su superfici millimetriche di silicio. Tra i dispositivi SGS di questo tipo, già in produzione, si annoverano alcuni registri a spostamento e commutatori multiplex. I produttori di apparecchiature elettroniche possono inoltre già discutere e concordare con i tecnici della SGS la realizzazione su misura di circuiti di controllo integrati (contenenti anche 400 MOS individuali) di sotto-sistemi.

*I nuovi dispositivi di questo tipo sono 5 e comprendono registri a spostamento e commutatori multiplex. Ciascun tipo di questi microcircuiti può essere prodotto con connessioni a richiesta, a secondo delle particolari esigenze degli utilizzatori. In altre parole, i produttori di apparecchiature elettroniche possono ora discutere e concordare con i tecnici della SGS la realizzazione su misura di circuiti di controllo di sotto-sistemi in forma di circuiti MOS integrati. Questo tipo di lavoro è in effetti già stato avviato su circuiti contenenti anche 400 MOS individuali.*

*Nei microcircuiti MOS gli elementi attivi sono infatti isolati tra loro e la fabbricazione di più dispositivi su uno stesso strato non richiede la diffusione di isolamento.*

*Facendo un raffronto con la tecnologia bipolare, si ha il vantaggio che più dispositivi MOS possono essere diffusi nella stessa area di silicio con un numero inferiore di stadi di processo; la stessa funzione può cioè essere costruita su una piastrina più piccola. L'assenza della diffusione permette inoltre alle parti di essere connesse mediante strisce che possono essere diffuse contemporaneamente ai dispositivi, rendendo possibili perfino le connessioni di incrocio richieste per sistemi complessi.*

*Questa facilità nel diffondere le strisce d'interconnessione è particolarmente utile perché i dispositivi MOS individuali sono simmetrici e perciò possono essere connessi per formare qualsiasi tipo di funzione di porta. Lo stesso dispositivo di base può essere infine impiegato come componente passivo, per esempio come resistenza o come elemento di memoria. I registri dinamici MOS a scorrimento impiegano, per esempio, la capacità porta-a-sostrato di un transistor MOS come elemento temporaneo di memoria.*

# realizzazione dei progetti con elementi S-DeC



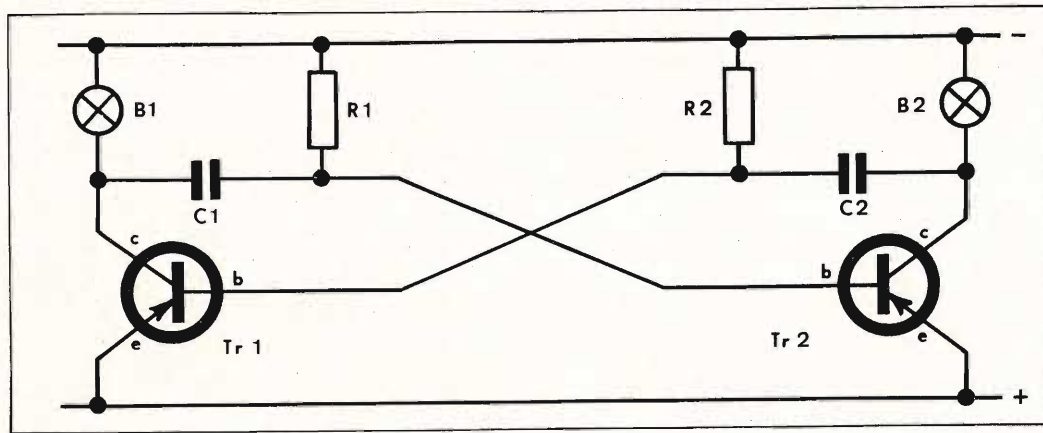
**In queste pagine sono riportati alcuni utili circuiti elettronici che possono essere rapidamente montati su un S-DeC. La maggior parte di questi circuiti richiede soltanto un S-DeC, ma è facile montare anche i circuiti con più elementi; fra di essi è incluso un circuito che richiede l'uso di due S-DeC.**

**Le liste dei componenti portano dei numeri fra parentesi posti dopo i valori. Ogni componente va semplicemente inserito nelle prese segnate dell'S-DeC. I numeri riportati servono solamente da guida; lo sperimentatore può fare a meno di questi numeri, usando direttamente il diagramma del circuito.**

**La disposizione sull'S-DeC può essere usata come utile guida per l'ordinamento richiesto nel circuito stampato.**

**E' consigliabile sottoporre ad attenti collaudi i circuiti sull'S-DeC prima di montarli definitivamente, cosicché ogni necessario cambiamento e ogni controllo di prestazione possono essere effettuati prima della saldatura sul circuito stampato.**

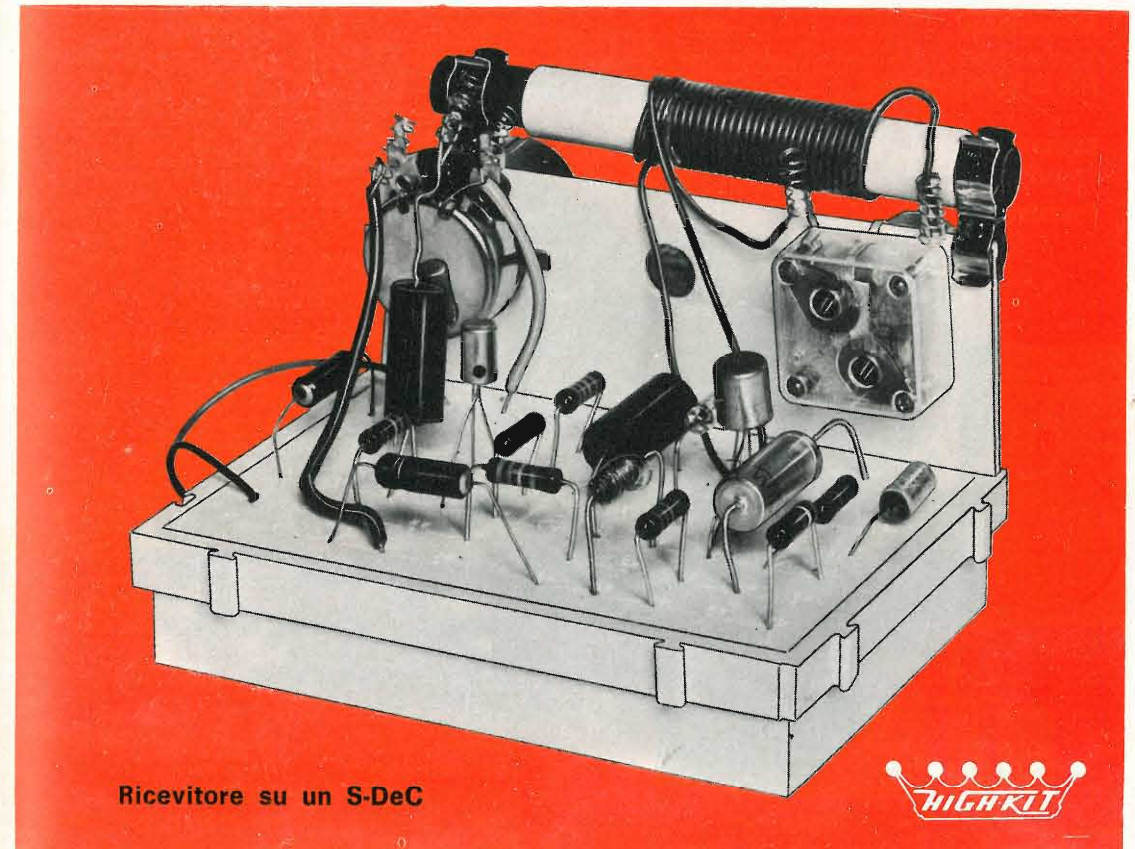
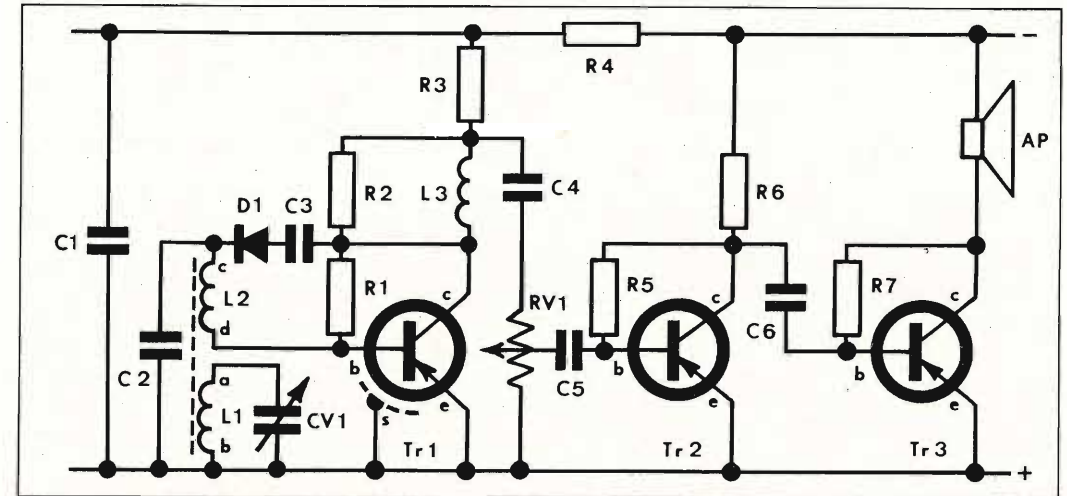
# lampeggiatore elettronico



Questo semplice circuito dimostra la facilità delle costruzioni sull'S-DeC. I dati che seguono si riferiscono al montaggio completo su un solo pannello del « deck ». In pratica, è consigliabile la costruzione di un circuito su entrambi i pannelli del « deck ».

Elenco componenti	Denominazione	Valore	Punti di connessione
<b>Resistori</b> da 1/4 W a strato di carbone toll. 10%	R1	3,9 kΩ	22-32
	R2	3,9 kΩ	4-14
<b>Condensatori</b> elettrolitici 10 VL	C1	100 μF	6-21 +
	C2	100 μF	30-15 + + = polarità dell'elettrolitico
<b>Lampadine</b>	B1	6 V/0,1 A	5-10
	B2	6 V/0,1 A	26-31
<b>Transistor</b>	Tr1	OC 81	e    b    c
	Tr2	OC 81	17 12 7 19 24 29
<b>Batteria</b>		9 V PP7	(+) 16-1 (-)
<b>Filo di collegamento</b>			3-33

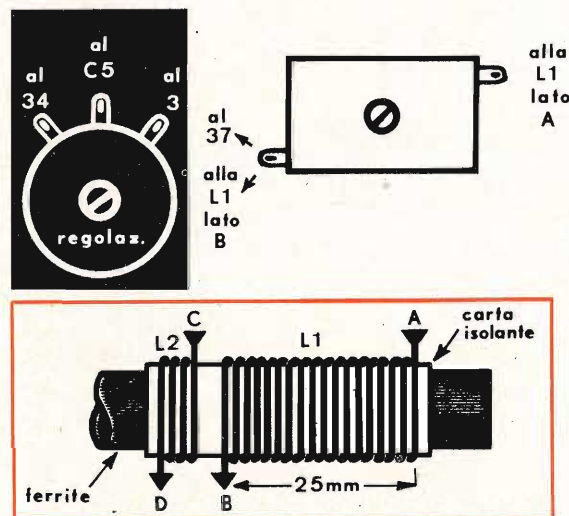
# radioricevitore "reflex"



Ricevitore su un S-DeC



Elenco componenti	Denominazione	Valore	Punti di connessione
<b>Resistori</b> da 1/4 W a strato di carbone toll. 10%	R1	680 k $\Omega$	59 - 49
	R2	12 k $\Omega$	70 - 60
	R3	4,7 k $\Omega$	63 - 68
	R4	270 $\Omega$	61 - 30
	R5	330 k $\Omega$	25 - 20
	R6	3,3 k $\Omega$	23 - 28
	R7	27 k $\Omega$	10 - 15
	RV1	5 k $\Omega$	connessioni vedi figura sotto (montaggio su pannello)
<b>Condensatori</b> (per i condensatori elettrolitici è indicata la polarità +) 10 VL	C1	100 $\mu$ F	64 - 39+
	C2	4700 pF	40 - 55
	C3	0,1 $\mu$ F	41 - 56
	C4	10 $\mu$ F	66 - 33+
	C5	0,1 $\mu$ F	fra RV1 - 18
	C6	10 $\mu$ F	21 - 6+
	CV1	300 pF	connessioni vedi figura sotto (montaggio su pannello)
	<b>Diodi</b>	D1	OA73
<b>Bobina</b>	L1		al cond. var. vedi figura
	L2		al cond. var. vedi figura
	L3	3 mH	57 - 67
<b>Altoparlante</b>	AP	80 $\Omega$	11 - 27
<b>Filo di collegamento</b>			5 - 36
<b>Batteria</b>		9 V PP7	(+) 1 - 26 (-)
<b>Transistor</b>			e b c s
	Tr1	AF116	38 48 58 38
	Tr2	AC126	4 19 24
	Tr3	OC81	2 7 12



Una capacità di 0,1  $\mu$ F nel (65-69) ridurrà la risposta AF.

#### Messa a punto della bobina

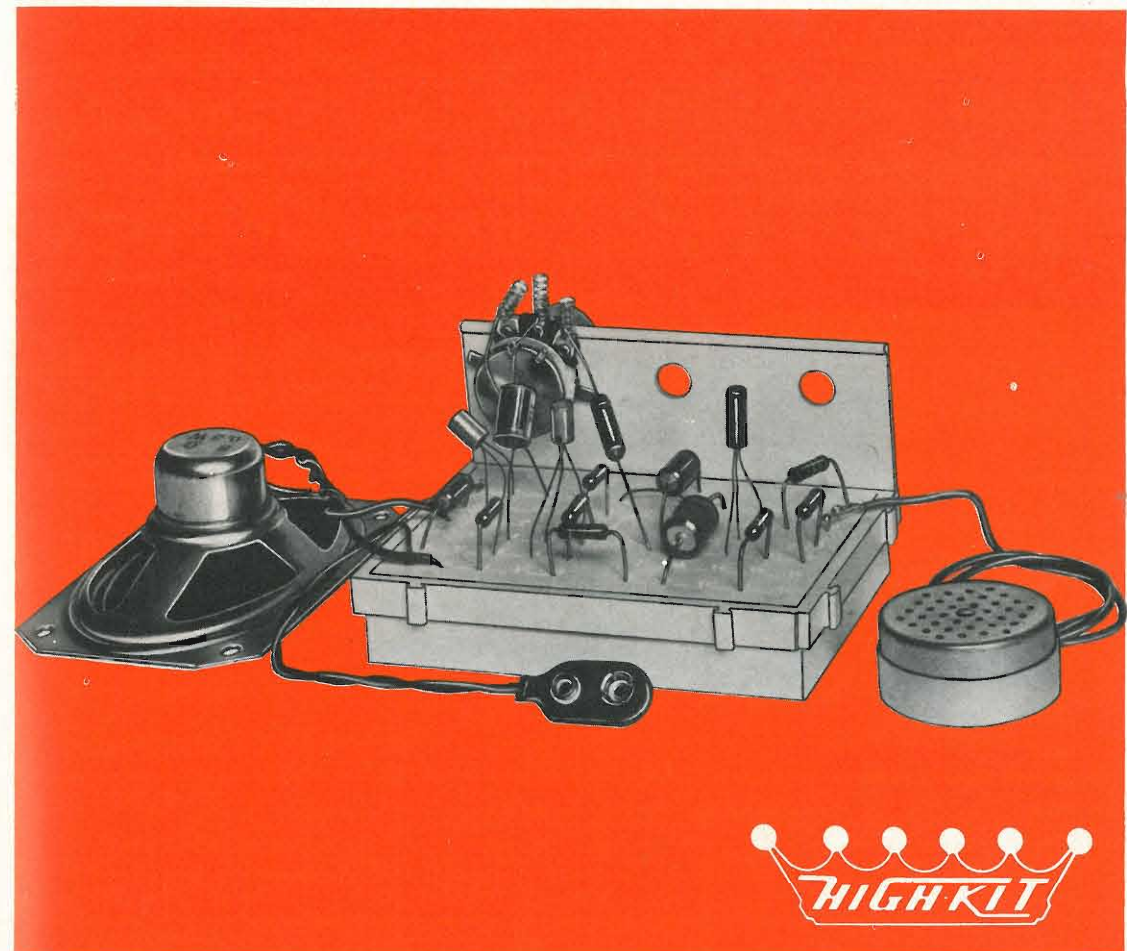
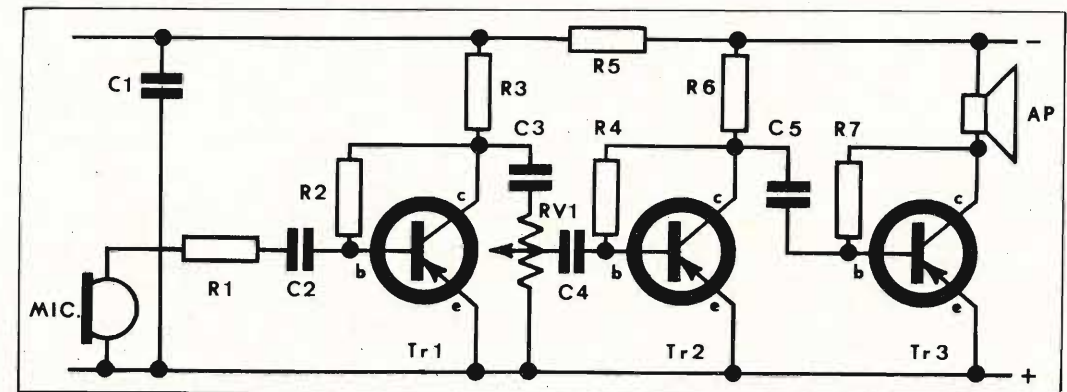
Le bobine di antenna e « reflex » sono avvolte insieme su un'asta di ferrite  $\varnothing$  3/5" lunga 4" come mostra la figura.

Bobina	76 spire	filo $\varnothing$ 0,193 con doppio isolamento in seta e cotone
« Reflex »	3 spire	

L1: A e B al condensatore  
L2: C (54); D (50)

- Saldare bene i fili della bobina da inserire nell'S-DeC
- Bobine avvolte ben distanziate  
Prima ricoprite con vernice o con nastro adesivo la parte esterna.

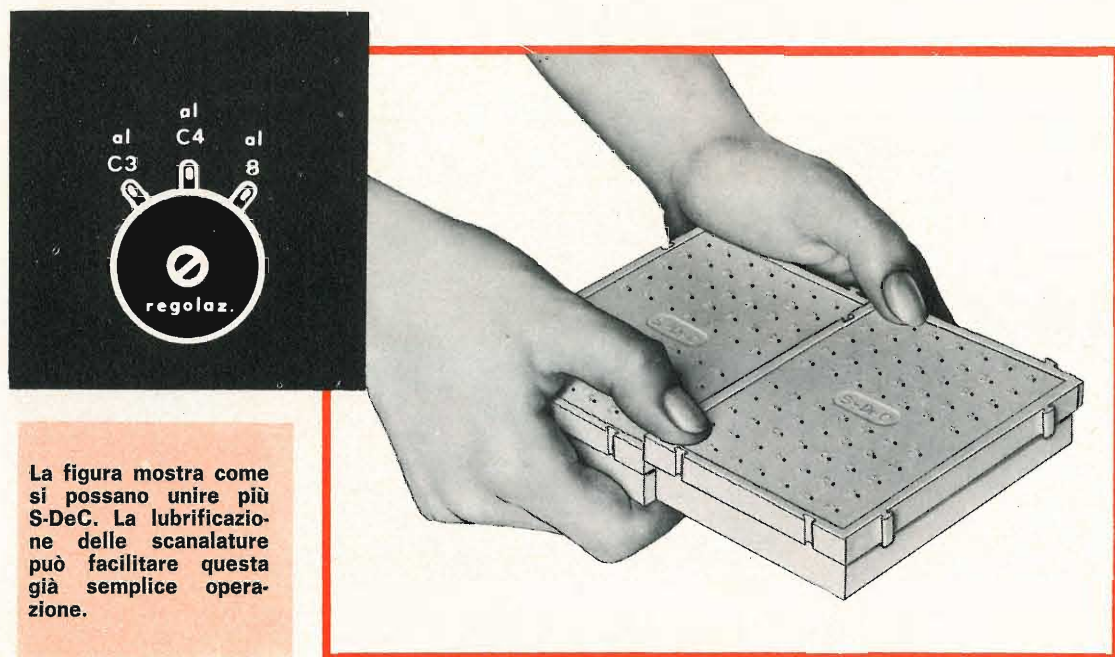
# amplificatore audio a 3 stadi



**HIGHKIT**

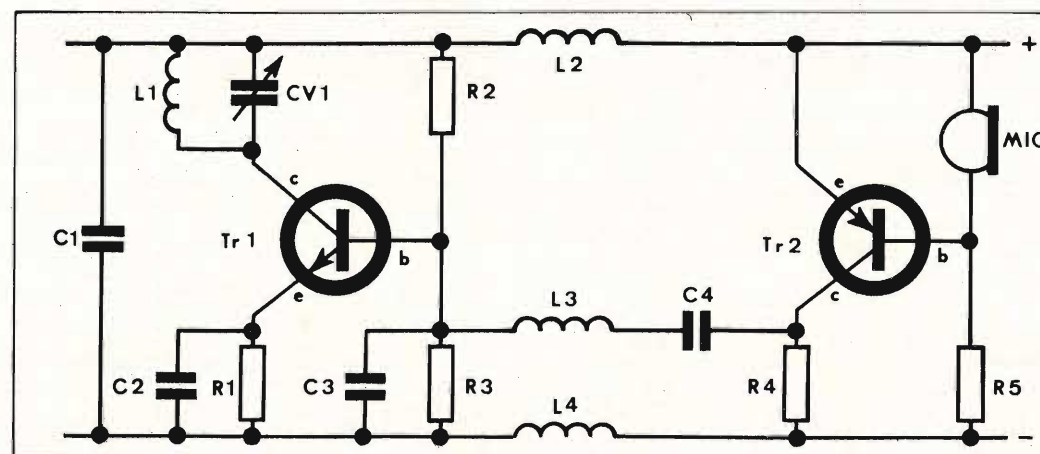


Elenco componenti	Denominazione	Valore	Punti di connessione
<b>Resistori</b> da 1/4 W a strato di carbone toll. 10%	R1	330 k $\Omega$	40 - 49
	R2	330 k $\Omega$	55 - 60
	R3	3,9 k $\Omega$	69 - 59
	R4	330 k $\Omega$	30 - 25
	R5	2,2 k $\Omega$	35 - 66
	R6	3,3 k $\Omega$	33 - 28
	R7	27 k $\Omega$	15 - 20
	RV1	5 k $\Omega$	connessioni vedi figura sotto (montaggio su pannello)
<b>Condensatori</b> (Per i condensatori elettrolitici è indica- ta la polarità +) 10 VL	C1	100 $\mu$ F	67 - 42 +
	C2	1 $\mu$ F	51 - 36 +
	C3	10 $\mu$ F	56 - RV1 +
	C4	0,1 $\mu$ F	23 - RV1
	C5	10 $\mu$ F	26 - 11 +
<b>Transistor</b>			e b c
	Tr1	OC 44	43 53 58
	Tr2	OC 71	9 24 29
	Tr3	OC 81	7 12 17
<b>Filo di collegamento</b>			10 - 41
<b>Microfono</b>			45 - 50
<b>Altoparlante</b>	AP	80 $\Omega$	32 - 16
<b>Batteria</b>		9V PP7	(+) 6 - 31 (-)



La figura mostra come si possono unire più S-DeC. La lubrificazione delle scanalature può facilitare questa già semplice operazione.

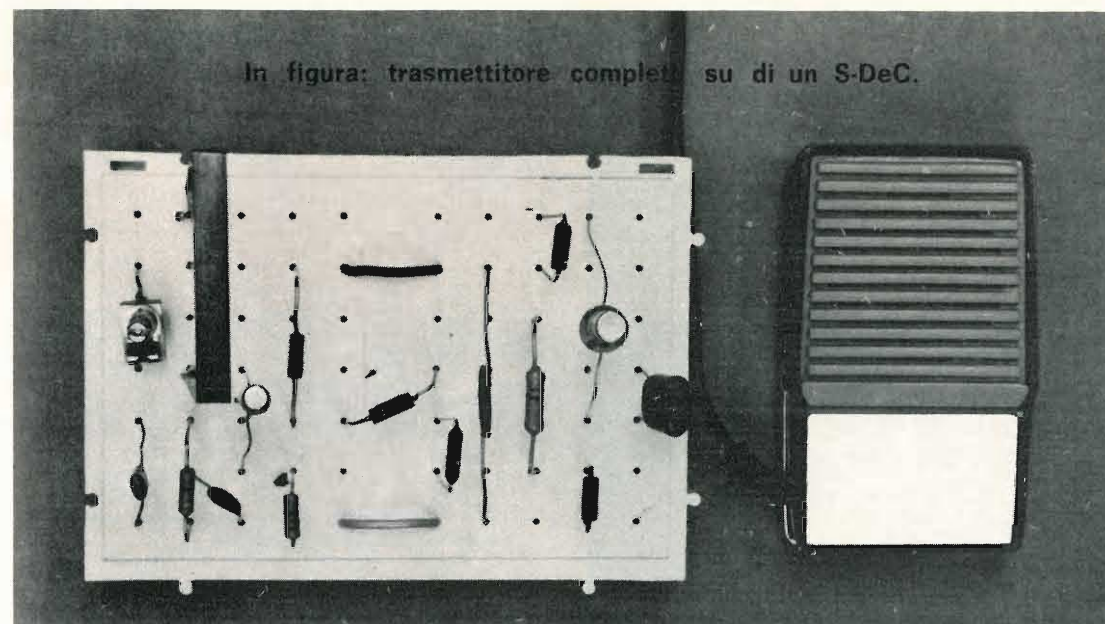
# radio microfono VHF



Questo trasmettitore di bassa potenza è sintonizzabile su una gamma di frequenze che può essere ricevuta da qualsiasi ricevitore normale domestico VHF. Si deve usare un microfono a cristallo.

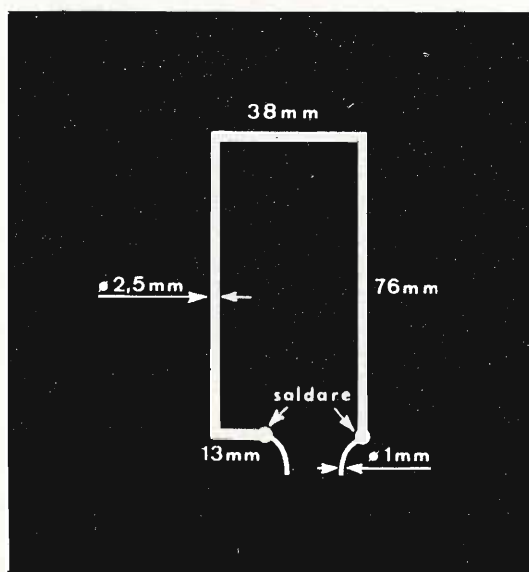
Quando il circuito è costruito, si regolano il ricevitore e il trimmer capacitivo fino alla messa a punto del microfono.

Una volta regolato, mettere il microfono ad una certa distanza dall'S-DeC per evitare la regolazione durante il funzionamento. Il ricevitore può perdere la regolazione dopo la costruzione e ciò può essere provato, se il microfono posto vicino al ricevitore provoca uno strillo, dovuto alla reazione acustica. Ciò non si verifica se il ricevitore è in un'altra camera.



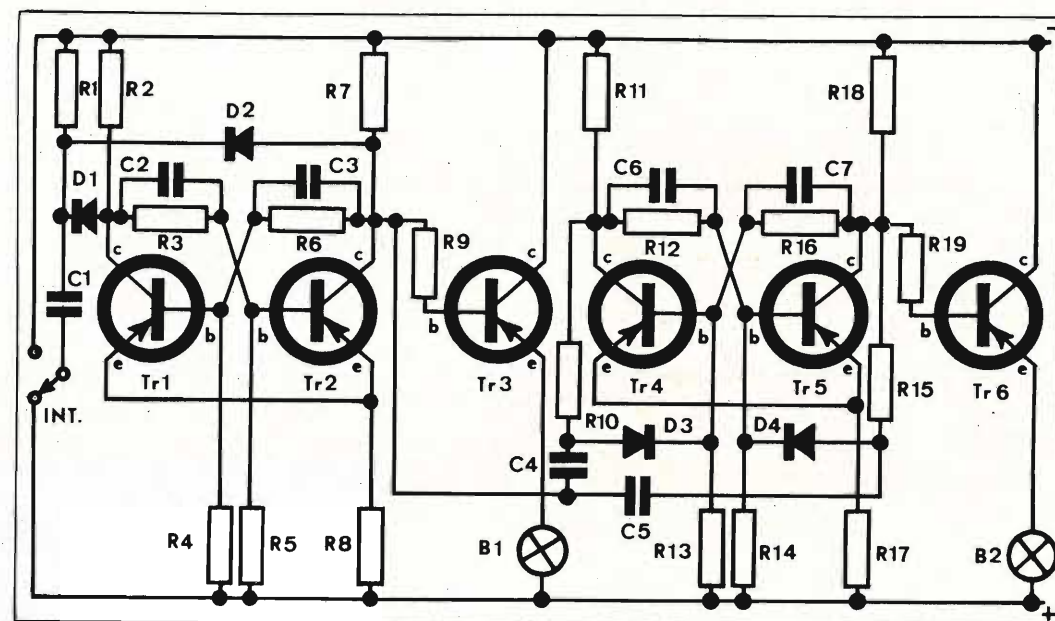
In figura: trasmettitore completo su di un S-DeC.

Elenco componenti	Denominazione	Valore	Punti di connessione
<b>Resistori</b> da 1/4 W a strato di carbone toll. 10%	R1	330 Ω	29 - 34
	R2	22 kΩ	9 - 24
	R3	6,8 kΩ	22 - 32
	R4	3,3 kΩ	56 - 61
	R5	680 kΩ	48 - 63
<b>Condensatori</b> Ceramico	C1	0,047 μF	42 - 67
	C2	22 pF	27 - 33
	C3	0,01 μF	21 - 31
	C4	0,1 μF	55 - 60
	CV1	10 pF	6 - 16
<b>Bobine</b>	L1		come figura sotto
	L2	3,3 μH	38 - 43
	L3	3,3 μH	25 - 51
	L4	3,3 μH	64 - 69
<b>Transistor</b>	Tr1	2N706A AC126	e b c
	Tr2		28 23 18 39 49 59
<b>Microfono</b>			36 - 46
<b>Fili di collegamento</b>	a		35 - 66
	b		10 - 41
<b>Batteria</b>		9V PP3	(+) 40 - 65 (-)



L1 - La bobina è un rettangolo aperto, come è mostrato in figura.

# divisore per 4 circuito logico "COUNTER"



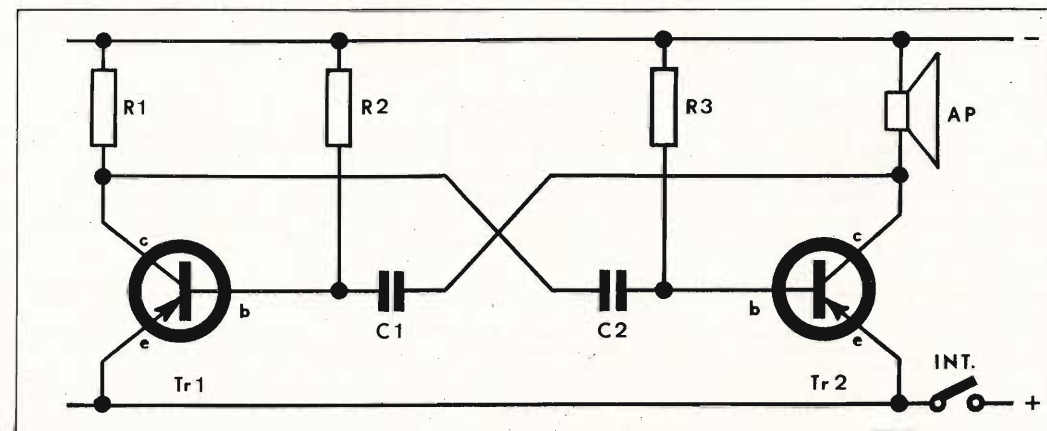
Ogni volta che si commuta l'interruttore, le luci daranno il numero di impulsi in rapporto due.

Questo circuito è costruito su due « decks ». Nell'elenco, a fianco delle connessioni, A si riferisce ad un S-DeC e B all'altro.

Elenco componenti	Denominazione	Valore	Punti di connessione
<b>Resistori</b> da 1/4 W a strato di carbone toll. 10% A = 1° S-DeC B = 2° S-DeC	R1	10 kΩ	A 39 - A 69
	R2	1 kΩ	A 4 - A 20
	R3	4,7 kΩ	A 12 - A 17
	R4	6,8 kΩ	A 24 - A 33
	R5	6,8 kΩ	A 14 - A 34
	R6	4,7 kΩ	A 7 - A 22
	R7	1 kΩ	A 3 - A 9
	R8	270 Ω	A 26 - A 31
	R9	6,8 kΩ	A 42 - A 52
	R10	10 kΩ	B 29 - B 52
	R11	3,3 kΩ	B 37 - B 51
	R12	4,7 kΩ	B 49 - B 54
	R13	6,8 kΩ	B 57 - B 67
	R14	6,8 kΩ	B 47 - B 68
	R15	10 kΩ	B 18 - B 23

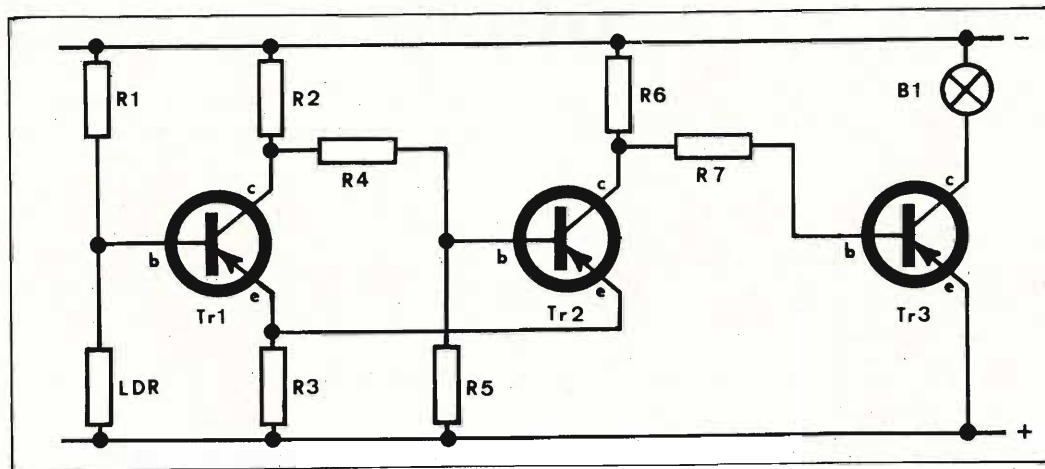
<b>Resistori</b>	R16 R17 R18 R19	4,7 k $\Omega$ 100 $\Omega$ 3,3 k $\Omega$ 1 k $\Omega$	B 44 - B 59 B 65 - B 69 B 38 - B 42 B 10 - B 20
<b>Condensatori</b> Ceramico	C1 C2 C3 C4 C5 C6 C7	0,022 $\mu$ F 0,047 $\mu$ F 0,047 $\mu$ F 4700 pF 4700 pF 470 pF 470 pF	A 61 - A 66 A 11 - A 16 A 6 - A 21 A 54 - B 27 A 55 - B 21 B 50 - B 55 B 45 - B 60
<b>Diodi</b> + = catodo	D1 D2 D3 D4	OA81 OA81 OA81 OA81	A 57 - A 67 + A 53 - A 68 + B 30 - B 56 + B 25 - B 46 +
<b>Transistor</b>	Tr1 Tr2 Tr3 Tr4 Tr5 Tr6	OC71 OC71 OC81 OC71 OC71 OC81	e b c A28 A23 A18 A27 A13 A8 A48 A43 A38 B63 B58 B53 B64 B48 B43 B13 B8 B3
<b>Fili di collegamento</b>			A 5 - A 36 A 19 - A 56 A 40 - B 1 B 19 - B 41 A 10 - A 51 A 32 - B 31 B 5 - B 36 B 35 - B 66
<b>Interruttore</b> (montaggio su pannello)	accesso centrale spento		B 2 A 65 B 32
<b>Lampadine</b> (montaggio su pannello)	B1 B2	6V 0,1A 6V 0,1A	A 35 - A 46 B 14 - B 34
<b>Batteria</b>		9V PP7 opp. PP9	(+) B 70 - B 40 (-)

# oscillatore di esercizio MORSE



Elenco componenti	Denominazione	Valore	Punti di connessione
<b>Resistori</b> da 1/4 W a strato di carbone toll. 10%	R1 R2 R3	3,9 k $\Omega$ 18 k $\Omega$ 3,9 k $\Omega$	5 - 10 4 - 14 22 - 32
<b>Condensatori</b>	C1 C2	0,1 $\mu$ F 0,1 $\mu$ F	15 - 30 8 - 23
<b>Transistor</b>	Tr1 Tr2	AC126 OC81	e b c 17 12 7 19 24 29
<b>Altoparlante</b>	AP	80 $\Omega$	26 - 31
<b>Fili di collegamento</b>			3 - 33
<b>Batteria</b>		9V PP3	(+) all'interruttore - 1 (-)
<b>Interruttore</b>			dal + della batteria - 16

# circuito luminoso ad intermittenza



Elenco componenti	Denominazione	Valore	Punti di connessione
<b>Resistori</b> da 1/4 W a strato di carbone toll. 10%	R1	15 kΩ	3 - 23
	R2	10 kΩ	4 - 14
	R3	1 kΩ	28 - 33
	R4	3,9 kΩ	11 - 16
	R5	10 kΩ	19 - 34
	R6	4,7 kΩ	1 - 6
	R7	12 kΩ	42 - 52
	LDR	ORP 12	21 - 31
<b>Transistor</b>			e b c
	Tr1	OC 71	27 22 12
	Tr2	OC 71	30 20 10
	Tr3	OC 81	69 54 49
<b>Lampadina</b>	B1	6V - 0,1A	48 - 38
<b>Fili di collegamento</b>			5 - 36
			9 - 41
			35 - 66
<b>Batteria</b>		9V PP7	(+) 70 - 40 (-)

Proteggere la LDR dal raggio luminoso.  
Interrompendo l'irradiazione si provoca un'illuminazione.



# GENERATORE D'IMPULSI PER TERGICRISTALLO ED INDICATORE DI DIREZIONE ELETTRONICO

REALIZZAZIONI  
SPERIMENTALI

L'elettronica acquista un'importanza sempre più crescente nel campo automobilistico. Col suo aiuto, ci si sforza di migliorare non solamente dispositivi del sistema centrale di un'automobile come è il caso dell'impiego d'alternatori trifase a diodi incorporati al posto delle dinamo classiche (a corrente continua), dell'accensione transistorizzata, dello starter elettronico automatico e del regolatore elettronico di carica delle batterie, ma anche di altri accessori per aumentare la sicurezza dei veicoli. La maggior parte dei circuiti preposti a questi scopi prevedono l'impiego di componenti semiconduttori. In questo articolo presentiamo appunto due esempi di questi circuiti.

**I**n caso di pioggia o di neve poco abbondante, è spesso necessario azionare senza interruzione il tergicristallo per qualche secondo.

A questo scopo ben si presta un generatore elettronico d'impulsi in quanto è in grado di assicurare questo spostamento periodico e di breve durata.

## Costituzione e funzionamento di un generatore d'impulsi

La figura 1 rappresenta lo schema di un generatore d'impulsi che è costituito da un multivibratore astabile nel quale la durata degli impulsi è regolata a un valore fisso e la periodicità è continuamente regolabile su una vasta gamma. Il circuito è composto dai nuovi transistor al silicio BCY78 e BCY58.

All'inizio della carica del condensatore C1, che determina la durata di commutazione, i transistor T2 e T3 entrano in

conduzione, poiché, la corrente di carica del condensatore C1, rende conduttore il transistor T2 e può fluire attraverso il circuito collettore emettitore a debole resistenza del transistor T3, il quale ultimo, viene portato in conduzione dalla corrente di collettore del transistor T2.

Il transistor T1, è collegato attraverso il potenziale di collettore del transistor T3, e di conseguenza viene bloccato.

Durante la carica, la corrente circola nel relé A nel quale il contatto di lavoro è chiuso quando il tergicristallo funziona. La costante di tempi della carica del condensatore, è determinata essenzialmente da C1 ed R1.

Quando la corrente di carica decresce non è più sufficiente per mantenere in conduzione il transistor T2, che blocca così il transistor T3.

Questo arresto è molto improvviso poiché l'elevazione di potenziale del collet-

tore del transistor T3 eleva di molto il potenziale di base del transistor T2. Quest'ultimo per conseguenza viene bloccato.

Essa viene percorsa da una corrente quando il relé A è interrotto, in modo che il montaggio assorbe una corrente di servizio costante di circa 30 mA, indipen-

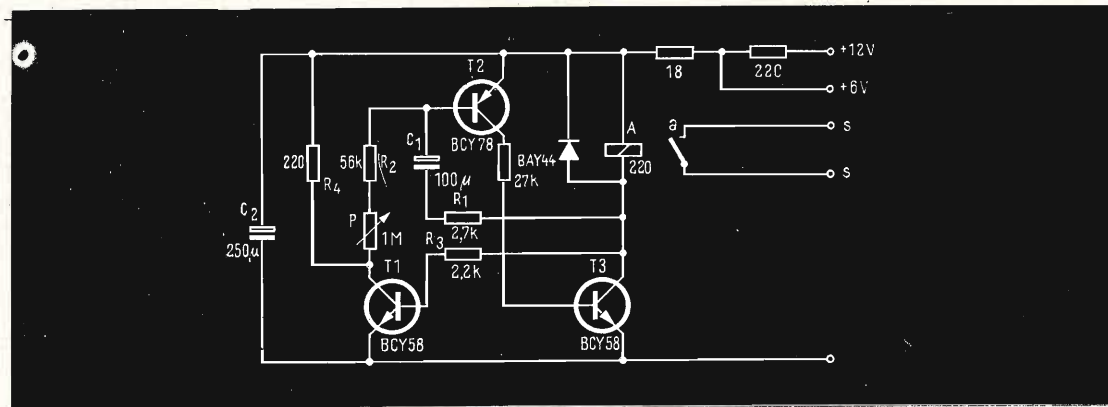


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore d'impulsi regolabile per tergicristallo.

L'arresto del transistor T3 porta in conduzione il transistor T1 precedentemente bloccato. Il condensatore di carica C1 è collegato al polo positivo della batteria tramite la resistenza R1 ed il relé A (tipo Siemens NV 23154 C 0717 F 101), mentre il suo polo positivo è collegato alla base del transistor T2 che viene così bloccato.

Il relé A è interrotto durante la scarica seguente del condensatore C1 sulla resistenza R2, il potenziometro P, il circuito emettitore collettore del transistor T1 e la resistenza R1.

La costante di tempi della scarica del condensatore è determinata essenzialmente da C1 e P.

Dopo la scarica del condensatore C1, una parte della corrente di collettore del transistor T1 circola ancora nel potenziometro P e nella base del transistor T2, assicurando così una leggera commutazione del transistor T2. Questa corrente di collettore non è interrotta fino a che il transistor T3 è riattivato dal transistor T2, e la carica del condensatore C1 riprende.

La resistenza R4 nel circuito di collettore del transistor T1 è uguale alla resistenza del relé A.

dentemente dalla posizione del multivibratore, per cui il funzionamento non è influenzato da questa resistenza.

In conseguenza della costante corrente di funzionamento, per commutare la tensione di funzionamento da 6 a 12 V, è sufficiente una resistenza addizionale.

Il condensatore C2 smorza i punti di tensione nocivi per gli impianti di bordo dei veicoli.

#### Montaggio e impiego del generatore d'impulsi

La figura 2 illustra il montaggio di un generatore d'impulsi su un veicolo. Il contatto di lavoro (a) del relé è collegato in parallelo ai due capi (s) dell'abituale interruttore del tergicristallo.

Si raccomanda di collegare l'interruttore S2 del generatore d'impulsi con il potenziometro P. Solamente l'interruttore S2 deve essere azionato per il funzionamento intermittente, il potenziometro P permette di regolare la durata di riposo desiderata da 2 a 100 secondi.

Con la realizzazione del circuito visibile in figura 1, il tergicristallo funziona per un periodo di circa 2 secondi ogni volta.

Questa durata di marcia dipende essenzialmente dalla resistenza R1.

Per ottenere durate maggiori è sufficiente sostituire la resistenza R1 con un'altra resistenza di maggiore valore.

bricano ormai degli indicatori semielettronici per automobili.

Attualmente nuovi componenti permettono eccellenti soluzioni puramente elettroniche.

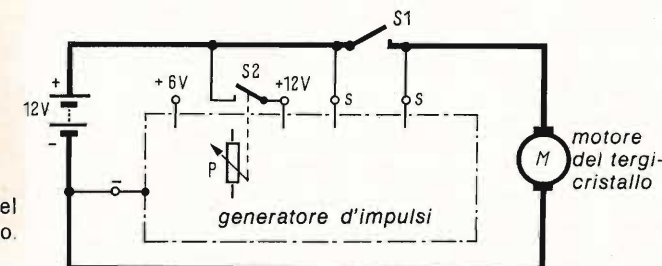


Fig. 2 - Schema di montaggio del generatore d'impulsi su di un veicolo.

L'arresto dell'interruttore S1 permette di far funzionare il tergicristallo in ogni momento, anche quando il generatore di impulsi è in stato di riposo, come ad esempio quando il parabrezza si sporca fortemente a causa dell'incrocio con un'altra vettura.

Per ottenere il funzionamento permanente del tergicristallo è necessario azionare ugualmente l'interruttore S1. L'apparecchio è previsto per il funzionamento a 6 e 12 volt.

#### INDICATORE DI DIREZIONE ELETTRONICO

Oltre agli indicatori di direzione elettromeccanici, esclusivamente utilizzati attualmente e suscettibili di guasti, si fab-

Esse offrono all'automobilista una precisa sicurezza, poiché gli indicatori di direzione funzionano immediatamente senza alcun ritardo alla giusta frequenza, che rimane largamente costante in relazione a precise condizioni di servizio.

In caso di guasto di un solo indicatore, la piccola lampadina indicatrice viene interrotta senza nuocere al funzionamento dell'indicatore di direzione.

#### Costituzione e funzionamento dell'indicatore di direzione

L'elemento essenziale per il funzionamento dell'indicatore elettronico di direzione è ancora il generatore d'impulsi precedentemente descritto.

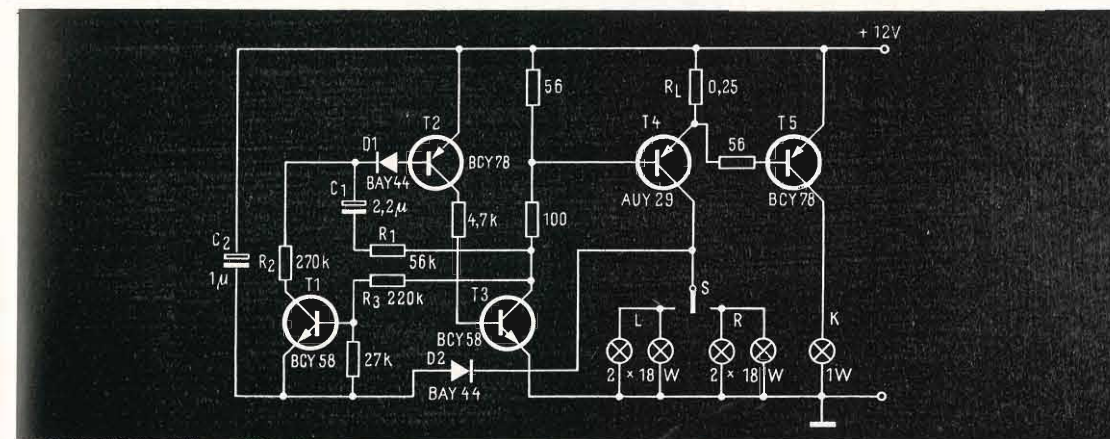


Fig. 3 - Schema elettrico dell'indicatore di direzione elettronico. S - commutatore dell'indicatore di direzione posto sul veicolo. L - lampeggiatore sinistro del veicolo. R - lampeggiatore destro del veicolo.

Una leggera modifica nello schema permette il comando diretto del transistor T4 di potenza e fornisce una frequenza più elevata di 90 impulsi al minuto primo.

In caso di guasto di una sola lampada dell'indicatore di direzione la tensione ai capi della resistenza RL scende in modo tale da bloccare il transistor T5 e la lampada spia K non si accende più all'interno della vettura.

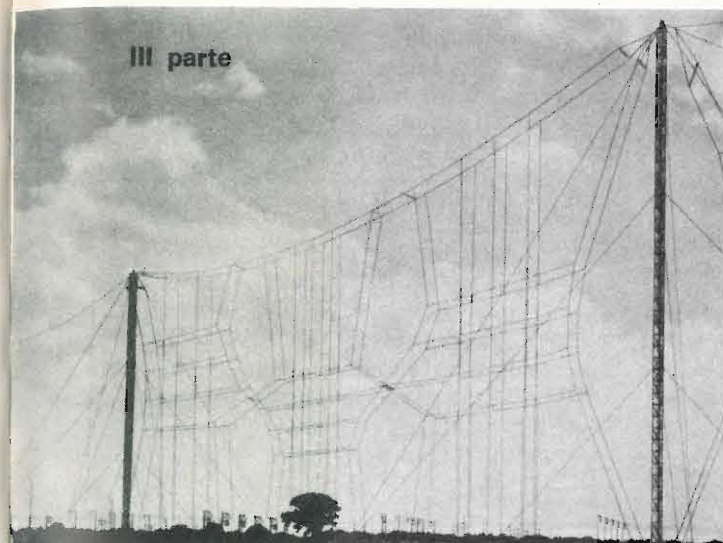
Quando si desidera avere oltre alla lampada spia anche un rumore che segnali il funzionamento degli indicatori, come nel caso di indicatori elettromeccanici, basta sostituire la resistenza RL con un relé appropriato che alimenti la lampada spia.

Il commutatore S d'indicazione di direzione non deve essere collegato a nessun altro interruttore d'impulsi, l'alimentazione del transistor T1 è assicurata dal diodo D2 che si blocca quando il commutatore S è aperto. Il diodo D1 permette l'utilizzazione del transistor BCY78 benché la sua tensione inversa base-emettitore  $U_{BE0}$  sia inferiore a 12 V.

L'intensità assorbita dal complesso è di 3 A durante l'impulso indicatore essendo il commutatore S chiuso.

La tensione di lavoro è di 12 V. Una realizzazione che rispetti lo schema di figura 3 funziona perfettamente ad una temperatura compresa tra 20 e 70 °C.

(da « Composants Electroniques » N. 1 - 68)



## RADIO DIFFUSIONE E TV

a cura di P. Soati

La Keithley Instruments, nota casa americana produttrice di strumenti di misura, dispone ora di un nuovo elettrometro amplificatore operativo altamente miniaturizzato con ingresso provvisto di MOS FET, tutto a stato solido e con circuito integrato. La variazione di corrente è solamente di  $1.10^{-14}$  A. Questo nuovo strumento, il Mod. 302, è particolarmente adatto per applicazioni OEM. Le sue dimensioni ridotte consentono una semplice sistemazione su piastra a circuito stampato. Lo strumento ha una resistenza di ingresso di  $10^{12} \Omega$  ed un guadagno a spira aperta di 12. Originariamente progettato come amplificatore di corrente con risposta lineare o logaritmica, il Mod. 302 è anche adatto come integratore di corrente, amplificatore di carico, amplificatore di tensione o



come amplificatore d'impedenza di adattamento. Le applicazioni tipiche del Mod. 302 come amplificatore lineare di corrente includono i controlli di reattori nucleari, fotometri, strumenti biomedicali, collaudo di semiconduttori, misure di beta ed altri equipaggiamenti per processi di controllo. Lo stesso strumento, predisposto per risposta logaritmica, è adatto per delle operazioni come controllo di reattori nucleari, amplificazione di corrente di spettrometri, o misure di densità ottica. Come integratore di corrente, il Mod. 302, può essere usato per misurare il carico d'uscita di un tubo fotomoltiplicatore, e come amplificatore di carico, lo strumento può misurare l'uscita da un trasduttore di pressione a quarzo o da un pick-up a cristallo.

# LA RICEZIONE DELLE STAZIONI AD ONDA CORTA

**A**bbiamo già accennato nelle puntate precedenti di questa rubrica, come per ottenere delle buone ricezioni a media e grande distanza nelle gamme delle onde corte e cortissime, e per conseguire il massimo rendimento dal ricevitore, sia indispensabile disporre di antenne aventi un'ottima efficienza.

Abbiamo pure suggerito alcuni tipi di antenne, che riteniamo indispensabili qualora si desideri raggiungere tale traguardo, alcune delle quali hanno la caratteristica di presentare accentuate doti di direzionalità. E' evidente come in quest'ultimo caso sia indispensabile stabilire, nel modo più esatto possibile, quale debba essere la direzione che occorre dare all'antenna ricevente rispetto all'antenna del trasmettitore radiofonico.

Per agevolare tale ricerca in figura 1 riportiamo una carta relativa alla « proiezione polare » rispetto all'Italia (Roma in particolare), che consente, per l'appunto,

di rilevare in modo sufficientemente approssimativo la direzione della congiungente « antenna trasmittente » — « antenna-ricevente ».

Questa carta in definitiva è stata realizzata in modo che per qualsiasi località del globo sia possibile individuare l'angolo fatto dalla linea retta che congiunge una data località, sia essa di trasmissione o di ascolto, in Italia con il meridiano geografico che passa per la stessa località e che corrisponde, all'angolo effettivo che sarebbe misurabile sul terreno.

Stabilito l'angolo in questione, rispetto alla località che si desidera ricevere, è assiomatico che con l'uso di una semplice bussola è possibile determinare in modo abbastanza esatto la direzione della stazione ricevente rispetto alla stazione trasmittente e quindi orientare in tale senso l'antenna ricevente.

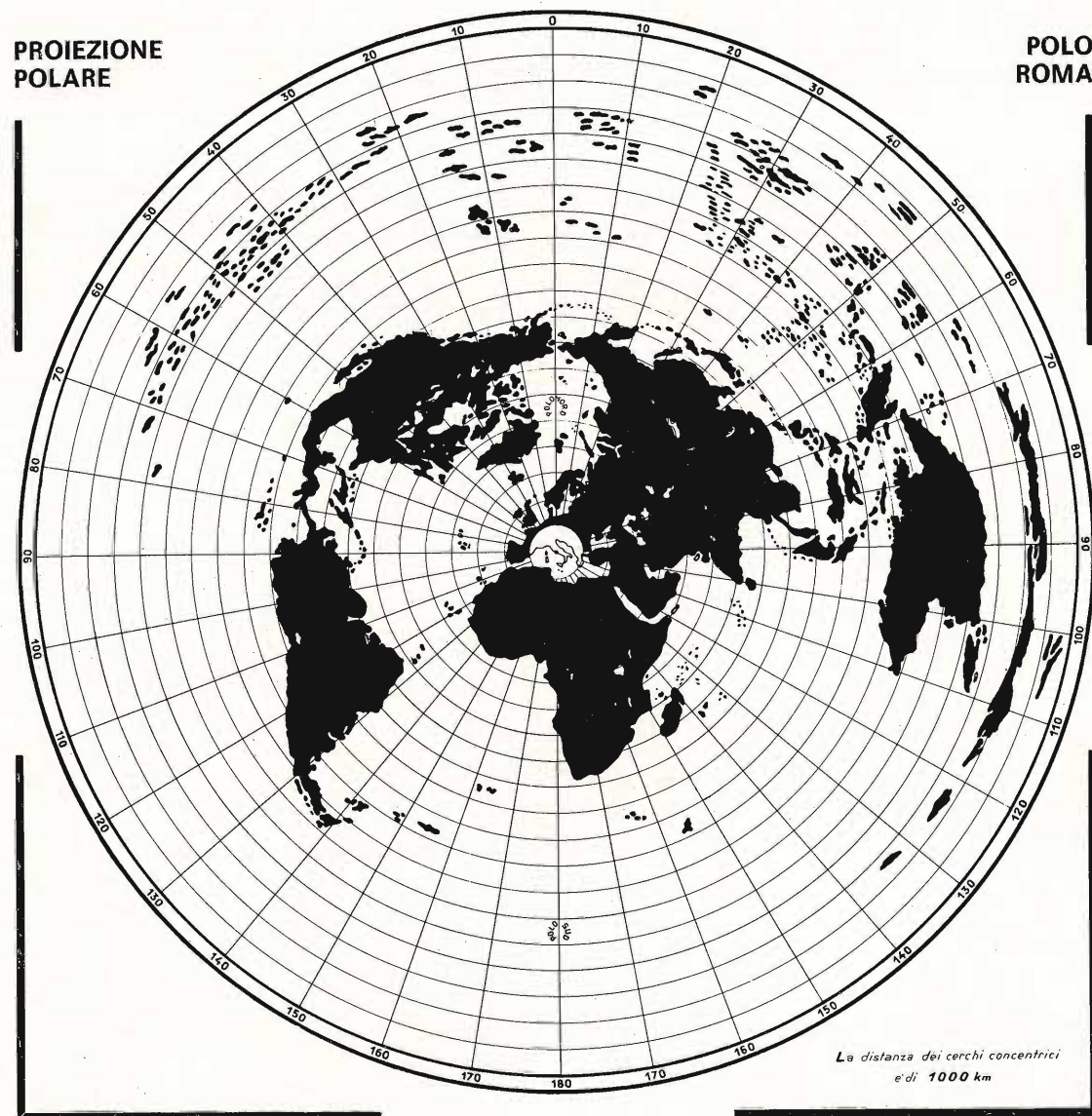
Insistiamo sul fatto che l'antenna ricevente dovrà essere installata in località il

più lontano possibile da zone di disturbo, quali linee elettriche, fabbricati, officine ecc. Essa dovrà essere collocata in una posizione molto elevata con l'impiego, se necessario, di pali o sostegni di altro genere.

Mentre per quanto concerne le considerazioni circa la ricezione delle emittenti ad onda corta rimandiamo i lettori a quanto pubblicato nei numeri 7 e 8 della rivista, dobbiamo chiarire un altro punto, molto importante, del quale bisogna tenere conto nelle ricezioni radiofoniche, e non solo in queste. Ci riferiamo alla diffe-

renza di ora che esiste fra località trasmittente e quella ricevente quando esse si trovino a distanze sensibili l'una dall'altra.

Si tratta di un fattore della massima importanza che è indispensabile conoscere allo scopo di poter stabilire quali gamme di frequenze possano essere ricevute nei migliori dei modi dato che, come abbiamo già precisato, la frequenza di emissione è funzione anche dell'ora e di conoscere altresì in quali ore siano ricevibili in Italia i programmi trasmessi da località aventi un'ora locale diversa da quella italiana.



PROIEZIONE  
POLARE

POLO  
ROMA

La distanza dei cerchi concentrici  
e' di 1000 km

Nella tabella 1 riportiamo le differenze orarie esistenti fra l'Italia ed i principali stati del mondo mentre la tabella 2 ha lo scopo di permettere di stabilire la corrispondenza di qualsiasi ora italiana (Roma) con l'ora della località i cui indici (in più od in meno rispetto all'ora italiana) sono stati riportati nella tabella 1.

Desiderando, ad esempio, ricevere una emissione dalla CINA delle ore 20, ora di Pechino, dalla tabella 1 si potrà rilevare come l'indice orario rispetto all'Italia sia di « +7 ». Consultando la tabella 2 si potrà osservare che nella colonna corrispondente all'indice « +7 », alle 20 fanno riscontro nella colonna ora di Roma, le ore 13.

Viceversa si potrà conoscere, per una qualsiasi ora di Roma, la corrispondente ora locale delle altre località indicate in tabella 1.

La differenza di colore della tabella 2 consente inoltre di sapere se l'ora del paese che interessa si riferisca ad un « **giorno seguente** » o ad un « **giorno precedente** » nel caso che l'ascolto si riferisca a località in cui si manifesti il noto « salto di giorno ».

#### TABELLA n. 1

Tabella di corrispondenza oraria tra l'Italia e gli altri stati del mondo. (l'asterisco indica che nel paese vige l'ora estiva. L'indice « 0 » significa che il paese interessato ha la stessa ora dell'Italia).

EUROPA	
Albania (*)	0
Austria	0
Baleari (is.)	0
Belgio	0
Bulgaria	+ 1
Cecoslovacchia	0
Corsica (is.)	0
Creta (is.)	+ 1
Danimarca	0
Estonia	+ 2
Faroer (is.)	- 1
Finlandia	+ 1

Francia (*)	0
Germania	0
Gibilterra (*)	0
Gran Bretagna (*)	- 1
Grecia	+ 1
Irlanda (*)	- 1
Islanda (*)	- 2
Italia	0
Jugoslavia	0
Jan Mayen (is.)	- 2
Lettonia	+ 2
Lituania	+ 2
Lussemburgo	0
Malta	0
Monaco (*)	0
Norvegia (*)	0
Olanda	0
Polonia	0
Portogallo	- 1
Romania	+ 1
Spagna (*)	0
Svezia	0
Svizzera	0
Turchia (Eur.)	+ 1
Ungheria	0

URSS	
Zona 2 (Kiev, Leningrado, Mosca, Odessa)	+ 2
Zona 3 (Arcangelo, Gorki, Tbilisi, Volgograd)	+ 3
Zona 4 (Chelyabinsk, Sverdlovsk)	+ 4
Zona 5 (Alma-Ata, Omsk, Tashkent)	+ 5
Zona 6 (Novosibirsk, Tomsk)	+ 6
Zona 7 (Irkutsk)	+ 7
Zona 8 (Yakutsk)	+ 8
Zona 9 (Okhotsk, Vladivostok)	+ 9
Zona 10 (Magadan)	+ 10
Zona 11 (Petropavlovsk)	+ 11
Zona 12 (Anadir)	+ 12

ASIA	
Aden	+ 2
Afganistan	+ 3.30

Anambas (is.)	+ 6
Arabia Saudita	+ 3.30
Aru (is.)	+ 8
Bali (is.)	+ 6.30
Babar (is.)	+ 3.30
Banggai (arcip.)	+ 7
Banka (is.)	+ 6
Barhein	+ 3
Borneo (Indonesia)	+ 6.30
Borneo (settentr.)	+ 7
Brunei	+ 7
Burma	+ 5.30
Cambogia	+ 6
Ceylon	+ 4.30
Celebes (is.)	+ 7
Chagos	+ 4
Christmas (is.)	+ 6
Cina	+ 7
Cipro (is.)	+ 1
Cocos (is.)	+ 5.30
Corea Nord (*)	+ 8
Filippine (is.)	+ 7
Flores (is.)	+ 7
Formosa (is.)	+ 7
Giappone	+ 8
Giava	+ 6.30
Giordania	+ 1
Gwadar	+ 4
Hong-Kong (*)	+ 7
Hadramaut	+ 2
India	+ 5.30
Irak	+ 2
Iran (Persia)	+ 2.30
Israele	+ 1
Kaj (is.)	+ 8
Kamaran (M. Rosso)	+ 2
Kamchatka	+ 11
Kurili (is.)	+ 10
Kuwait	+ 2
Labuan	+ 7
Laccadive (is.)	+ 4.30
Laos	+ 6
Lesser, Sunda (is.)	+ 7
Libano	+ 1
Macao (*)	+ 7
Maldive (is.)	+ 4
Manciuria	+ 8
Marianne (is.)	+ 9
Mascate	+ 3
Molucche (is.)	+ 7.30
Mukalia	+ 2
Natuna (is.)	+ 6
Nicobare (is.)	+ 4.30
Pakistan (occ.)	+ 4

Pakistan (orient.)	+ 5
Perim (is.)	+ 2
Pescatori (is. *)	+ 7
Sakalin	+ 10
Sarawak	+ 7
Siria (*)	+ 1
Sumatra	+ 6
Tailandia	+ 6
Tanimbar (is.)	+ 8
Timor (is.)	+ 7
Un. Malese e Singapore	+ 6.30
Viet-Nam (Nord)	+ 6
Viet-Nam (Sud)	+ 7

AFRICA	
AOF: Dohomay	0
Guinea	- 1
Mauritania	- 1
Senegal	- 1
Africa Centrale	0
Algeria	- 1
Amirantes (is.)	+ 3
Amsterdam (is.)	+ 4
Annobon (is.)	0
Ascensione (is.)	- 1
Azzore (is. *)	- 3
Basutoland	+ 1
Bechuanaland	+ 1
Cameroun	0
Canarie (is.)	- 1
Capo Verde (is.)	- 3
Comores (is.)	+ 2
Congo (W)	0
Congo (E)	+ 1
Egitto (*)	+ 1
Eritrea	+ 2
Etiopia	+ 2
Fernando Poo (*)	0
Gabon	0
Gambia	- 1
Ghana	- 1
Guinea	- 1
Guinea Port.	0
Kenia	+ 2
Kergulen	+ 4
Liberia	- 1.15
Libia	+ 1
Madagascar (*)	+ 2
Madera (is.)	- 2
Marocco	- 1
Maurizio (is.)	+ 3

Mozambico	+ 1
Nigeria	0
Principe (is.)	- 1
Rep. Sud Africa	+ 1
Reunion (is.)	+ 3
Rio de Oro (*)	- 1
Rodesia	+ 1
Rodrigues (is.)	+ 3
E. Elena (is.)	- 1
San Paolo	+ 4
S. Tomé (is.)	- 1
Seychelles (is.)	+ 3
Sierra Leone	- 1
Socotra (is.)	+ 2
Somalia	+ 2
Somalia Francese	+ 2
Sudan	+ 1
Tanganika	+ 2
Tangeri	- 1
Tristan Cunha	- 1
Togo	- 1
Tunisia	0
Uganda	+ 2
Zanzibar	+ 2

NORD AMERICA	
<b>Alasca:</b>	
Costa SE fino a Cross Saund	- 9
Costa N. Cross Saud fino Baia Yakurat	- 10
Costa W baia Yakurat fino a 162° W	- 11
Coste a W di 162° e is. Aleutine e altre	- 12
<b>Canada:</b>	
Zona Atlantica a E di 68° W	- 5
Zona Orientale a W di 68° W	- 6
Zona Centrale (Manitoba, Terr. NW)	- 7
Zona Montana (Alberta, Sasktchevan)	- 8
Zona Pacifico (Columbia Brit.)	- 9
Terranova	- 4.30
<b>Groenlandia:</b>	
Scoresby Sound	- 3
Zona centrale	- 4
Distretto di Tule	- 5

Messico (escluso Sonora e Sinaloa)	- 7
Bassa California a S. 28° parallelo	- 8
Bassa California a N. 28° parallelo	- 9
S. Pierre e Miquelon	- 4

Stati degli USA:	
Alabama (*)	- 7
Alaska (vedi sopra)	
Arizona (*)	- 8
Arkansas (*)	- 7
California (*)	- 9
Colorado (*)	- 8
Columbia (*)	- 6
Connecticut (*)	- 6
Delaware (*)	- 6
Florida (*)	- 6
Georgia (*)	- 6
Idaho (*)	- 8
Illinois (*)	- 7
Indiana (*)	- 7
Jowa (*)	- 7
Kansas (*)	- 7
Kentuchy (*)	- 7
Louisiana (*)	- 7
Maine (*)	- 6
Marylanda (*)	- 6
Massachusetts (*)	- 6
Michigan (*)	- 7
Minnesota (*)	- 7
Mississippi (*)	- 7
Missouri (*)	- 7
Montana (*)	- 8
Nebraska (*)	- 7
Nevada (*)	- 9
New Hampshire (*)	- 6
New Jersey (*)	- 6
New Mexico (*)	- 8
New York (*)	- 6
North Carolina (*)	- 6
North Dakota (*)	- 7
Ohio (*)	- 6
Oklahoma (*)	- 7
Oregon (*)	- 9
Pennsylvania (*)	- 6
Rhode Island (*)	- 6
South Carolina (*)	- 6
South Dakota (*)	- 7
Tennessee (*)	- 7



Texas (*)	— 7
Utah (*)	— 8
Vermont (*)	— 6
Virginia (*)	— 6
Washington (*)	— 6
West Virginia (*)	— 6
Wisconsin (*)	— 7
Wyoming (*)	— 8

Paraguay	— 5
Perù	— 6
Punta Stanley	— 3
Terra di Graham	— 4
Trinidad (is.)	— 3
Uruguay (*)	— 4
Venezuela	— 5

AMERICA CENTRALE	
Antille Olandesi	— 5
Bahama	— 6
Bermude	— 5
Caimani (is.)	— 6
Costa Rica	— 7
Cuba	— 6
Domenicana (Rep.)	— 5.30
Giamaica	— 6
Guatemala	— 7
Haiti	— 6
Honduras (Rep.)	— 7
Honduras (Br.) (*)	— 7
Nicaragua	— 7
Panama	— 6
Piccole Antille	— 5
Porto Rico	— 5
Salvador	— 7

AMERICA DEL SUD	
Argentina (*)	— 5
Bolivia	— 5
Brasile (coste)	— 4
Brasile (centrale)	— 5
Brasile W	— 6
Cile	— 5
Columbia	— 6
Equador	— 6
Falkland (is.)	— 5
Fernando Noronha	— 3
Galapagos (is.)	— 6
Georgia Sud	— 3
Guyana Brit.	— 4.45
Guyana Franc.	— 4
Guyana Oland.	— 4.30
Juan Fernandez	— 5
Pasqua (is.)	— 8

OCEANIA	
Ammiragliato (isole)	+ 9
<b>Australia:</b>	
Broken Hill	+ 8.30
Terr. Capitale	+ 9
Nuova Galles Sud	+ 9
Territorio Nord	+ 8.30
Queensland	+ 9
Australia Sud	+ 8.30
Tasmania	+ 9
Victoria	+ 9
Australia Occ.	+ 7
Caroline a W 160° E	+ 8
Caroline a E 160° E	+ 10
Chatham (is.)	+ 11.45
Christamas (is.)	+ 8
Cook (is.)	— 11.30
Ellice (is.)	+ 11
Polinesia Francese	— 11
Fanning (is.)	— 11
Fiji e Rotumah (is.)	+ 11
Gilbert (is.)	+ 10
Hawai (is.)	+ 9
Johnston (is.)	— 12
Kermadec (is.)	+ 11
Marianne (is.)	+ 9
Marshall (is.)	+ 11
Midway (is.)	— 12
Nuova Bretagna	+ 9
Nuova Caledonia	+ 10
Nuova Guinea Brit.	+ 9
Nuova Guinea Oland.	+ 8
Nuove Ebridi	+ 10
Nuova Zelanda	+ 11
Oceania (is.)	+ 10
Salomone (is.)	+ 10
Samoa	— 12
S. Cruz (is.)	+ 10
Tasmania	+ 9
Tonga (is.)	+ 12
Truk (is.)	+ 10
Wake (is.)	+ 11

Per quanto concerne la tabella n. 1 si deve precisare quanto segue:

1) Detta tabella, che avrebbe dovuto essere pubblicata anche nella rubrica destinata ai RADIOAMATORI, può essere utile, oltre a quest'ultimi, a tutti i lettori per motivi differenti da quelli propri delle radiocomunicazioni, pertanto abbiamo ritenuto completarla il più possibile inserendo nell'elenco anche alcuni paesi che ai fini della radiodiffusione potrebbero sembrare inutili.

2) Occorre tenere presente che nel campo delle radiocomunicazioni, allo scopo di evitare cattive interpretazioni degli orari, viene generalmente impiegata l'ora GMT (GMT = Greenwich Mean Time), che come è noto è inferiore di un'ora rispetto all'ora italiana.

Desiderando conoscere le differenze orarie dei vari Stati rispetto all'ora GMT anziché all'ora italiana, sarà sufficiente considerare come corrispondente all'ora GMT quella indicata nella colonna « Ora di Roma » e diminuire di un'ora gli indici relativi ai paesi che figurano con orario inferiore (cioè con segno meno « — ») ed aumentare di un'ora l'indice dei paesi aventi orario superiore (cioè con segno più « + »).

Sulla tabella n. 2 non vi è nulla di particolare da aggiungere oltre a quello che abbiamo già detto. Le ore segnate sullo sfondo bianco si riferiscono ad ore corrispondenti allo stesso giorno a partire dall'ora 0, quelle indicate sullo sfondo grigio rappresentano ore corrispondenti al giorno precedente, quelle su sfondo rosso si riferiscono invece ad ore del giorno seguente.

Con questa puntata concludiamo inoltre l'elenco delle stazioni ad ONDA LUNGA E MEDIA ricevibili in Italia, le cui puntate precedenti sono state pubblicate nei numeri 7, 8 e 10 della rivista. Ulteriori informazioni al riguardo potranno essere fornite tramite la rubrica « I LETTORI CI SCRIVONO ».

Prossimamente prenderemo in esame i ricevitori di tipo commerciale, semi-professionali e professionali che possono essere impiegati per l'ascolto delle stazioni radiofoniche.



## CHEMTRONICS KLEER SPRAY

Liquido acrilico, isolante, protettivo, con proprietà antiarco e anticorona. Isolamento - impermeabilizzazione - protezione contro la ruggine e la corrosione - copertura delle antenne esterne.

LC/0830-00

TABELLA 2

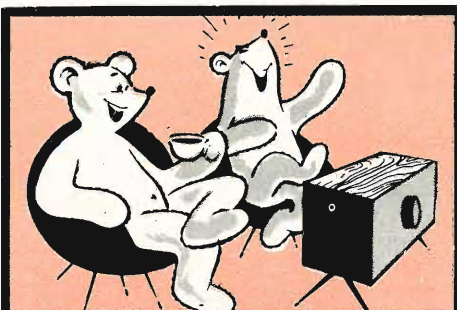
	-12	-11	-10	-9	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	ora di Roma	+1	+2	+3	+4	+5	+6	+7	+8	+9	+10	+11
	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24/0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
	16	17	18	19	20	21	22	23	24	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
	17	18	19	20	21	22	23	24	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	18	19	20	21	22	23	24	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
	19	20	21	22	23	24	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
	20	21	22	23	24	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
	21	22	23	24	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
	22	23	24	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
	23	24	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
	24	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	0
	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	0	1
	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	0	1	2
	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	0	1	2	3
	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	0	1	2	3	4
	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	0	1	2	3	4	5
	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	0	1	2	3	4	5	6
	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	0	1	2	3	4	5	6	7
	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	0	1	2	3	4	5	6	7	8
	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

Ore corrispondenti in particolari paesi (v. indici) ← -6h30' - 5h30' - 4h45' - 3h30' - 4h40' - 4h45' - 3h30' - 1h40' - 2h30' + 3h30' - 5h30' + 6h30' + 7h30' - 9h30' + 10h30'

STAZIONE	NAZIONE	POTENZA kW	FREQUENZA kHz
PRAHA-MELNIK	Cecoslovacchia	100	1286,000
TEL AVIV + 1 st.	Israele	7,5	1286,007
LISBOA	Portogallo	2	1286,005
CROWBOROUGH + 1 st.	Inghilterra	150	1295,0000
VRANJE	Yugoslavia	6	1295,018
FOXDALE	Inghilterra	2	1295,055
ALBANESE	Albania	—	1298,200
BAKU	URSS	—	1295,000
ST. MARTIN	Antille	0,2	1295,020
ORESTIAS	Grecia	—	1300,450
SZECZECIN + 1 st.	Polonia	160	1304,0000
COSTANTINE + 1 st.	Algeria	20	1304,032
HEIDELBERG + 5 st.	Germania RF	1	1303,998
HAIFA	Israele	1	1304,001
RIYADH	Arabia S.	—	1299,998
STAVANGER	Norvegia	100	1312,999
SEVILLA	Spagna	5	1313,180
STAZIONI ITALIANE	Italia	2	1313,000
CONSTANZA + 1 st.	Romania	1	1312,996
KNITTELFELD + 15 st.	Austria	0,1	1313,0
BJELOVAR	Yugoslavia	—	1312,995
GRECA	Grecia	—	1313,028
ZARAGOZA	Spagna	—	1312,974
FORT DE FRANCE	Martinica	50	1310,010
SHKODER	Albania	—	1318,600
LEIPZIG	Germania RD	150	1322,003
SAFI	Morocco	1	1321,970
URSS	URSS	—	1322,000
RIYADH	Arabia S.	—	1320,990
TEHERAN	Iran	100	1325,300
STAZIONI ITALIANE	Italia	300	1331,0000
KOTHLA-JARVE + 1 st.	URSS	20	1331,000
MADEIRA + 1 st.	Portogallo	1	1331,007
BRASILIANA	Brasile	—	1331,140
LISNAGARVEY + 1 st.	Inghilterra	100	1340,0000
NYIREGYHAZA + 2 st.	Ungheria	25	1340,000
GYOR + 1 st.	Ungheria	0,5	1343,7
BELO HORIZONTE	Brasile	25	1340,007
BORDEAUX + 4 st.	Francia	20	1349,0000
KULDIGA + 2 st.	URSS	20	1349,0000
GRECA	Grecia	—	1346,8
URSS	URSS	—	1349,000
URSS	URSS	—	1351,5
KUWAIT	Kuwait	1	1345,020
NORFOLK	USA	—	1350,000
BERLIN	Germania RD	250	1357,996
BREMEN	Germania RF	20	1357,999
TIRANA	Albania	—	1358,090
URSS	URSS	—	1358,000
BIALYSTOCK + 2 st.	Polonia	60	1367,0000
STAZIONI ITALIANE	Italia	—	1367,000
PORTO	Portogallo	10	1366,997
SAVIESE	Svizzera	0,5	1367,0
RECIFE	Brasile	10	1370,9
LILLE	Francia	250	1376,0000
VINNITZA	URSS	—	1376,0000
ST. PIERRE E MICHELON	St. Pierre e M.	4	1375,0
KAUNAS	URSS	150	1385,000

STAZIONE	NAZIONE	POTENZA kW	FREQUENZA kHz
ATHINAI	Grecia	50	1384,999
MADRID ECS 11 + 4 st.	Spagna	2	1384,990
GRAZ + 13 st.	Austria	25	1393,999
TRIPOLI	Libia	7,5	1393,955
AUGSBURG + 3 st.	Germania RF	1	1393,998
GOETEBORG + 18 st.	Svezia	0,3	1393,999
TIRANA	Albania	—	1394,030
URSS	URSS	—	1394,0
S. SEBASTIAN + 8 st.	Spagna	2	1394,1
AHVAVZ	Iran	100	1389,870
BREST + 6 st.	Francia	20	1403,0000
KOMOTINI	Grecia	5	1403,000
URSS	URSS	—	1403,000
CONAKRY	Guinea	1	1402,7
PRISTINA	Yugoslavia	100	1412,003
MARIBOR + 2 st.	Yugoslavia	20	1412,000
BAD MERGENTHEIM	Germania RF	3	1411,999
HELSINKI + 1 st.	Finlandia	2	1412,000
BILBAO + 4 st.	Spagna	2	1412,1
SAARBRUCKEN	Germania RF	400	1421,000
ALGER	Algeria	40	1421,012
RIGA	URSS	10	1421,000
ZYYI	Cipro	7,5	1421,001
TAMPERE	Finlandia	1	1421,001
CIUDAD REAL	Spagna	2	1417,
BERLIN	Germania RD	250	1430,002
STAZIONI ITALIANE	Italia	—	1430,000
SKIVE + 1 st.	Danimarca	70	1430,0000
ORADEA	Romania	2	1429,570
URSS	URSS	—	1429,000
VALENCIA + 5 st.	Spagna	2	1430,
MALTA	Malta	—	1429,960
LUXEMBOURG	Lussemburgo	600	1439,000
PYRGOS	Grecia	—	1439,5
URSS	URSS	—	1438,995
SYKTYVKAR	URSS	—	1439,000
STAZIONI ITALIANE	Italia	—	1448,0000
JOENKOEPIG + 11 st.	Svezia	2	1447,998
COIMBRA	Portogallo	1	1447,99
CLEVENDON + 5 st.	Grecia	20	1457,0000
CRAIOVA	Romania	20	1457,010
SPITTAL-DRAU + 5 st.	Austria	0,2	1457,0
MONTECARLO	Monaco	400	1466,000
AUTOKEINO + 5 st.	Norvegia	1	1466,000
SIMFEROPOL	URSS	—	1466,00
WIEN + 4 st.	Austria	150	1474,999
SABADEL + 10 st.	Spagna	2	1475,
STAZIONI ITALIANE	Italia	—	1484,0
RIGA + 1 st.	URSS	5	1484,000
BEOGRAD + 40 st.	Yugoslavia	5	1484,0
LIEGE + 1 st.	Belgio	5	1484,001
BERLIN	Germania RF	2	1484,000
BARROW + 1 st.	Inghilterra	2	1484,0
BRATISLAVA + 4 st.	Cecoslovacchia	2	1484,00
PIETARSAARI + 1 st.	Finlandia	1	1484,0
DIJON + 6 st.	Francia	1	1484,0
LIMASSOL	Cipro	1	1483,985
VALLADOLID	Spagna	2	1484,2

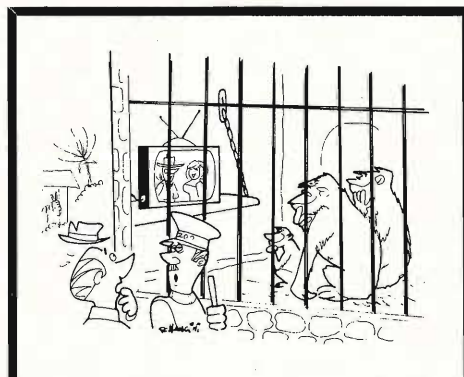
STAZIONE	NAZIONE	POTENZA kW	FREQUENZA kHz
LENINGRAD + 1 st.	URSS	50	1493,000
AJACCIO + 8 st.	Francia	8	1493,001
RHODES	Grecia	5	1492,904
KITZBUEHL + 3 st.	Austria	0,1	1492,99
MURSKA + SOBOTA + 4 st.	Yugoslavia	2	1493,0
WARSZAWA	Polonia	300	1502,000
MUENSTER	Germania RD	1	1502,000
GARMISCH + 4 st.	Germania RF	0,5	1501,995
NICOSIA	Cipro	7	1503,984
ORENSE + 6 st.	Spagna	2	1502,0
BERLIN	Germania RD	250	1510,998
BRUXELLES	Belgio	20	1511,001
CHANIA + 1 st.	Grecia	5	1511,000
PTUJ	Yugoslavia	0,1	1511,2
TALLINN	URSS	—	1510,998
GARONA	Spagna	2	1511,080
OSTRAVA + 4 st.	Cecoslovacchia	30	1520,000
VIGO + 8 st.	Spagna	2	1520,
URSS	URSS	—	1520,020
VATICANO	C. Vaticano	250	1529,000
URSS	URSS	—	1529,0000
PORJUS	Svezia	0,1	1529,015
PEKING	Cina	—	1525,005
MAINFLINGEN	Germania RF	700	1538,002
TCHLISBINK	URSS	—	1538,00
VINNITSA	URSS	50	1546,0000
SEELOW	Germania RD	5	1546,000
BRIGHTON + 12 st	Inghilterra	1	1546,000
NICE	Francia	250	1554,000
VILNIUS	URSS	—	1554,000
BEROMUENSTER + 1 st.	Svizzera	160	1561,958
BORAAS + 13 st.	Svezia	2	1562,000
COVILHA	Portogallo	1	1562,000
BREZICE	Yugoslavia	0,1	1562,010
LENINGRAD	URSS	—	1561,998
AMALIAS	Grecia	1	1564,
RADIO VERONICA	Sul mare	10	1562,019
BERNBURG	Germania RD	20	1570,006
KIEL + 1 st.	Germania	5	1570,0000
LENINGRAD	URSS	—	1570,000
CORDOBA + 6 st.	Spagna	2	1570,
FREDRIKSTAD + 1 st.	Norvegia	10	1577,995
PORTO	Portogallo	10	1578,005
STAZIONI ITALIANE	Italia	2	1578,000
LANGENBERG	Germania RF	400	1586,000
TARTU	URSS	—	1585,999
TARREGA	Spagna	2	1583,
BALATONSZABADI + 2 st.	Ungheria	15	1594,00
LISBOA	Portogallo	10	1594,004
HENGELO + 2 st.	Olanda	3	1594,000
OSTENDE	Belgio	2	1594,000
STAZIONI ITALIANE	Italia	—	1594,0
ESBERG	Danimarca	2	1594,0000
OSTRAVA + 2 st.	Cecoslovacchia	2	1594,00
OPOLE + 2 st.	Polonia	2	1594,00
NIMES + 4 st.	Francia	1	1594,0
JOENKOEPIG + 6 st.	Svezia	0,2	1594,000
KIRCHHEIM + 4 st.	Germania RF	300	1602,000



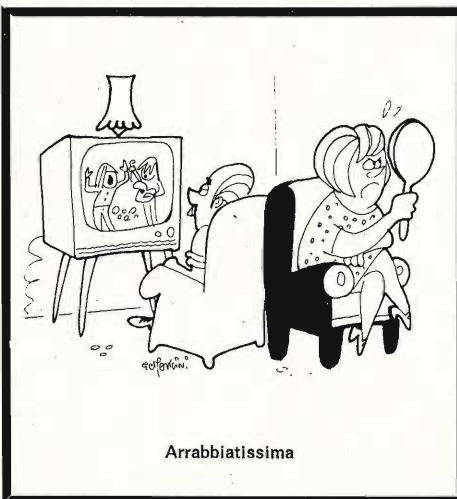
## VIDEO RISATE



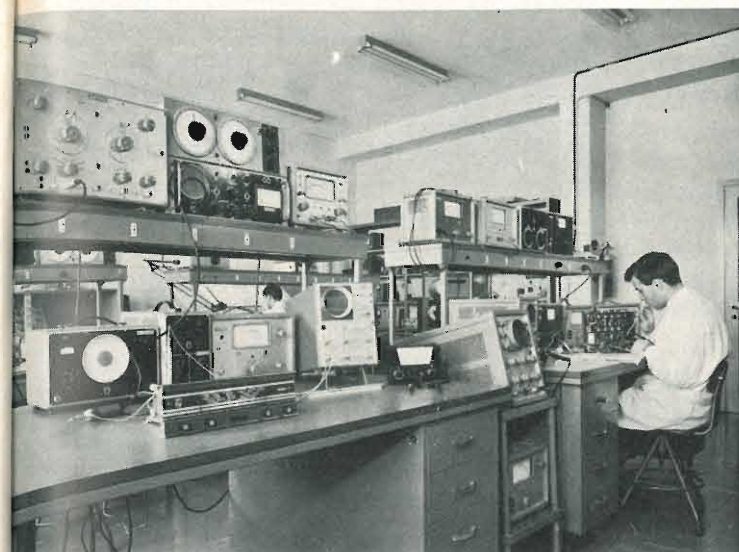
« Non so quanto pagherei perchè quella dannata cavalleria arrivasse per una volta in ritardo!... »



« Hanno dovuto scioperare un mese per ottenerla 'sti poveretti... »



Arrabbiatissima



## SERVIZIO RADIO-TV

a cura di P. Soati

# APPUNTI PER I PROGETTISTI E PER I LABORATORI

**P**SULLA SELETTIVITA' DEI RICEVITORI  
Per quanto concerne il controllo delle selettività di un ricevitore i competenti organi internazionali, in considerazione delle seguenti premesse:

1°) che la selettività di un ricevitore indica la sua attitudine a ricevere un determinato segnale sul quale esso sia accordato, escludendo le emissioni che avvengano su altre frequenze.

2°) che la buona utilizzazione dello spettro radioelettrico impone la massima selettività che sia compatibile con le necessità tecniche ed economiche corrispondenti alla « classe » del ricevitore.

3°) che il metodo detto a « **segnale solo** » (à un seul signal) ha il compito di consentire di definire le qualità di certe caratteristiche di un ricevitore, le cui misure siano effettuate con dei livelli d'in-

gresso sufficientemente deboli in modo da evitare effetti di « non-linearità » (ad esempio distorsione) che falserebbero i risultati (in tale controllo i circuiti del CAV ed eventualmente quello del CAF dovranno essere messi fuori servizio).

4°) che il metodo detto « **a più segnali** » (à plusieurs signaux) dovrebbe essere adottato universalmente per controllare la stabilità di un ricevitore dato che gli effetti di non-linearità assumono aspetti diversi per frequenze differenti.

5°) che è desiderabile avere dei metodi ben definiti per misurare la selettività con i due suddetti metodi al fine di permettere la comparazione fra loro dei ricevitori sono arrivati alle seguenti conclusioni:

**A)** che la banda passante di un ricevitore non dovrà essere più larga di quella indispensabile per ottenere una resa del-

la modulazione del segnale utile senza distorsione, aumentata di una certa tolleranza per far fronte alle eventuali instabilità di frequenza del trasmettitore e dell'oscillatore del ricevitore stesso.

**B)** che per determinare la selettività occorre tenere conto: **a)** della inevitabile dispersione dei segnali provenienti dai canali adiacenti. **b)** dalla limitazione della selettività dovuta alla non-linearità del ricevitore (ad esempio per effetti di diafonia).

**C)** che una pendenza esagerata ai lati può provocare una serie distorsione della caratteristica fase/frequenza della banda passante.

**D)** che i filtri che determinano la selettività devono essere collocati il più vicino possibile all'ingresso del ricevitore, e che gli stadi amplificatori che precedono detti filtri dovranno essere sufficientemente lineari allo scopo di evitare notevoli perdite di selettività (ad esempio a causa di effetti di diafonia dovuti a segnali perturbatori aventi notevole intensità).

**E)** che allo scopo di studiare la selettività « a un solo segnale » sono raccomandate le seguenti definizioni:

**BANDA PASSANTE** - banda di frequenza limitata da due frequenze per le quali l'affievolimento, in rapporto alla frequenza più favorevole, ha un determinato valore. In generale questo valore è di 6 dB, salvo che per i radioricevitori radiotelefonici ad alta qualità per i quali è di 2 dB.

**PENDENZA AI LATI** - (da ciascun lato della banda passante) è data dal rapporto fra la differenza di affievolimento ottenuta per due frequenze situate al di fuori della banda passante e la differenza fra queste due frequenze.

**AFFIEVOLIMENTO SULLA FREQUENZA IMMAGINE** - è rappresentato dal rapporto fra il livello del segnale alla frequenza immagine necessaria all'entrata per produrre in uscita del ricevitore un determinato livello ed il livello del segnale utile necessario per produrre lo stesso livello di uscita. (la frequenza immagine come è noto è uguale alla frequenza del segnale utile aumentato o diminuita di due volte il valore della frequenza intermedia a se-

conda che la frequenza dell'oscillatore sia più grande o più piccola della frequenza del segnale utile. Se il ricevitore comporta più di un cambiamento di frequenza si avranno più frequenze immagine a ciascuna delle quali corrisponderà un certo valore di affievolimento).

**AFFIEVOLIMENTO SULLA FREQUENZA INTERMEDIA** - è dovuto al rapporto fra il livello del segnale a frequenza intermedia necessario all'entrata per produrre un determinato livello all'uscita del ricevitore ed il livello del segnale utile necessario per avere in uscita lo stesso livello.

Si possono manifestare altre frequenze parassite nel caso che la frequenza intermedia venga avere lo stesso valore della somma o della differenza della frequenza di un segnale disturbante e quella di una armonica della frequenza intermedia. In tal caso:

**L'AFFIEVOLIMENTO SU UNA FREQUENZA PARASSITA** - è dato dal rapporto fra il livello del segnale della frequenza disturbante, necessario all'entrata, affinché produca un determinato livello all'uscita del ricevitore ed il livello del segnale utile necessario per avere un identico livello di uscita.

**F)** che delle misure ad « un solo segnale » siano effettuate allo scopo di determinare la banda passante, la pendenza ai lati della curva, gli affievolimenti sulla frequenza immagine, od altre frequenze parassite, definite nel precedente paragrafo.

Per la pendenza ai lati si avrà una indicazione sufficiente considerando gli scarti di frequenza corrispondenti a degli affievolimenti di 20, 40, 60 e, possibilmente 80 dB, contati a partire da ciascun lato. Qualora i valori così contati siano uguali sarà sufficiente indicare il valore medio. In taluni casi può essere molto interessante conoscere la larghezza di banda per dei livelli fissi corrispondenti agli affievolimenti menzionati più sopra. Questi valori possono essere facilmente dedotti dalla banda passante e dalla pendenza ai lati ai differenti livelli (vedere figura 1).

**G)** per studiare la selettività nella regione non lineare, cioè nel caso di « più

segnali all'entrata » è opportuno controllare le seguenti proprietà:

**SELETTIVITA' EFFETTIVA** - proprietà del ricevitore di separare il segnale utile sul quale è sintonizzato il ricevitore ed i segnali perturbatori il cui livello sia sufficiente a provocare degli effetti di non-linearità. La selettività effettiva può essere studiata misurando il bloccaggio, la diafonia e l'intermodulazione, nel seguente modo.

20 dB) al disotto del livello che si sarebbe ottenuto se il segnale utile fosse modulato.

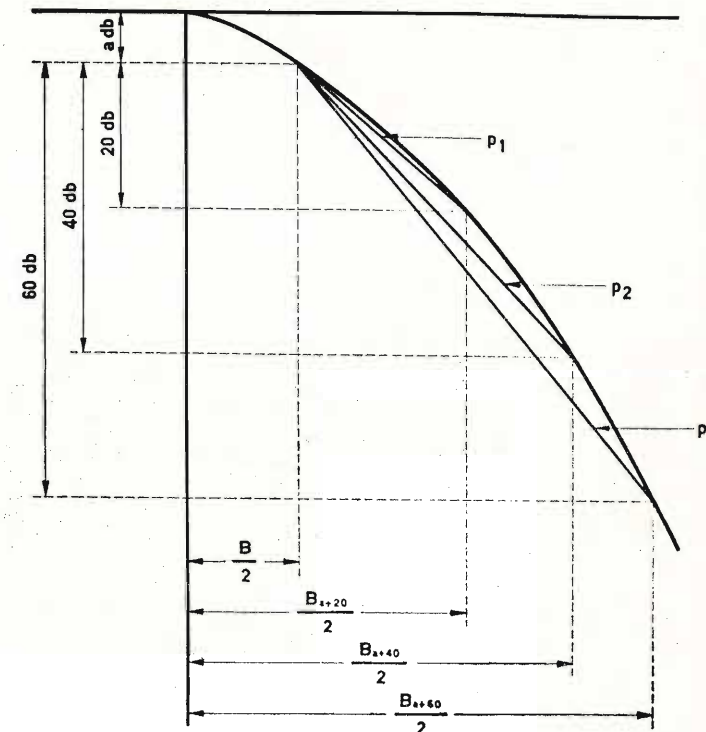
— **intermodulazione:** è misurata dal livello di due perturbazioni che applicate simultaneamente, diano all'uscita del ricevitore un livello determinato, al disotto di quello dovuto al normale segnale d'entrata (ad esempio — 20 dB) quando le frequenze  $F_n'$  e  $F_n''$  perturbatrici abbiano:

Figura 1

Grafico di conversione dei metodi di presentazione della selettività ad un solo segnale.

Per convertire i valori indicati nelle tabelle in larghezza di banda per dei dati livelli, si può utilizzare la formula  $B_{a+20n} = B + 20 (2n/P_n)$  nella quale:

- a = affievolimento all'estremità della banda
- $B_{a+20n}$  = larghezza di banda in kHz, per il livello (a+20n) dB in rapporto al centro banda.
- B = larghezza della banda passante in kHz, indicata nella colonna 5.
- $P_n$  = pendenza ai lati in dB: kHz, indicata nella colonna 6.
- n = numero intero (1, 2, 3 o 4).



- **bloccaggio:** è misurato dal livello del segnale perturbatore avente frequenza prossima, ad esempio un canale adiacente) e che produce una determinata variazione (generalmente una diminuzione) del livello di uscita prodotto da un segnale utile modulato, avente un determinato livello, ed applicato all'ingresso del ricevitore.
- **diafonia:** è misurata dal livello della perturbazione modulata, sempre di frequenza prossima a quella del segnale utile non modulato, che produce all'uscita del ricevitore una perturbazione di livello determinato (ad esempio

- a) una somma uguale alla frequenza intermedia ( $F_{if} = F_n' + F_n''$ ) nel qual caso le prove dovranno essere effettuate con delle frequenze tali che le frequenze perturbatrici siano vicine ma non uguali alla metà della frequenza intermedia.
- b) una differenza uguale alla frequenza intermedia ( $F_{if} = F_n' - F_n''$ ) nel qual caso le prove dovranno essere effettuate con delle frequenze tali che le frequenze perturbatrici siano vicine ma non uguali alla metà del segnale utile (ad esempio un canale adiacente).

SELETTIVITÀ A SEGNALE UNICO - RICEVITORI DI RADIODIFFUSIONE

Classe emissione	Servizio	Gamma MHz	Banda passante RF e MF kHz	Pendenza ai lati in dB/kHz a partire dall'estremità della banda passante			Pendenza finale dB/ottava	Affievolimento della frequenza		Note				
				26 dB	46 dB	66 dB		86 dB	immagine in dB		intermediar. dB			
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)			(7)	(8)	(9)	(10)			
					Max.	3,75							44	120
					Med.	3,1							25	90
A3	Radio-diffusione	1,6-30	Max. Med. Min.	13,3 8,05 4,0	4,5	3,75			44	120	10 RX			
					3,6	3,1			25	90				
					2,5	2,1			9	57				
A3	Radio-diffusione	0,5-30	Max. Med. Min.	15,0 7,3 4,0	8,9	6,7	6,3		78 (1)	100 (1)	169 RX su 20 modelli			
					3,3	3,4	3,1		28 (1)	96 (1)				
					1,2	1,8	2,0		22 (1)	68 (1)				
A3	Radio-diffusione	0,5-30	Max. Med. Min.	5,8 5,5 5,3	4,5	4,2	3,4				Valore medio su 356 RX			
F3	Radio-diffusione	1 (2)	Med.	6	3,3	1,3			38	36	2 Fo + Fif : 63 dB Fo + 1/2 Fif : 96 dB			
F3	Radio-diffusione	0,5-10	Med.	10,0	4,3	6,1					24.000 RX di buona marca			
F3	Radio-diffusione	86-100							20	32	RX FM e AM c.c.			
									37	42	RX FM e AM			
									21	51	idem			
F3	Radio-diffusione	90 (2)							13	28	RX FM e AM c.c.			
F3	Radio-diffusione	88-100							23	68	RX FM con commut. CAF di prezzo modesto			

(1) Sono stati provati 3 ricevitori differenti - (2) Misure effettuate solamente sulla frequenza indicata - (3) a 3 dB più basso, cioè 23 e 43 dB.

SELETTIVITÀ A SEGNALE UNICO - RICEVITORI RADIOTELEGRAFICI

Classe emissione	Servizio	Gamma MHz	Banda passante RF e MF kHz	Pendenza ai lati in dB/kHz a partire dall'estremità della banda passante			Pendenza finale dB/ottava	Affievolimento della frequenza		Note				
				26 dB	46 dB	66 dB		86 dB	immagine in dB		intermediar. dB			
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)			(7)	(8)	(9)	(10)			
					Max.									
					Med.									
A1	Fisso	1,6-30	Max. Med. Min.	1,1	165	200	200					1 RX		
					108	135	144							
					130	165	183							
A1	Fisso	3-24	Max. Med. Min.	0,4	95	120	150							
A1	Fisso	3-24	Max. Med. Min.	1,0	60	65	65					2 Fo + Fif : 137 dB 2 Fo + Fif : 123 dB Fo + 1/2 Fif : 139 dB		
A1	Fisso	3-30	Max. Med. Min.	2,1	30	30	30							
A1	Fisso	3-30	Max. Med. Min.	0,6 (1)	77 (1)	77 (1)	77 (1)					RX con 3 cambi di frequenza		
F1	Radio-diffusione	1,6-30	Max. Med. Min.	4,7 1,4 0,2	28	28	28							
					16	15	15							
					10	10	8							
F1	Radio-diffusione	0,03-30	Max. Med. Min.	3,8 3,2 2,4	10,5	10,0								
					8,9	7,4								
					6,7	6,5								
F1	Radio-diffusione	3-30	Max. Med. Min.	0,6 (1)	77 (1)	77 (1)	77 (1)							
F1	Radio-diffusione	3-30	Max. Med. Min.	1 (1)	24	24	24							
F1	Radio-diffusione	3-30	Max. Med. Min.	1 (1)	32	32	32							

(1) a 3 dB più basso, cioè a 23, 43, 63 dB invece di 26, 46, 66 dB.

SELETTIVITÀ A SEGNALE UNICO - RICEVITORI RADIOTELEFONICI

Classe emissione	Servizio	Gamma MHz	Scarto fra i segnali Fu-Fc KHz	Banda passante RF e MF KHz	Pendenza ai lati in dB/KHz a partire dall'estremità della banda passante				Pendenza finale dB/ottava	Affievolimento della frequenza		Note	
					26 dB	46 dB	66 dB	86 dB		Immagine in dB	intermediar. dB		
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)				(7)	(8)	(9)	(10)	
A3	Fisso	1,6-30		6	22	23	26,5	28		> 70	> 100		
		1,6-30	Max. Med. Min.	6,8 5,3 4,0	12 8,5 5	11 8 4	11 8 4		119/53 73/28 41/7	> 110 > 90 > 80		7 ricevitori	
		0,03-30	Max. Med. Min.	9,4 6,1 4,3	10,5 9,1 7,1	10,7 9,3 6,5			> 100 30	> 100 81		4 ricevitori	
		30-300	Max. Med. Min.	52 34 16,5	1,25 1,1 0,84	1,5 1,2 0,9	1,5 0,9	1,5	100 63 22	100 90 82		3 gruppi di 2 ricevitori	
		30-300	Max. Med. Min.	65 37 22	5 3,2 1,5	4,4 2,7 1,1	3,6 2,3 1,5	3 1,4 1,1	100 60	109 90		3 gruppi di 4 ricevitori	
		Mobile	225-400		100				> 80	> 80		diversi	
			1,6-30	Max. Med. Min.	6,4 6,15 6,0	240 100 12	240 114 12	240 118 12	100 70 10	115/85 112/84 110/82	> 110 > 95 > 80		4 ricevitori
		Fisso	1,6-30	Max. Med. Min.	7,3 6,9 6,1	45 13,3			115 61	126 60		23 ricevitori di 4 gruppi	
			2,5-21		6	50	55	70	37	> 90	> 75		

SELETTIVITÀ A DUE SEGNALI - RICEVITORE PER RADIODIFFUSIONE

Classe emissione	Servizio	Gamma di frequenza MHz	Scarto fra i segnali Fu-Fc KHz	Bloccaggio - Livello del segnale perturbatore (in dB in rapporto a 1 µV) per un livello del segnale utile (in dB in rapporto a 1 µV) di:	Bloccaggio - Livello del segnale perturbatore (in dB in rapporto a 1 µV) per un livello del segnale utile (in dB in rapporto a 1 µV) di:				Diatonia: livello del segnale perturbatore (in dB rispetto a 1 µV) per un livello del segnale utile (in dB rispetto a 1 µV) di:	Note									
					20	40	60	80			20	40	60	80					
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)				(7)	(8)									
A3	Radio-diffusione	0,5-1,6	10	Max. Med. Min.	72	88	107	115	61	85	115	3 RX							
					67	86	104	101	55	79	101								
		0,5-30	10	Max. Med. Min.	79	96	114	115	76	99	115	3 RX per 3 frequenze Livello uscita del rapporto S : D = 20 dB							
					64	83	102	104	68	86	104								
		88-100	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300	diversi RX. Livello di uscita del segnale perturbatore inferiore di 40 dB al segnale utile						
														50	68	85	72	94	94
		F3	Radio-diffusione	88-100	300	300	300	300	300	300	300	300	300	RX corrente					
															46	65	80	90	diversi RX
															40	52	60	80	diversi RX. Livello di uscita del segnale perturbatore inferiore di 40 dB al segnale utile
															43	43	43	43	RX di buona qualità

(1) Livello di uscita del segnale perturbatore inferiore di 30 dB al livello del segnale utile.

- c) una somma uguale alla frequenza del segnale utile ( $F_u = F_n' + F_n''$ ). Le frequenze perturbatrici dovranno essere vicine ma non uguali alla metà della frequenza del segnale utile.
- d) una differenza uguale alla frequenza del segnale utile ( $F_u = F_n' - F_n''$ ). La frequenza più bassa delle due frequenze perturbatrici dovrà essere vicina a quella del segnale utile (ad esempio un canale adiacente).
- e) una somma uguale alla frequenza immagine ( $F_{im} = F_n' + F_n''$ ) nel qual caso le frequenze perturbatrici dovranno essere vicine, ma non esattamente uguali, alla metà della frequenza immagine.
- f) una differenza uguale a quella esistente fra il segnale utile ed un segnale perturbatore, essendo il prodotto d'intermodulazione.  $F_u$  uguale a  $2F_n' - F_n''$ , nel qual caso la frequenza perturbatrice più vicina dovrà essere prossima a quella del segnale utile (canale adiacente).

Altri effetti di intermodulazione, con dei risultati simili ai precedenti, potranno essere notati, comunque quelli scelti più sopra, in genere, possono essere considerati sufficienti per caratterizzare le proprietà della intermodulazione. Una delle frequenze perturbatrici dovrà essere regolata in modo da rendere massima la perturbazione e le due frequenze perturbatrici dovranno essere scelte in modo che la tensione di uscita del ricevitore sia trascurabile quando uno solo dei due segnali sia applicato e modulato.

Per determinare la gravità del fenomeno di intermodulazione, ai differenti livelli del segnale utile, un terzo segnale rappresentante quest'ultimo dovrà essere applicato sulla stessa frequenza di accordo del ricevitore. Il suo livello sarà scelto a 20, 40, 60, 80 dB al disopra del microvolt.

I segnali perturbatori dovranno avere lo stesso livello. Nei ricevitori per la ricezione tipo A3 essi non dovranno essere modulati perchè il disturbo dovuto al battimento è più grave di una qualsiasi modulazione.

## CURVE SULLA SELETTIVITA' DEI RICEVITORI

Le tabelle che pubblichiamo, come quelle relative alla sensibilità dei ricevitori pubblicate a suo tempo, sono state redatte allo scopo di presentare in modo sistematico dei valori-tipo delle caratteristiche di selettività per ricevitori di diverse classi. Allo scopo di facilitare l'utilizzazione dei dati, riducendoli nello stesso tempo, di ciascuna caratteristica sono state indicate solo tre cifre (dette per ragione di comodità, massimale, media e minimale) per un certo numero di ricevitori controllati ed aventi caratteristiche simili. In effetti il valore medio è stato dedotto dai valori ottenuti su un elevato numero di ricevitori dello stesso tipo e per differenti frequenze comprese nella gamma di frequenze indicate nella colonna (3).

Chiarimenti per l'uso delle tabelle.

### SELETTIVITA' A SEGNALE UNICO

Colonne 1, 2, 3 - I ricevitori sono classificati secondo la classe di emissione, il tipo di servizio del ricevitore e la gamma di frequenza secondo il piano internazionale.

Colonne 4, 5, 6 vedere il testo

Colonna 7 vedere il testo e la figura 1. La pendenza finale è il valore, generalmente costante, che la pendenza ai lati assume per delle frequenze lontane dalla banda passante.

Colonne 8,9 vedere testo.

Colonna 10 indica il numero dei ricevitori dei quali è stato rilevato il valore tipico della selettività.

### SELETTIVITA' A DUE SEGNALI

Colonne 1, 2, 3, 5, 6, 7 vedere testo.

Colonna 4 differenza di frequenza fra il segnale utile  $F_u$  ed il segnale perturbatore  $F_n$ .

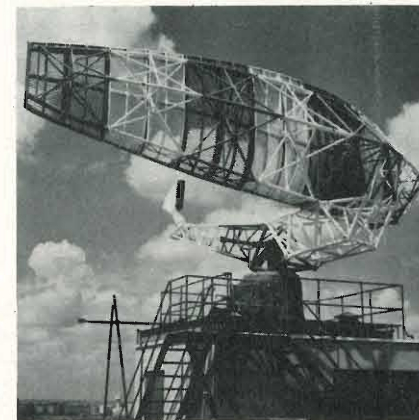
Colonna 8 indica il numero dei ricevitori dei quali è stato rilevato il valore tipico della selettività a due segnali.

A richiesta dei lettori potremo fornire, nella rubrica i « Lettori ci scrivono » le caratteristiche di altri tipi di ricevitori siano essi destinati a servizi professionali o a quelli televisivi, comprese quelle per la selettività a più segnali.

di P. Soati



LE  
COMUNICAZIONI



# STORIA DELLE COMUNICAZIONI A DISTANZA

III puntata

Lo studio dell'elettricità, come abbiamo detto, subì una svolta improvvisa, rendendo possibile la conoscenza dei fenomeni relativi alle cariche elettriche in movimento, ad opera di due italiani: **Luigi Galvani** ed **Alessandro Volta**.

Verso il 1780 viveva in Bologna il medico Luigi Galvani (1737-1798), professore di anatomia umana presso la locale Università. Egli si occupava pure di fisica e di conseguenza aveva nel suo gabinetto scientifico anche una macchina elettrostatica. Un giorno sua moglie, che era anche sua collaboratrice, fece scoccare delle scintille da tale macchina mentre sul

tavolo che la sosteneva si trovava una rana vivente. Ella constatò che ogni qualvolta metteva in movimento la macchina, la rana si agitava e ne informò il marito che, ripetendo l'esperimento, ne ottenne risultati identici.

Notata la particolare sensibilità della rana per l'elettricità il Galvani provò a sezionare uno di questi animali, appendendo la parte comprendente gli arti posteriori al terrazzo di **casa Zambecari**, dove abitava. Essendo una giornata molto burrascosa la rana, così mutilata, veniva agitata dal vento ed il Galvani poté constatare, non senza sorpresa, che ogni qual



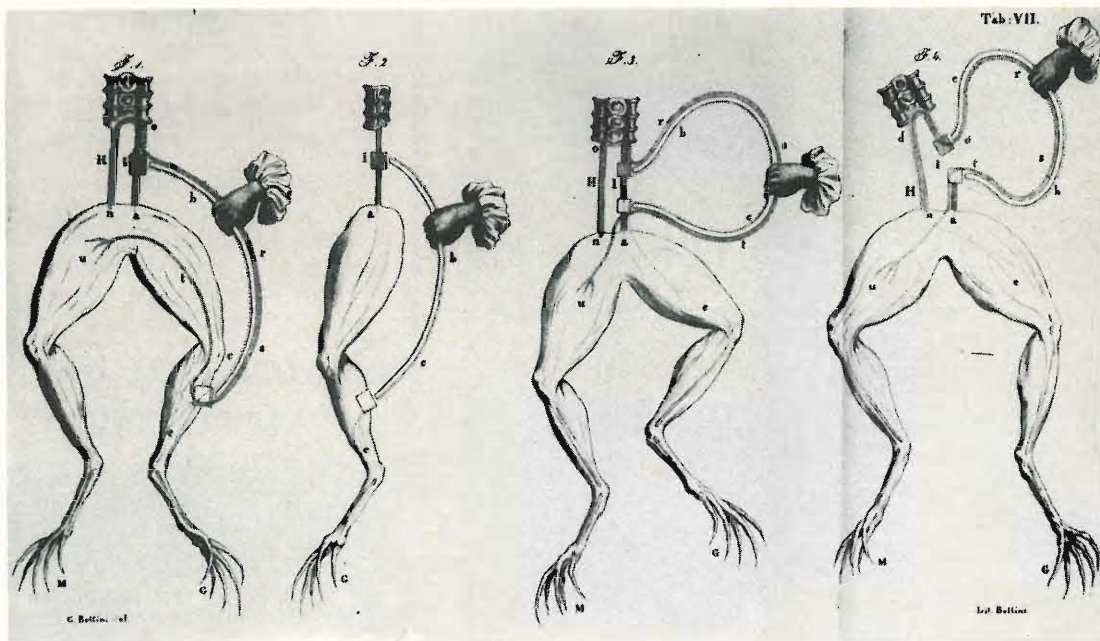


Figura 1 - Esperimenti del Galvani. Da una stampa dell'epoca.



ALEXANDER VOLTA

HIC IMMORTALI INSTRUMENTORVM LAVDE  
 NATVRAE VIRES INDAGANTIVM  
 HIC ANIMO VELVT PRAESCIENTE FVTVRA VIGET  
 HIC CVM CELEBRITATE GENTIVM VIGET IN TEMPLO  
 QVOD FRANCISCVS SOMAINIVS CIVIS COMENSIS  
 NON QVAESITA ALIVNDE NOBILITATE  
 SVAE CIVITATI COMMENDAVIT ET TRADIDIT  
 A MDCCCXXVIII

volta essa veniva a contatto con una delle sbarre di ferro della ringhiera, i suoi muscoli subivano una violenta contrazione. Il Galvani ripeté più volte l'esperimento in laboratorio e rilevò che toccando i muscoli della coscia ed i nervi lombari dell'animale con un arco formato da due metalli diversi il suo corpo subiva delle contrazioni identiche a quelle osservate durante il temporale.

Il Galvani credette di individuare nella rana una specie di bottiglia di Leyda, i cui nervi ne rappresentavano l'armatura interna ed i muscoli quella esterna. Non dette perciò alcuna importanza, e di conseguenza nessuna spiegazione, al fatto che l'animale non reagiva qualora fosse toccato con un arco formato da un unico metallo.

Questo fatto diede luogo alla famosa, e benefica, polemica con il Volta, che è da considerare il punto di partenza per la scoperta della pila.

**Alessandro Volta** nacque in Como nel 1745 e morì nel marzo 1827. Egli, ancor giovanissimo, fu attratto dagli esperimenti scientifici, tanto è vero che poco più che adolescente prese come soggetto di taluni suoi componimenti poetici le esperienze

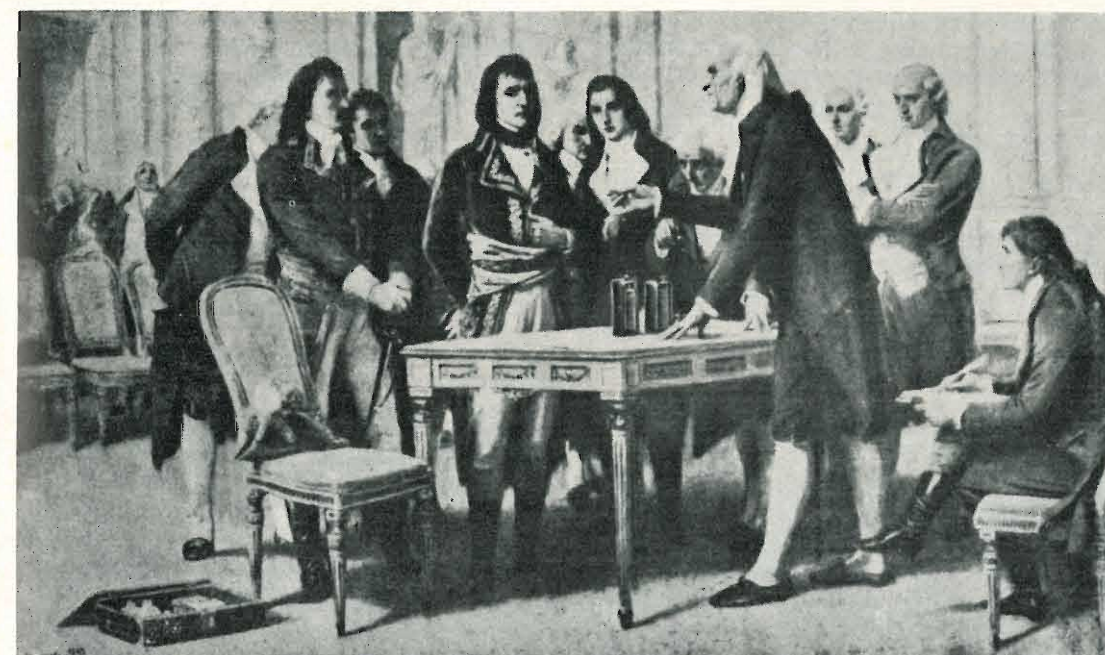


Figura 2 - Il Volta spiega la Pila a Napoleone I° (Dipinto di Giuseppe Bertini, 1897).

elettriche, allora molto in voga, e le osservazioni del **De Saussure**, effettuate sul Monte Bianco.

Studiando e polemizzando le esperienze fatte dal Galvani, il Volta pose la massima attenzione a quanto era sfuggito al medico, e cioè che l'arco metallico usato per unire i muscoli ai nervi della rana provocava le contrazioni soltanto se era costituito da due metalli diversi. Ciò gli creò il sospetto che lo squilibrio elettrico non fosse provocato dall'animale bensì dal contatto dello stesso con due metalli distinti. Egli proseguì i suoi studi nel più profondo segreto fino a che, il 20 Marzo 1800, con una lettera diretta alla **Royal Society di Londra**, annunciava la sua grande scoperta scientifica.

Il nome di questo scienziato fu immortalato assegnando all'unità di **forza elettromotrice** il nome di **VOLT**.

Unitamente alla invenzione della pila al Volta debbono essere attribuite numerose esperienze nel campo della fisica in generale e dell'elettricità in particolare. Molti apparecchi usati dallo scienziato, alcuni dei quali sono stati ricostruiti essendosi

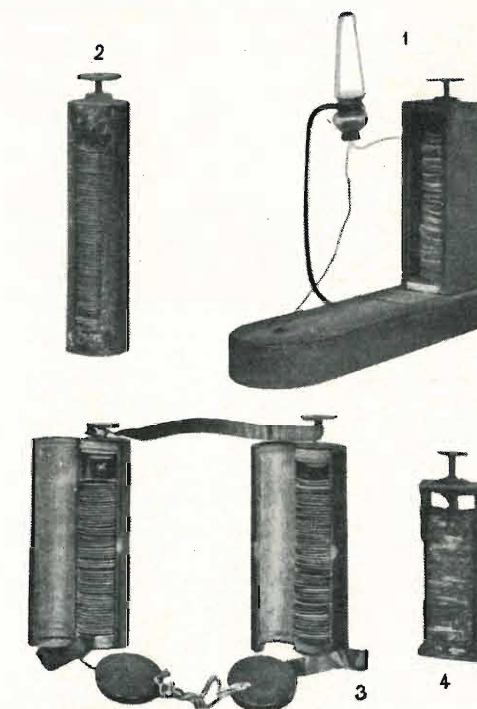


Figura 3-1) Apparecchio del Volta per la prima esperienza del Nicholson sulla decomposizione dell'acqua. 2) Pila a colonna di cento coppie rame e zinco. 3) Due pile a colonna tascabili usate per dimostrazioni all'Istituto Nazionale di Parigi dal Volta nel 1801. 4) Pila a colonna di 40 coppie rame zinco con bullettini di carta inzuppati di miele.

perduti gli originali ad opera di un incendio, sono conservati nel **TEMPIO VOLTIANO** eretto in sua memoria dalla città di Como, un monumento che ogni italiano dovrebbe visitare.

In seguito la pila fu perfezionata dal fisico-chimico Bunsen (1811-1899), nato a Gottenborg, dal Grove, dal Daniel e successivamente dal Leclanchè (1837-1882), i quali realizzarono le pile omonime.

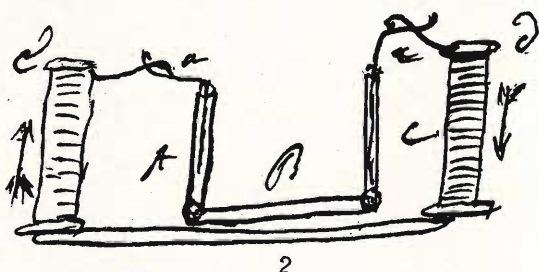
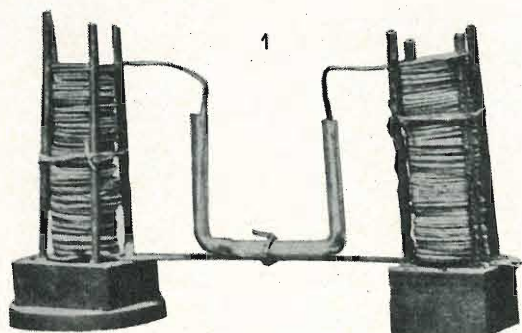


Figura 4 - Apparecchio usato da A. Volta per dimostrare che la pila rende acida l'acqua di un braccio del voltmetro e alcalina l'acqua nell'altro braccio. La seconda parte della figura mostra la riproduzione di uno schizzo autografo del Volta dello stesso apparecchio.

È interessante segnalare come l'italiano Giuseppe Zamboni, fisico veronese (1776-1846), abbia descritto un tipo di pila a secco tramite la quale poté azionare un pendolo elettrico di sua costruzione: essa fu conosciuta con il nome di **pila Zamboni a colonna**.

Una gigantesca pila di Volta fu costruita dal russo V.V. Petrov il quale, in seguito, si occupò della luminescenza e dell'arco voltaico.

Nel 1802 i fisici inglesi Nicholson e Charlisle, facendo uso di una pila del Volta, riuscirono a scomporre l'acqua in ossigeno ed in idrogeno, mentre il danese Hans Christian Oersted (1777-1851), insegnante al politecnico di Copenhagen, enunciò per primo le leggi concernenti i rapporti che intercorrono fra l'elettricità ed il magnetismo ed i relativi effetti. Con il suo nome è stata definita l'unità di misura della **forza magnetica**.

Frattanto André Marie Ampère, fisico francese (1775-1836), celebre anche per i suoi studi nel campo della matematica oltre che della fisica, scoprì interessanti fenomeni di natura elettrodinamica, enunciandone le relative leggi.

In onore di questo scienziato, che da Maxwell e da Jales Clerk fu definito il **Newton dell'elettricità**, è stato dato il suo nome all'unità di misura dell'intensità di corrente. Ampère nel 1855 costruì, fra l'altro, l'**Alliance** una macchina magneto-elettrica che alimentava le lampade ad arco voltaico per i fari marittimi.

Altrettanto celebri furono l'ingegnere scozzese James Watt (1736-1819), già meccanico all'Università di Glasgow, creatore del regolatore centrifugo di velocità, che perfezionò la macchina a vapore e definì la forza motrice ed al cui nome è dedicata l'**unità di potenza elettrica**, ed il fisico George Simon Ohm (1787-1834) che studiò la conducibilità elettrica dei metalli, stabilendo i rapporti che intercorrono fra la forza elettromotrice, l'intensità di corrente e la resistenza elettrica. Il suo nome è stato dato all'**unità di resistenza elettrica**.

Come succede frequentemente nella storia della scienza, i meriti dell'Ohm furono riconosciuti soltanto nell'anno 1841 ad opera del Pouillet e di altri fisici di quell'epoca.

Ricchissimi di grandi nomi furono gli anni che si susseguirono. L'americano Joseph Henry (1797-1878), professore dell'Università di Albany, portò a termine degli importanti studi sull'elettromagnetismo, valendosi parzialmente delle osservazioni fatte dall'inglese W. Sturgeon e perfezionando l'elettrocalamita. Il suo nome è stato dato all'**unità di induttanza** di un conduttore. Egli fu il primo ad isolare

i fili induttori e ad avvolgerli in bobine realizzando un elettromagnete che, attivato da una modesta batteria, sosteneva il peso di 1500 chilogrammi, cosa notevole per quei tempi.

All'Henry deve essere pure attribuito il merito di aver osservato come delle scariche di natura oscillatoria fossero capaci di indurre altre cariche in circuiti simili posti ad una certa distanza.

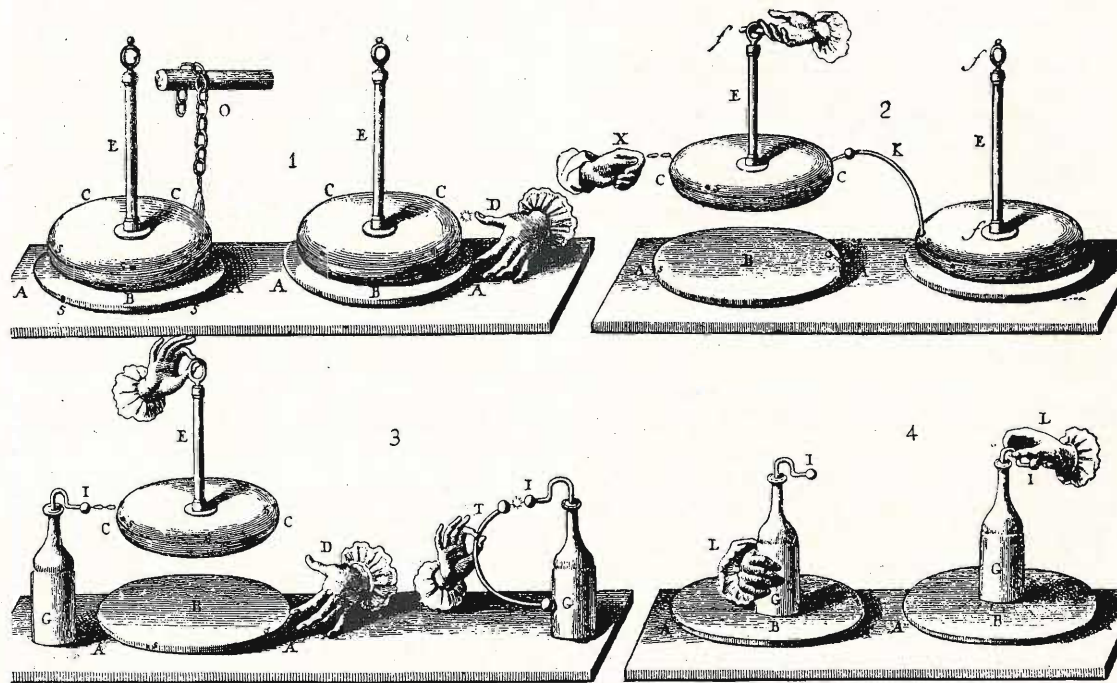


Figura 4b - Procedimenti per ricavare scintille elettriche da un elettroforo e ravvivare, con una bottiglia di Leyda, l'elettricità languente nella stacciata dell'elettroforo stesso.

Micael Faraday (1791-1867) inglese, che da fattorino di un rilegatore di libri raggiunse la carica di professore universitario e di direttore della **Royal Institution di Londra**, proseguendo gli studi dell'Oersted sulla azione esercitata dalla corrente elettrica su un ago magnetico, portò a termine una lunga serie di esperimenti che lo resero celebre. Sono famosissime le sue **Leggi quantitative** sull'elettrolisi e quella non meno celebre che porta, per l'appunto, il nome di **legge di Faraday**, oltre a molte altre.

In riconoscenza dei suoi profondi studi nel campo dei dielettrici gli è stata dedicata l'**unità di misura di capacità: il Farad**.

Wilhelm Eduard Weber (1804-1891), matematico dell'Università tedesca di Göttinga, studiò i fenomeni elettromagnetici, costruendo nel 1833, unitamente al Gauss, il primo telegrafo ad ago magnetico. Con il suo nome viene indicata l'**unità di flusso di un campo magnetico**.

Quasi contemporaneamente lo studioso francese Leon Foucault (1819-1868) scoperse le correnti elettriche parassite, note con il nome di **correnti di Foucault**, che si generano sotto l'azione delle variazioni del flusso magnetico.

Nel 1836 lo scienziato russo Jacobi e quello inglese Spencer gettavano le prime basi sulla realizzazione pratica della galvanotecnica, mentre Charles Wheatstone (1802-1875) effettuava il famoso circuito a ponte che porta il suo nome ed inventava il reostato.

Enorme contributo alla conoscenza dei fenomeni elettromagnetici fu dato da James Clark Maxwell, nato ad Edimburgo il 13 Novembre 1831 e morto a Cambridge

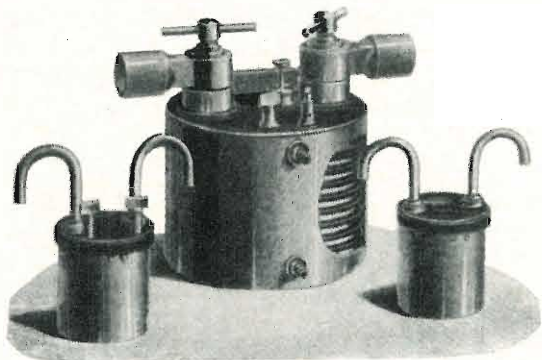


Figura 5 - Alcuni antichi campioni di resistenze elettriche usati da G.S. Ohm.

il 5 Novembre 1879, laureato in filosofia e fisica-matematica, le cui teorie sono seguite tuttora da coloro che s'interessano dei fenomeni relativi alla propagazione delle onde elettromagnetiche.

All'età di diciotto anni il Maxwell pubblicò un trattato sull'equilibrio dei corpi elastici. Poco dopo aver conseguito la laurea pubblicò la celebre monografia **sulle linee di forza** nella quale manifestava il suo grande interessamento per le ricerche elettriche e che ebbe in seguito la più alta sintesi nel principale lavoro della sua vita: **Elettricità e magnetismo**. In questo trattato, essenzialmente matematico, egli determinò l'esistenza di un campo magnetico, stabilendone le equazioni fondamentali, validissime tuttora, e formulò la teoria elettromagnetica dei mezzi continui in quiete.

Gli studi del Maxwell furono la base sulla quale prima Hertz e successivamente Righi, Popov e Marconi fondarono le loro ricerche, verificandone praticamente quanto il Maxwell stesso aveva stabilito con il calcolo vettoriale.

Nel 1871 Maxwell fu nominato docente di fisica presso l'Università di Cambridge,

dove fondò il **Cavendish laboratory**, noto in tutto il mondo.

In onore dello scienziato il nome di Maxwell è stato attribuito all'**unità di flus-**

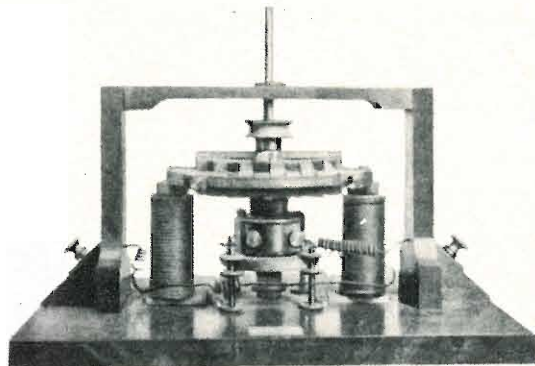


Figura 6 - La macchina magneto-elettrica di Pacinotti con il famoso anello.

**so magnetico** nel sistema CGS elettromagnetico.

Altri studiosi di notevole valore furono Lord Kelvin (William Thomson), fisico presso l'Università di Glasgow, che inventò il galvanometro con sistema astatico ad aghi e dette un notevole contributo allo sviluppo della cablografia, Werner Von Siemens (1816-1892), fisico tedesco e successivamente grande industriale, al quale fu dedicata l'**unità pratica di conducibilità elettrica**, ed il russo P. N. Jablockod (1847-1894), il cui contributo allo sviluppo della termo-elettricità fu notevole.

Come abbiamo già accennato, sarebbe impresa ardua citare il solo nome di tutti coloro che nella seconda metà del secolo XIX diedero il loro valido contributo a favore dello studio dei fenomeni elettrici. Fra questi riteniamo doveroso segnalare l'opera del fisico italiano Antonio Pacinotti (1841-1912) pisano, che per primo costruì un motore elettrico capace di funzionare come generatore di elettricità, e noto sotto il nome di **anello di Pacinotti**, dimostrando, inoltre, il principio della reversibilità dinamo-motore.

L'invenzione del Pacinotti, che fu insegnante all'Università di Cagliari e di Pisa, oltre ad essere senatore, fu resa nota soltanto dopo che il belga Teofilo Gramme

realizzò una macchina simile. La priorità dell'italiano venne sancita dieci anni dopo ad un congresso elettrotecnico tenutosi a Parigi.

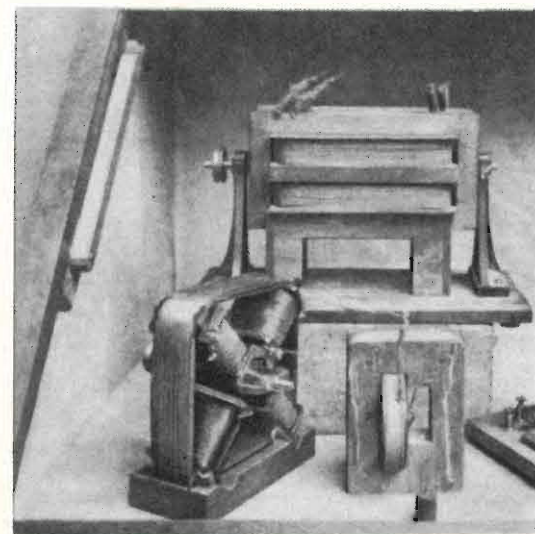


Figura 7 - I primi modelli di motore a campo rotante realizzati da G. Ferraris.

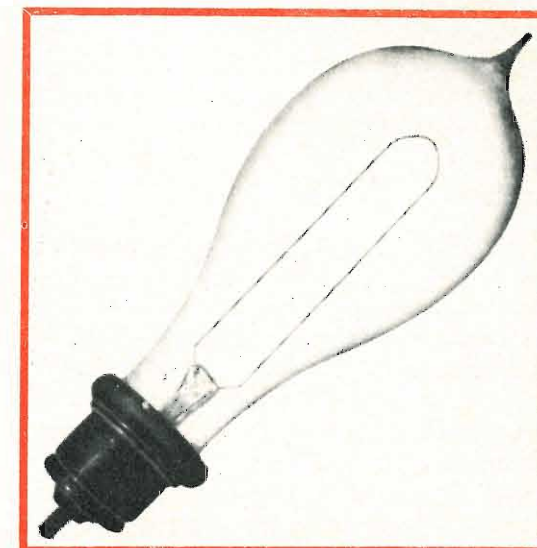


Figura 9 - Una delle prime lampade con filamento di carbonio costruita dall'italiano A. Cruto.

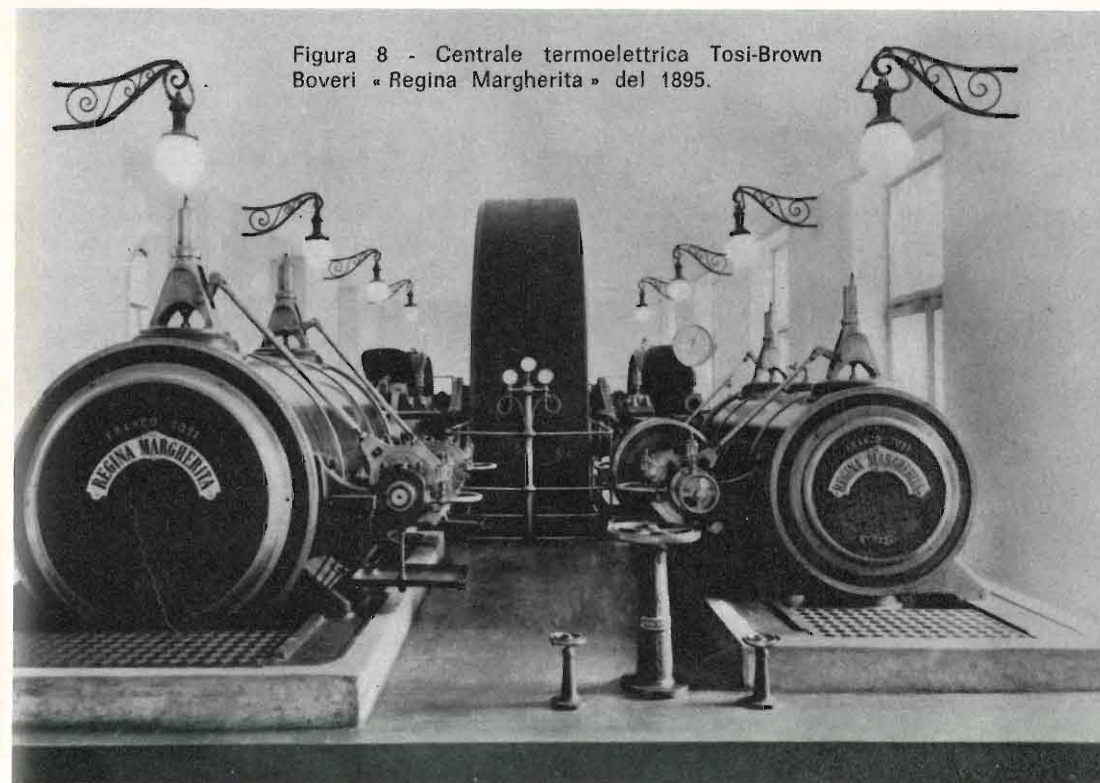


Figura 8 - Centrale termoelettrica Tosi-Brown Boveri « Regina Margherita » del 1895.

Un altro illustre italiano fu Galileo Ferraris (1847-1897), di Livorno Verellese, il quale nel 1888 enunciò il principio del campo magnetico rotante. Egli dimostrò che due rocchetti uguali disposti a 90 gradi l'uno dall'altro e percorsi da correnti alternate sfasate fra loro di un quarto di periodo, generavano un campo magnetico rotante uniforme. Detta invenzione consentì la costruzione dei motori elettrici ad induzione.

Sorprendente per quell'epoca fu la profezia di un professore tedesco, il quale nell'eguire alcuni esperimenti con il telegrafo elettrico a due fili, come vedremo nell'apposito capitolo, aveva notato che il circuito funzionava ugualmente malgrado uno dei due fili fosse interrotto. Si tratta del professor A. Steinhell il quale, in seguito a tale avvenimento, sentenziò che presto gli uomini avrebbero potuto comunicare fra loro senza l'ausilio di apparati collegati a dei conduttori. Egli non volle spiegare questa affermazione e tanto meno volle ritrattarla, ragione per cui i suoi colleghi lo definirono malsano di mente. Molto probabilmente se lo Steinhell avesse espresso i suoi pensieri in modo più chiaro avrebbe potuto passare alla storia almeno come un precursore del calibro di Giulio Verne!

L'invenzione del trasformatore, che ebbe la prima applicazione pratica a Londra nel 1882 e che fu presentato in modo definitivo a Torino nel 1884, è opera del francese Lucien Gaulard (1850-1888).

Il Loomis, un dentista americano, nel 1865 riuscì a produrre dei perturbamenti nell'atmosfera, sotto forma di onde elettromagnetiche, che erano percettibili a distanza, mentre attorno al 1870 Hittorf e Crookes fecero studi molto profondi sull'elettricità pura, sui raggi catodici e sui fenomeni della fluorescenza, studi che successivamente furono ripresi dal Goldstein e da Anderson.

William Crookes (1832-1910) studiando i fenomeni dovuti alle scariche elettriche nei gas rarefatti, facilitò la strada al te-

desco Wilhelm Konrad Roentgen (1845-1923), premio Nobel, il quale scoprì i raggi X (o Roentgen) che furono il punto di partenza della radiografia, della radioscopia e della radioterapia.

Notevole fu pure l'apporto alla scienza dato dal fisico inglese James Prescott Joule (1818-1889), che effettuò importantissime ricerche sulla trasformazione del calore in lavoro e segnalò il fenomeno da lui scoperto, noto con il nome di **effetto Joule**, secondo il quale se un conduttore è percorso da una corrente elettrica sviluppa un precisato numero di calorie.

Il nome di Joule è stato dato **all'unità di lavoro**.

Quale importanza abbia avuto per l'era moderna il genio di Thomas Alva Edison (1847-1931), nato nell'Ohio, è universalmente noto. Egli riuscì a stabilire che i fenomeni elettrici, in determinate condizioni, si manifestano sotto forma di impulsi aventi natura oscillatoria. Realizzò inoltre la prima lampada ad incandescenza scoprendo il cosiddetto « **Valve effect** » che aprì la strada al Fleming prima, e al De Forest, dopo per l'invenzione della valvola elettronica.

All'Edison fu pure intestato un brevetto relativo alla trasmissione a distanza senza fili, basato sul principio dell'induzione.

Questo brevetto fu richiesto nell'anno 1885 ed accordato nel Dicembre 1891 con il numero 465.971 ma venne ceduto successivamente alla Marconi Wireless, avendone il richiedente riconosciuto la priorità nell'esecuzione delle comunicazioni a distanza.

Nel 1879 l'italiano Alessandro Cruto (1847-1908), presentava la prima lampada con filamento di carbonio puro e cristallizzato. In seguito fondava la prima fabbrica di tali lampade ad Alpignano, seguito dall'olandese Gerard Philips (1858-1942), dal quale discende l'attuale gruppo Philips noto in tutto il mondo.

In Russia la prima lampadina ad incandescenza fu costruita dal fisico Lodighin (1847-1923).



# RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

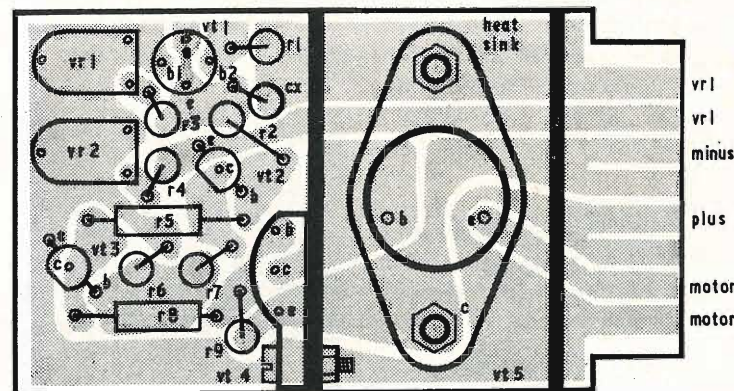
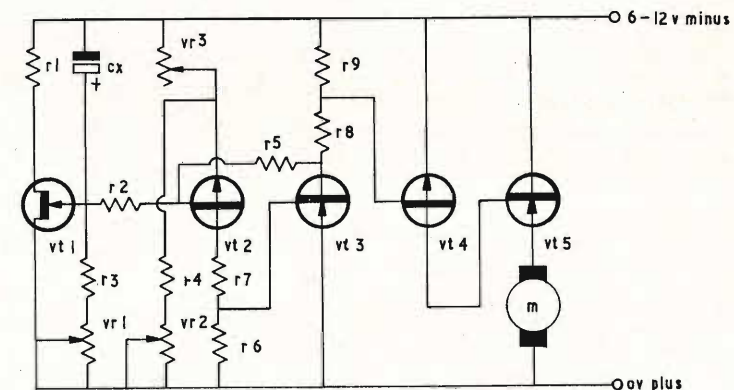
a cura di L. Biancoli

## CONTROLLO DI VELOCITÀ AD IMPULSI

(Da « Radio Models » -  
Maggio 1968)

Questa unità elettronica di controllo è stata studiata per consentire la regolazione della velocità di motori elettrici impiegati su modellini radio-comandanti, e rivela la sua massima utilità in quanto permette di mantenere inalterata la coppia di torsione, anche a basse velocità. In sostanza, si tratta dell'equivalente a corrente continua di un dispositivo funzionante a corrente alternata, usata oggi per controllare la velocità dei trapani elettrici.

Per ottenere questo metodo di controllo mediante un sistema elettronico, il circuito deve essere in primo luogo in grado di produrre impulsi aventi una determinata lunghezza; ad esso è possibile applicare i segnali di informazione recanti il comando di inserimento o di disinserimento.



Tale circuito viene qui riprodotto, unitamente ad una piantina della basetta a circuiti stampati sulla quale esso può essere realizzato. Osservando lo schema, si può no-

tare che il transistor a giunzione singola VT1 compie tale funzione unitamente ai componenti ad esso associati, vale a dire ad R1, VR1 e CX, che controllano la frequenza di ripetizione degli impulsi.

Con questo dispositivo, è possibile ottenere una variazione della frequenza di ripetizione degli impulsi che risulta compresa tra uno e trenta impulsi al secondo, in relazione al valore che viene attribuito a VR1. Gli impulsi prodotti sono del tipo avente la forma classica a dente di sega: tali impulsi possono assumere successivamente una forma d'onda rettangolare, prima che vengano sfruttati per apportare l'azione di controllo. Essi vengono infatti convogliati — tramite un diodo — al transistor VT2, il quale — unitamente a VT3 — provvede appunto a modificarne la forma d'onda rendendola rettangolare.

La resistenza variabile VR3 presente nel circuito di emettitore di VT2 controlla la durata degli intervalli in cui il segnale è presente o assente, e — di conseguenza — costituisce la resistenza che permette di regolare la velocità del motorino comandato. VT4 ha il compito di mantenere inalterata la forma d'onda degli impulsi, e li applica al transistor di uscita VT5 che commuta il motore applicando ad esso oppure interrompendo la tensione di alimentazione, a seconda degli ordini che riceve dal circuito che lo precede.

L'articolo fornisce numerosi dettagli sulla realizzazione pratica di questo dispositivo, in quanto — oltre ai valori dei componenti — fornisce anche i dati pratici relativi

all'allestimento della basetta a circuiti stampati, di cui fornisce addirittura il negativo a grandezza naturale. Oltre a ciò, l'autore fornisce anche un esempio pratico di natura schematica delle possibilità di impiego di questo dispositivo, peraltro di realizzazione assai facile.

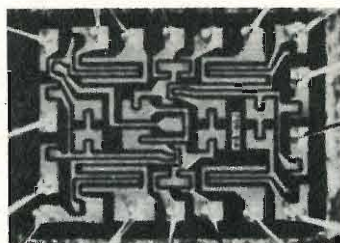
### MAGGIORE SICUREZZA NEI CIRCUITI INTEGRATI PLASTIFICATI

(Da « Electronic Products » - Maggio 1968)

Mediante un nuovo procedimento che sigilla ermeticamente i circuiti integrati, la Westinghouse ha potuto realizzare dei circuiti che si adattano a tutte le specifiche di carattere militare.

« Goldilox » è il marchio di fabbrica che protegge il nuovo procedimento. Esso individua pertanto tre nuove prerogative:

- 1) l'impiego del nitrato di silicio;
- 2) la copertura delle interconnessioni mediante vetro;
- 3) l'uso di un sistema di saldatura ad oro-titanio.



Il nitrato di silicio sostituisce il comune vetro ad ossido di piombo o a fosforo. Esso ritarda in modo apprezzabile la migrazione di ioni, eli-

minando l'inversione e le perdite a temperature elevate.

La copertura in vetro delle interconnessioni rende la superficie assolutamente insensibile alle graffiature, all'umidità, e ad altri contaminanti.

Il sistema di saldatura ad oro-titanio — infine — consiste nell'applicazione di uno strato di titanio alternato tra lo strato di alluminio e quello di saldatura ad oro, e questa combinazione elimina un altro pericolo di alterazione, dovuta all'instabilità metallurgica dei sistemi di saldatura metallica, che si verifica con temperature superiori ai 200°C.

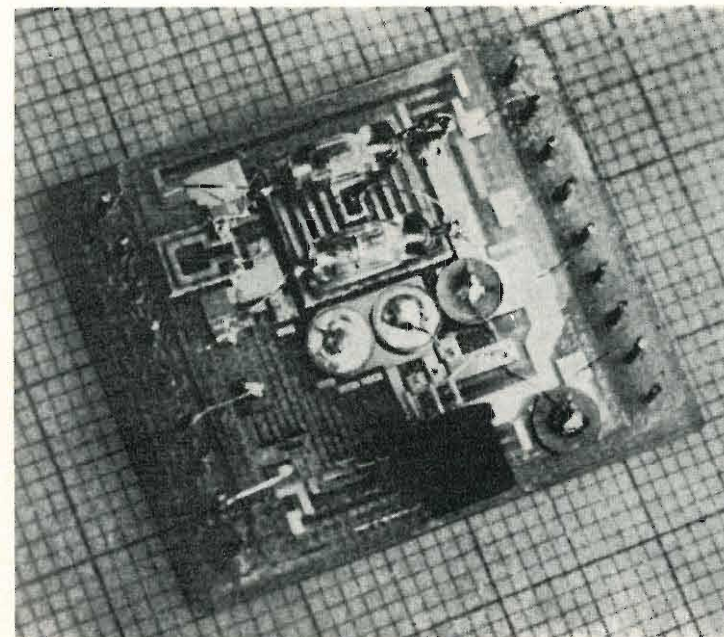
La fotografia che qui riproduciamo rappresenta uno dei lati di un circuito integrato realizzato con il procedimento al quale abbiamo fatto cenno. I vantaggi che derivano da questo sistema consistono naturalmente in una sicurezza di funzionamento assai maggiore, senza tuttavia che vengano compromesse le prerogative di peso ed ingombro ridotti.

### CONSIDERAZIONI SULL'IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI IN GIAPPONE

(Da « Electronics » - 13 Maggio 1968)

L'articolo presenta numerosi aspetti interessanti, soprattutto in considerazione dell'enorme sviluppo al quale sono attualmente arrivati nel mondo intero i circuiti integrati: l'autore considera infatti il punto tecnologico al quale i giapponesi sono arrivati al giorno d'oggi, effettua un ocu-

lato confronto rispetto allo stato attuale delle cose negli Stati Uniti, e considera infine quale è la direzione verso la quale sono orientate le ricerche in Giappone, spiegandone i motivi.



Diversamente dalle fabbriche statunitensi, che traggono benefici da notevoli stanziamenti finanziari da parte del Governo per applicazioni a carattere militare e spaziale, le fabbriche giapponesi rivolgono i loro sforzi lungo le direzioni dettate dalle stesse esigenze della loro industria.

Di conseguenza, mentre le fabbriche americane di semiconduttori sono state in grado di sviluppare intere famiglie di dispositivi logici bipolari e di circuiti lineari per impieghi generici, le fabbriche giapponesi hanno dovuto accontentarsi dell'elaborazione di circuiti specifici per applicazioni specifiche. Ciò spie-

ga l'enorme flusso di circuiti integrati dagli Stati Uniti al Giappone.

La foto che qui riproduciamo rappresenta l'aspetto esterno di un oscillatore di produzione Toshiba, impiegan-

### CIRCUITI PER IL CONTEGGIO INDUSTRIALE

(Da « Industrial Electronics » - Giugno 1968)

Il moderno calcolatore numerico può essere usato per misurare un parametro fisico in tutti quei casi nei quali un treno di impulsi aventi una frequenza proporzionale alla ampiezza di quel parametro può essere ricavato da un trasduttore o da altri dispositivi. Di conseguenza, i parametri come ad esempio il numero di unità uscenti da una linea di produzione, la velocità rotativa di un motore, la frequenza del segnale di uscita fornito da un oscillatore, ed altri, possono essere misurati a velocità elevate e con grande precisione.

Questo articolo, che è il primo di una serie, descrive i principi basilari di funzionamento del calcolatore numerico, ed approfondisce i dettagli relativi alle possibilità di applicazioni ed alla precisione delle misure che è possibile eseguire.

### AMPLIFICATORI A CORRENTE CONTINUA PER TRASDUTTORI

(Da « Industrial Electronics » Maggio 1968)

Il lettore saprà certamente che nella gamma dei trasduttori non sono compresi soltanto microfoni ed altoparlanti, bensì lo sono anche tutti quei dispositivi che servono per convertire un tipo di energia in un altro: di conseguenza, anche le termocoppie, i dispositivi per la misura di tensioni meccaniche ed i ter-

mistori possono essere considerati come dispositivi facenti appunto parte della categoria dei trasduttori.

Naturalmente, si tratta di trasduttori che forniscono segnali a variazione assai lenta: di conseguenza, prima che il

Le capacità presenti in serie al segnale nei normali circuiti di amplificazione a corrente alternata ne impediscono l'impiego con segnali a frequenza assai bassa. Oltre a ciò, gli effetti che la temperatura esercita nei confronti dei valori dei componenti, ed

stituito dai componenti R5 ed R6, e ciò in quanto entrambi fanno capo alla resistenza comune R7. I segnali di ingresso vengono applicati alla base di Tr1 o Tr2, oppure ad entrambe, così come è indicato, mentre il segnale di uscita si presenta in corrispondenza dei collettori dei transistori in una versione amplificata della differenza tra i due segnali di ingresso. A causa di ciò, il circuito può essere normalmente definito col termine di amplificatore differenziale.

La breve nota che recensiamo si dilunga sulle prestazioni tipiche di questo amplificatore a corrente continua, e fornisce inoltre tutti i dettagli realizzativi, in relazione ai tipi di transistori che è possibile adottare per tradurlo in pratica.

### SPETTROFOTOMETRI PER LUCE VISIBILE ED ULTRAVIOLETTA

(Da « Electronique » - Maggio 1968)

Gli spettrofotometri si prestano a numerosissime applicazioni nel campo dell'analisi di prodotti. In nuovi concetti sui quali si basano tali strumenti nella moderna tecnica realizzativa, abbinata ad un accoppiatore automatico di scintille e ad un registratore ad uscita lineare, ne facilita considerevolmente l'impiego.

In primo luogo, la nota descrive due nuovi modelli di recente produzione: il tipo SP500 seconda serie copre una gamma di lunghezze d'onda compresa tra 186 e 1.000 m $\mu$ ; il modello SP600 seconda serie copre invece

una gamma compresa tra 335 e 1.000 m $\mu$ . Uno scambiatore automatico può funzionare con i due tipi di strumenti; esso permette infatti di analizzare automaticamente fino a cinquanta provette, senza necessità di controllo da parte dell'operatore.

giore precisione fotometrica in quanto non implica la necessità che il contatore abbia un comportamento lineare; per contro, l'indicazione diretta — che fornisce risultati istantanei e, se lo si desidera, continuativi — permette di impiegare gli stru-

menta la fessura attraverso la quale il raggio viene fatto passare, mentre Y individua la posizione dell'otturatore della corrente parassita.

Lo spettrofotometro SP500 seconda serie comporta due sorgenti di luce, con lampada a filamento di tungsteno, selezionabili mediante uno specchio la cui posizione viene comandata mediante un solenoide. La commutazione automatica a 340 m $\mu$  può essere ottenuta anche a mano.

Se tra i nostri lettori ve ne è qualcuno che si occupa sotto qualsiasi aspetto delle applicazioni spettrofotometriche, troverà in questo articolo numerosi dettagli informativi.

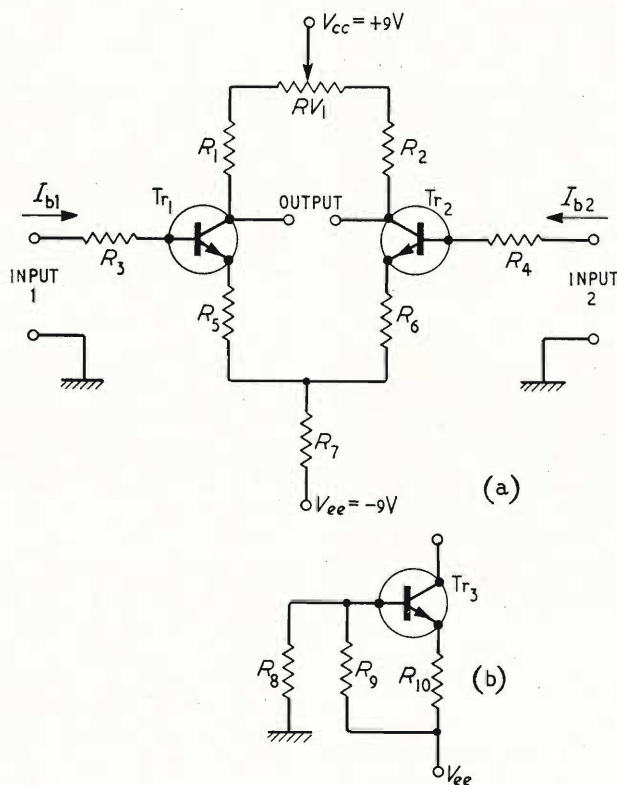
### LA TELEVISIONE A COLORI DILETTANTISTICA

#### Circuiti di scansione

(Da « Radio Pratique » - Maggio 1968)

Nella televisione a colori, così come nella televisione in bianco e nero, il funzionamento dei tubi a raggi catodici che riproducono l'immagine è basato su due operazioni differenti che vengono esercitate sul fascio catodico: la modulazione di intensità, avente il compito di variare la fluorescenza dello schermo per la ricostruzione delle tonalità dell'immagine, e lo spostamento del fascio catodico, che viene costretto a descrivere delle righe orizzontali sullo schermo che si susseguono dall'alto in basso nei cosiddetti campi interlacciati.

Per ottenere le tensioni a videofrequenza si fa uso di un

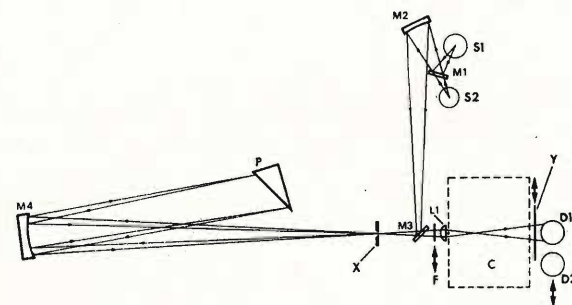


segnale di uscita da essi fornito possa essere impiegato utilmente per effettuare misure o controlli, le relative variazioni devono essere amplificate mediante l'impiego di speciali tipi di amplificatori, noti appunto col termine di amplificatori a corrente continua.

Questo tipo di amplificatore presenta naturalmente numerose altre possibilità di applicazioni agli effetti dei circuiti di alimentazione, di strumentazione eccetera.

in modo particolare dei transistori, possono produrre variazioni nella caratteristica di uscita che alterano notevolmente il risultato. Per questi ed altri motivi, si ricorre normalmente all'impiego di amplificatori a corrente continua, di cui la figura che riportiamo illustra un esempio tipico.

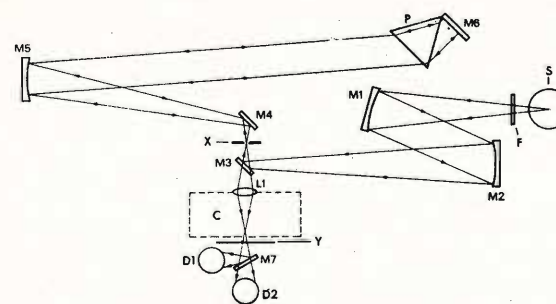
Nel circuito citato, i due transistori sono collegati tra loro in modo che l'emettitore risulta in comune, a prescindere dal disaccoppiamento co-



Entrambi i tipi presentano due modi diversi di funzionamento, scelti mediante un commutatore; l'uscita amplificata proveniente dal rivelatore può essere misurata mediante il metodo potenziometrico ad indicazione del livello zero. Di conseguenza, può essere applicato direttamente

menti per le analisi correnti ripetute e per gli studi cinetici.

Le figure che qui riproduciamo rappresentano rispettivamente gli schemi ottici dei due nuovi spettrofotometri: lo schema superiore è quello della versione SP500, men-



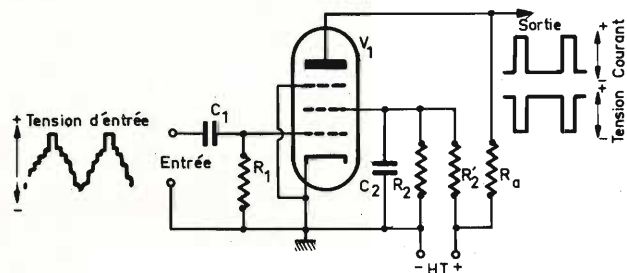
ad un contatore incorporato (solo sulla versione SP500) oppure (nel caso delle due versioni) ad un contatore, un registratore oppure un dispositivo per la registrazione numerica, esterni.

Il metodo ad indicazione dello zero fornisce una mag-

tre quello inferiore è riferito alla versione SP600. C rappresenta lo scompartimento in cui è contenuta la cellula, D il rivelatore a cellula fotoelettrica, F il filtro, L la lente di condensazione, M lo specchio, P il prisma, ed S la sorgente di luce. X rappre-

insieme di ricezione detto ricevitore TV immagine (e visione) composto da un blocco ad Alta Frequenza variatore di frequenza, e di un amplificatore a frequenza intermedia, seguito da un rivelatore a modulazione d'ampiezza

L'articolo riepiloga quelli che sono i concetti basilari sui quali si fonda l'attuale televisione a colori, e fornisce alcuni diagrammi che esaminano dettagliatamente la natura e la struttura del segnale video composto. La figura che



e da un dispositivo di luminanza quando si tratta di televisione in bianco e nero, oppure di luminanza e crominanza quando si tratta invece di un ricevitore per televisione a colori.

È utile rilevare che i circuiti di luminanza e quelli di crominanza sono assai simili tra loro nei tre sistemi Secam, Pal ed NTSC. Si tratta dei circuiti che costituiscono le quattro sorgenti che pilotano il tubo a raggi catodici: quella di luminanza che amplifica il segnale Y, e quelle di crominanza che amplificano i segnali video differenza R - Y, B - Y, e V - Y. Sono invece diversi i dispositivi destinati ad estrarre il segnale differenza a video frequenza: nel segnale video composto, ottenibile all'uscita del rivelatore a modulazione di ampiezza, disposto successivamente all'amplificatore di Media Frequenza video, sono incorporati oltre ai segnali di luminanza e di crominanza anche i segnali di sincronismo destinati alle basi dei tempi di riga e di quadro.

qui riproduciamo è uno schema che costituisce un esempio di circuito utilizzabile quando il segnale di sincronismo è di polarità negativa, e quindi quando gli impulsi di riga sono invece di polarità positiva.

Occorre aggiungere che la nota che recensiamo non è un articolo a sé stante, bensì costituisce la tredicesima parte di una serie di articoli che elaborano l'argomento dalle sue fondamenta. Non sappiamo quante altre puntate seguiranno quella che recensiamo, sebbene gli argomenti considerati in questa tredicesima parte sono tali da far presumere che l'argomento sia in fase di conclusione.

### LE NUMEROSE APPLICAZIONI DELLA TELEVISIONE A CIRCUITO CHIUSO

(Da « Electronic Products » - Maggio 1968)

La televisione a circuito chiuso costituisce spesso il metodo migliore (ed a volte

persino l'unico metodo) mediante il quale è possibile risolvere un gran numero di problemi di carattere industriale. Le relative telecamere ed i monitori per televisione a circuito chiuso sono attualmente in uso — ad esempio — negli impianti per la sorveglianza degli stabilimenti: altrettanto dicasi nei confronti delle organizzazioni ferroviarie, per effettuare un accurato controllo agli effetti della commutazione e dello smistamento del traffico. Gli addetti allo sfruttamento delle miniere si servono su vasta scala di queste apparecchiature, soprattutto per il controllo di funzionamento degli impianti di frantumazione. Negli impianti per la fabbricazione del cemento, la televisione a circuito chiuso viene impiegata per l'osservazione a distanza nelle zone pericolose, e la medesima cosa accade anch'è nelle fornaci per la lavorazione dell'acciaio, per tenere sotto controllo il funzionamento delle laminatrici e dei relativi quadranti.

Mediante il collegamento tramite cavi coassiali, gli impianti di trasmissione per televisione a circuito chiuso a bassa potenza possono distribuire immagini dettagliate con uno standard pari a circa ottocento righe per ottenere una elevata risoluzione orizzontale, il che consente l'osservazione diretta di notevoli particolari.

L'articolo che recensiamo considera sette esempi tipici di applicazione della televisione a circuito chiuso, illustrandoli con delle foto che rappresentano l'applicazione tipica, mettendo così in chiara evidenza le notevoli possibilità offerte da questa branca dell'elettronica.

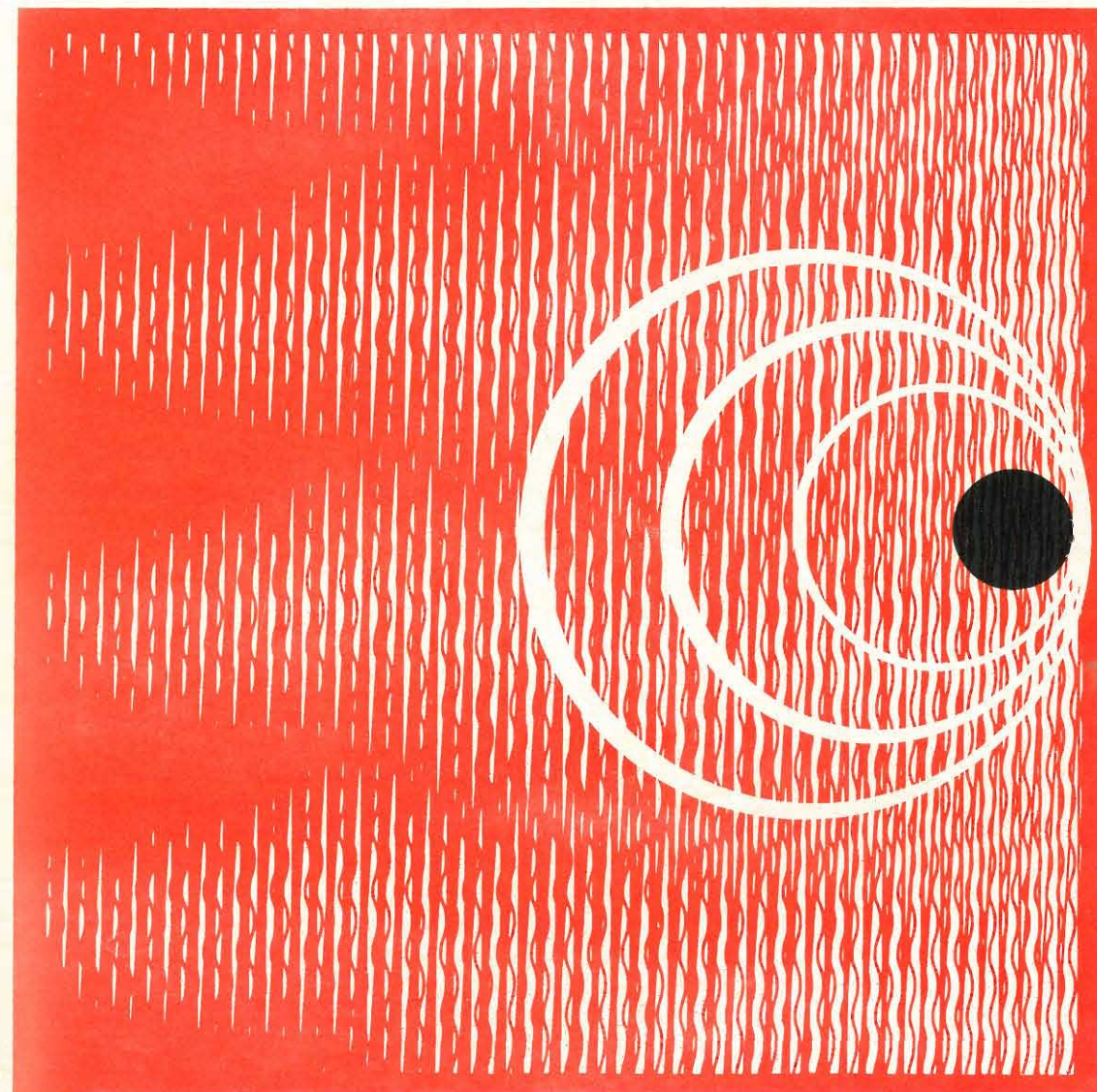
# ELETTROACUSTICA

impianti di diffusione sonora di qualsiasi tipo e potenza - impianti stereofonici ad alta fedeltà - impianti ed apparecchiature per filodiffusione - impianti di traduzione simultanea, via filo e via radio - impianti interfonici per ufficio ed industriali - microfoni - preamplificatori normali e di linea con miscelatori - amplificatori di potenza - altoparlanti normali e ad alta fedeltà - diffusori acustici a linea di suono.



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

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



## LA SCRIVANIA DELLO ZIO



### SAREMO RADIOCOMANDATI?

Speriamo di no. Almeno, speriamo che una certa operazione, ora sperimentata sulle scimmie, se in futuro troverà applicazione fra gli uomini venga utilizzata soltanto a fini leciti.

Una nuova tecnica per lo studio dei centri nervosi regolatori del comportamento animale, prevede l'impianto di microelettrodi nel cervello.

Gli esperimenti, fatti sulle scimmie come detto, non hanno arrecato nè danni nè disturbi agli animali.

Un apparato miniaturizzato inserito sotto l'epidermide dorsale e capace di registrare o trasmettere onde radio su tre canali ha consentito di rilevare a distanza delle informazioni sul comportamento del quadrumane.

Ma poi si è presentato anche il fenomeno inverso, e cioè la possibilità di modificare a distanza, per mezzo di una radioemittente, il modo di comportarsi degli animali stessi.

Ora capirete che, se questa tecnica si svilupperà in futuro, potremo trasformare, con le radioonde, delinquenti abituali in persone onestissime, gli ossessi in tranquilli e così via. Con questa prospettiva, l'invenzione non andrebbe neanche male. Ma se a qualcuno saltasse il ticchio di fare il contrario?

### POLIFEMO AL SUPERMARKET

Le statistiche mondiali mostrano che i furterelli ai supermarket costituiscono l'uno-due per cento del giro d'affari complessivo.

A soddisfazione comune, e per contribuire a far sorgere la fiducia che, ingiustamente, noi non abbiamo di noi stessi, dirò che le medesime statistiche mondiali indicano l'Italia come il paese dove si verifica il minor numero di quei piccoli furti o « taccheggi » come dicono i cronisti.

Dato che la percentuale non è trascurabile, qualcuno, non perciò in Italia, ha pensato di installare nei supermarket un grande occhio meccanico che si muove, come se fosse vero, per mezzo di un motorino.

Pare che la trovata abbia avuto successo. Quel grande, unico occhio che sembra guardare per davvero, produce un effetto psicologico assai notevole e scoraggia coloro che hanno cattive intenzioni, pur sapendo che si tratta di un meccanismo.

# CONTROLLO EMPIRICO DI RICEVITORI

FM  
STEREO

a cura di L. Biancoli

In linea di massima, per effettuare la taratura di un ricevitore stereo funzionante a modulazione di frequenza è indispensabile disporre degli appositi strumenti, consistenti in un generatore di segnali a frequenza modulata, in un voltmetro elettronico, ed in altre apparecchiature supplementari, con le quali è possibile effettuare l'allineamento dal punto di vista professionale. Ciò non toglie — tuttavia — che sia possibile effettuare un allineamento assai soddisfacente di un ricevitore FM-STEREO, senza disporre dei suddetti strumenti, ma disponendo semplicemente di un oscilloscopio a raggi catodici. Il sistema che stiamo per descrivere può essere sfruttato con ottimi risultati da un tecnico che si rechi a domicilio del cliente per effettuare una riparazione, o un semplice controllo, e la sua conoscenza è utile in quanto semplifica notevolmente l'attrezzatura che occorre portare con sé per interventi di questo tipo.

In genere, il tecnico che prenda in considerazione un ricevitore stereo funzionante a modulazione di frequenza può esprimere un giudizio sullo stato di funzionamento dell'apparecchiatura semplicemente ascoltando la qualità della riproduzione: questo comunque è il metodo che viene normalmente adottato anche da chi non appartiene al mondo dei tecnici, e permette un giudizio assai superficiale. Se si ha invece la possibilità di osservare le caratteristiche del segnale stereo sullo schermo di un oscilloscopio, è possibile ottenere un numero di informazioni assai più elevato, soprattutto per quanto riguarda il segnale complesso di **tipo multiplex**. I dati informativi che è possibile ricavare dall'oscillogramma in tal modo ottenuto, secondo una nota apparsa su « Electronics World » sono tali da consentire praticamente di effettuare la taratura empirica di un ricevitore FM-stereo, senza disporre

della complessa e costosa attrezzatura solitamente necessaria a questo scopo.

Se colleghiamo il segnale proveniente dal canale sinistro (S) e quello proveniente dal canale destro (D) rispettivamente agli ingressi di deflessione verticale (V) ed orizzontale (O) di un oscilloscopio, abbiamo automaticamente la possibilità di esaminare le caratteristiche del segnale, agli effetti del **bilanciamento**, della **fase**, e della **separazione**.

Con un po' di pratica, infatti, ne ricaviamo la possibilità di identificare la sottoportante multiplex, nonché di allineare e di controllare l'amplificatore funzionante sulla portante multiplex. Se si effettua l'allineamento nei confronti dei segnali di valore assai preciso irradiati da una emittente FM-stereo, grazie al relativo livello di modulazione assai ben controllato, ci risulta possibile evitare completamente il



problema dell'eventuale impiego di un generatore di segnali multiplex che sia pur leggermente starato. Sotto questo aspetto, la tecnica che stiamo per descrivere presenta un certo numero di vantaggi.

La stereofonia è sostanzialmente un sistema nel quale due microfoni separati vengono usati per registrare o per trasmettere un determinato programma. La musica stereofonica riflette costantemente la differenza di posizione dei due microfoni suddetti: di conseguenza, sussiste continuamente una differenza di volume e di fase tra i due segnali. Nelle registrazioni orchestrali, si ha sempre un certo numero di strumenti che sono udibili esclusivamente su di un canale, e non sull'altro. Altri strumenti invece possono essere uditi contemporaneamente su entrambi i segnali, con la medesima intensità, a patto che essi risultino equidistanti da entrambi i microfoni. Altri strumenti ancora — infine — producono dei suoni che risultano udibili in entrambi i canali, pur essendo disposti in varie posizioni nell'intera orchestra, ma in modo tale da presentare determinate differenze di fase e di intensità. Orbene, l'attitudine da parte di un impianto stereo a riprodurre i suoni su di un canale e non sull'altro viene normalmente considerata come caratteristica indispensabile, e definita con termine tecnico di **separazione**.

#### OSSERVAZIONE OSCILLOSCOPICA DEL SUONO STEREOFONICO

Eseguito l'operazione che qui di seguito viene descritta, è possibile misurare fino a qual punto l'impianto stereofonico risponde ad una determinata registrazione. In primo luogo occorre regolare l'oscilloscopio in modo tale che gli amplificatori di deflessione verticale ed orizzontale possano funzionare con segnali di ingresso a corrente alternata. Collegare quindi l'uscita del canale sinistro del rilevatore fonografico (« pick-up »), oppure l'uscita del preamplificatore sinistro, all'ingresso verticale, ed unire tra loro i terminali « caldi » di ingresso dell'amplificatore orizzontale e di quello verticale, mediante un ponte. Portare poi al massimo il guadagno orizzontale, e mettere in funzione il giradischi riproducen-

do un disco qualsiasi. Regolare quindi il guadagno verticale finché la traccia luminosa presente sullo schermo dell'oscilloscopio assume l'inclinazione di 45°.

A questo punto, togliere il ponte di collegamento tra i due terminali di ingresso, e collegare l'uscita per il canale destro del rilevatore (oppure l'uscita del preamplificatore destro) all'ingresso orizzontale dell'oscilloscopio.

In tali condizioni, se si effettua la lettura di un disco monofonico, la traccia luminosa visibile sullo schermo deve assumere l'inclinazione di 45°, così come si osserva alla **figura 1-A**. Naturalmente, se le due uscite non sono eguali tra loro, la traccia luminosa subirà degli spostamenti rispetto alla suddetta inclinazione. Una eventuale lieve regolazione del controllo di bilanciamento del preamplificatore è comunque sufficiente per compensare gli eventuali sbilanciamenti.

Quando invece si effettua la lettura di un disco stereofonico, sullo schermo dell'oscilloscopio si presentano tracce luminose di diversa natura. Se il brano musicale registrato sul disco sotto lettura determina segnali di eguale ampiezza in entrambi i canali, la traccia luminosa visibile sullo schermo assumerà un aspetto simile a quello illustrato alla **figura 1-B**. Si noti che il suddetto oscillogramma è sostanzialmente simmetrico rispetto al centro.

Ciò premesso, se il disco e l'impianto di amplificazione presentano una buona separazione tra i canali, e se nel canale sinistro si ha un volume sonoro maggiore che non nel canale destro, l'oscillogramma assume invece l'aspetto illustrato alla **figura 1-C**.

Sempre sussistendo le condizioni di una buona separazione sia nel disco sia nell'impianto di amplificazione, quando il volume sonoro è maggiore nel canale destro che non nel canale sinistro, la traccia luminosa assume invece un aspetto simile a quello illustrato alla **figura 1-D**, nella quale la larghezza è invece maggiore dell'altezza. Gli oscillogrammi-tipo testé considerati possono essere impiegati — grosso modo — come grandezze di confronto per controllare l'allineamento

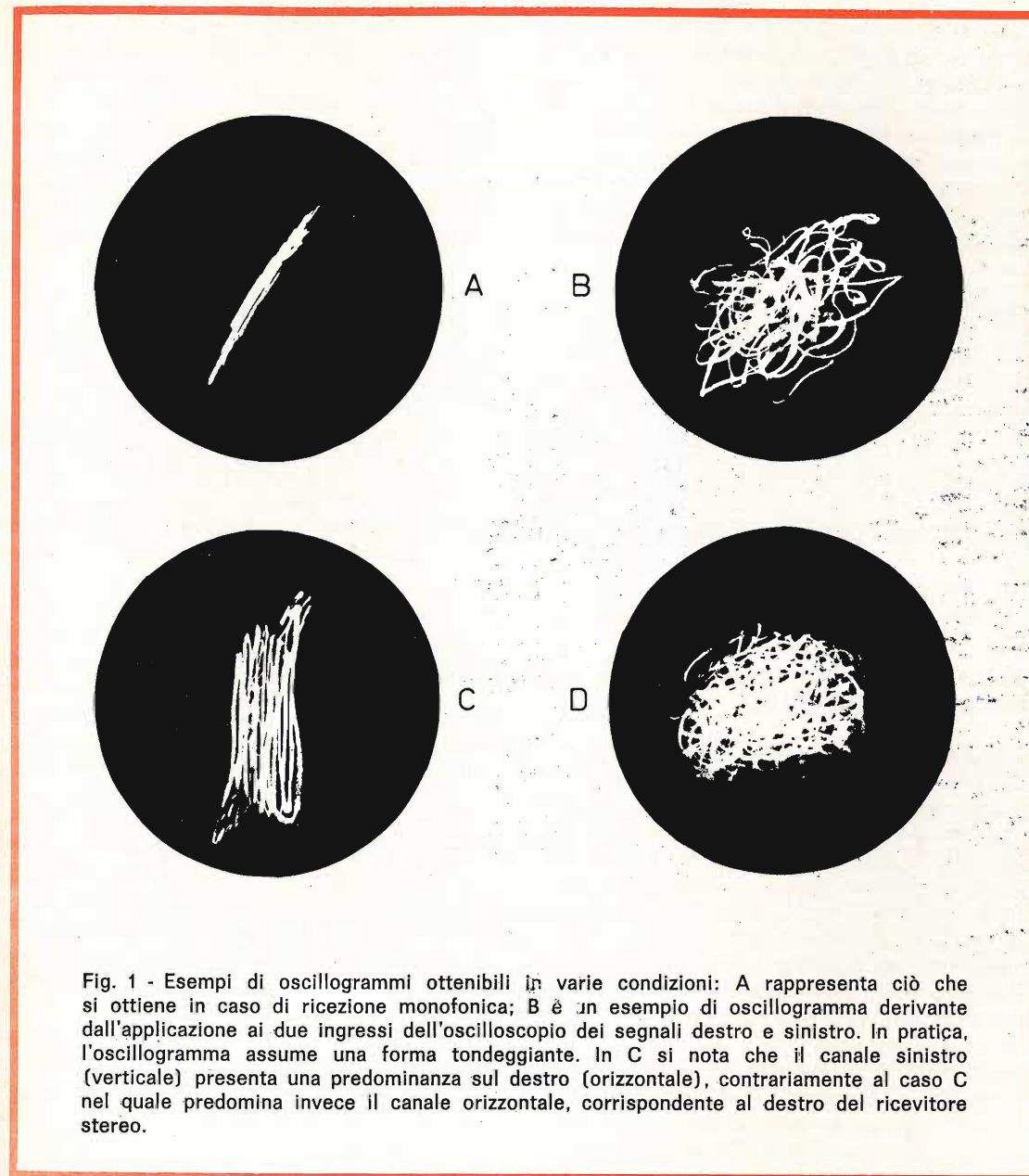


Fig. 1 - Esempi di oscillogrammi ottenibili in varie condizioni: A rappresenta ciò che si ottiene in caso di ricezione monofonica; B è un esempio di oscillogramma derivante dall'applicazione ai due ingressi dell'oscilloscopio dei segnali destro e sinistro. In pratica, l'oscillogramma assume una forma tondeggiante. In C si nota che il canale sinistro (verticale) presenta una predominanza sul destro (orizzontale), contrariamente al caso C nel quale predomina invece il canale orizzontale, corrispondente al destro del ricevitore stereo.

di complessi stereo funzionanti sul sistema multiplex, nonché agli effetti della ricerca di guasti eventuali negli impianti di amplificazione stereo.

Ad esempio, supponiamo che in un impianto di amplificazione stereo si lamenti una scarsa separazione nei confronti del

canale sinistro. Un segnale che sia presente in entrambi i canali determina un effetto di eco, sebbene non risulti udibile distintamente se non in minima misura da entrambi gli altoparlanti.

Ciò premesso, si può iniziare il controllo collegando l'ingresso verticale dell'o-

scilloscopio all'ingresso del canale sinistro, e l'ingresso dell'amplificatore orizzontale all'ingresso del canale destro. In tali condizioni, si constaterà certamente la produzione di un oscillogramma che rivela una certa differenza di fase. Successivamente, occorre spostare le connessioni di ingresso dell'oscilloscopio attraverso stadi susseguenti, sino a riscontrare il punto nel quale l'oscillogramma stereo assume l'aspetto di un oscillogramma monofonico, del tipo illustrato alla citata figura 1-A. Ciò accade quando i due segnali si combinano tra loro in modo da costituire un segnale unico. Un inconveniente di questo genere può essere provocato dalla presenza di un condensatore di filtraggio interrotto, che sia comune ad entrambi i canali, oppure quando sussistono delle perdite di isolamento tra le due basette a circuiti stampati sui quali sono montati i due amplificatori separati per i due canali simmetrici.

#### ALLINEAMENTO DI UN RICEVITORE FM-STEREO MULTIPLEX

Quando una stazione emittente a modulazione di frequenza irradia un programma stereo col sistema multiplex, i canali sinistro e destro (S+D) vengono combinati tra loro e modulati direttamente. Oltre a ciò, nel segnale irradiato dalla emittente esiste anche un segnale di banda laterale a portante soppressa, che viene anch'esso modulato; le bande laterali contengono una modulazione sottrattiva dei canali audio, rappresentata dall'espressione S-D. Per ricostruire il segnale di informazione S-D, è necessario aggiungere nel ricevitore una portante alla frequenza di 38 chilohertz. A tale scopo, dalla emittente stereo a modulazione di frequenza viene irradiato un segnale pilota o di controllo, avente la frequenza di 19 chilohertz. Il ricevitore multiplex provvede a raddoppiare questa frequenza pilota, proprio per ricostruire il segnale portante alla frequenza di 38 chilohertz.

Quando il segnale S-D così recuperato viene combinato appropriatamente col segnale S+D, vengono automaticamente ricostruiti i canali separati sinistro e destro, recanti le rispettive informazioni sonore. I segnali così ottenuti, aventi l'am-

piezza e la fase corrette per ciascuna sezione S-D ed S+D, vengono applicati ad una **matrice** che provvede ad effettuare la somma algebrica, eliminando le componenti a frequenza acustica che sono sfasate fra di loro. Ne deriva che il segnale destro (D) viene completamente soppresso nel canale sinistro, mentre il segnale sinistro (S) viene completamente cancellato nel canale destro. A causa di ciò, sono disponibile in uscita i segnali informativi a frequenza acustica relativi ai canali destro e sinistro (D ed S) che vengono così applicati all'ingresso dei rispettivi amplificatori di Bassa Frequenza.

Il segnale multiplex così ottenuto può essere sfruttato vantaggiosamente per eseguire l'allineamento delle bobine e dei vari dispositivi di controllo mediante i quali viene regolata la messa a punto di un ricevitore funzionante appunto sul sistema multiplex, in base ad uno dei due possibili metodi illustrati con gli schemi a blocchi delle **figure 2 e 3**. Dal momento che le emittenti a modulazione di frequenza non trasmettono sempre costantemente programmi stereo, una verifica semplice e breve eseguita semplicemente con l'oscilloscopio potrà consentire di stabilire se si sta ricevendo una emittente multiplex o meno. A tale scopo, l'oscilloscopio viene regolato in modo da deflettere il punto orizzontalmente con una frequenza di valore basso, mentre l'ingresso dell'amplificatore verticale viene collegato all'uscita del rivelatore a rapporto, (A in entrambi gli schemi a blocchi), ossia nel punto in cui sono solitamente disponibili i segnali di Bassa frequenza. Non appena il sintonizzatore, mentre ne viene variata la sintonia, viene a trovarsi in condizioni di ricezione di una emittente che non trasmette secondo il sistema multiplex, il segnale di Bassa Frequenza risulterà visibile sullo schermo sotto forma di una traccia singola, avente l'andamento tipico di una corrente fonica (così come si può osservare a titolo di esempio alla **figura 4-A**). Per contro, se il sintonizzatore viene a trovarsi in condizioni di ricezione di una emittente funzionante invece sul sistema multiplex, l'oscillogramma che si ottiene assume la forma illustrata a titolo di esempio alla **figura 4-B**, che rassomiglia ad un nastro

lievemente ondulato, a causa della presenza dei segnali a 19 chilohertz e di quello a portante soppressa.

Nei circuiti di ricezione, si fa solitamente uso di due diversi tipi di generatori della portante multiplex. Il primo tipo che è stato adottato è un oscillatore funzionante sulla frequenza di 19 chilohertz;

La prima operazione agli effetti della messa a punto di un ricevitore di questo tipo consiste nell'allineare le bobine dei circuiti funzionanti rispettivamente a 19 ed a 38 chilohertz. I risultati delle operazioni di allineamento vengono osservati con l'oscilloscopio, effettuando la regolazione con una frequenza di analisi orizzontale pari a 9,5 chilohertz. L'ingresso

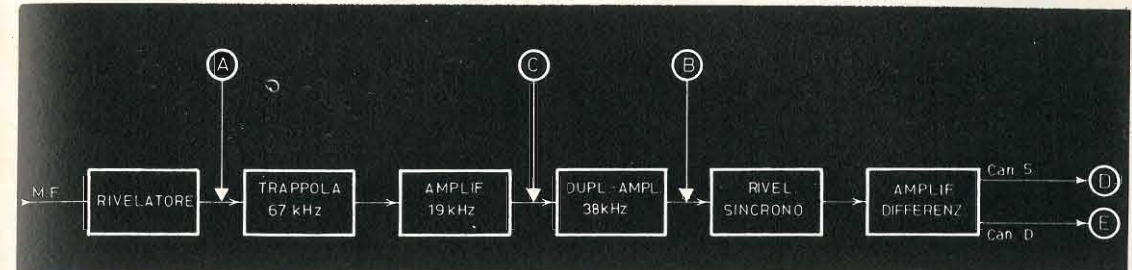


Fig. 2 - Schema generico a blocchi di una parte di un ricevitore stereo multiplex, in cui il segnale pilota irradiato dalla emittente viene amplificato e quindi raddoppiato al valore di 38 kHz, per ottenere la portante che deve essere re-inserita allo scopo di ricavarne in modo appropriato le informazioni audio dei canali destro e sinistro. A, B, C, D ed E sono punti di riferimento agli effetti delle operazioni descritte.

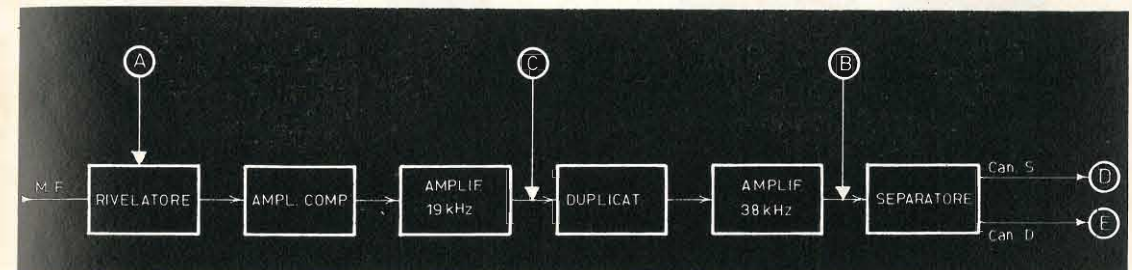


Fig. 3 - Anche in questo schema a blocchi parziale di un ricevitore stereo multiplex il segnale a 19 kHz irradiato dalla emittente viene amplificato; tuttavia, nel caso precedente si impiega un rivelatore sincrono del tipo a ponte (rappresentato da uno dei blocchi), mentre qui il duplicatore funziona sul principio della rettificazione delle due semionde con due soli diodi. I riferimenti sono i medesimi.

la sua uscita viene sincronizzata col segnale pilota irradiato dalla emittente, dopo di che viene raddoppiato al valore di 38 chilohertz. Con questo sistema si ottiene un battimento visibile, quando la frequenza non coincide esattamente col valore appropriato. Il nuovo tipo funziona invece semplicemente amplificando il segnale a 19 chilohertz inviato dalla emittente, il quale viene successivamente raddoppiato agli effetti della sua frequenza.

dell'amplificatore verticale viene collegato attraverso una sonda a bassa capacità all'uscita dell'amplificatore a 38 chilohertz, (punto B in entrambi gli schemi a blocchi), il che consente appunto di ottenere gli oscillogrammi desiderati.

L'operazione consiste nell'allineare tutte le bobine, ad eccezione della trappola sintonizzata sulla frequenza di 67 chilohertz, fino ad ottenere la massima ampiezza

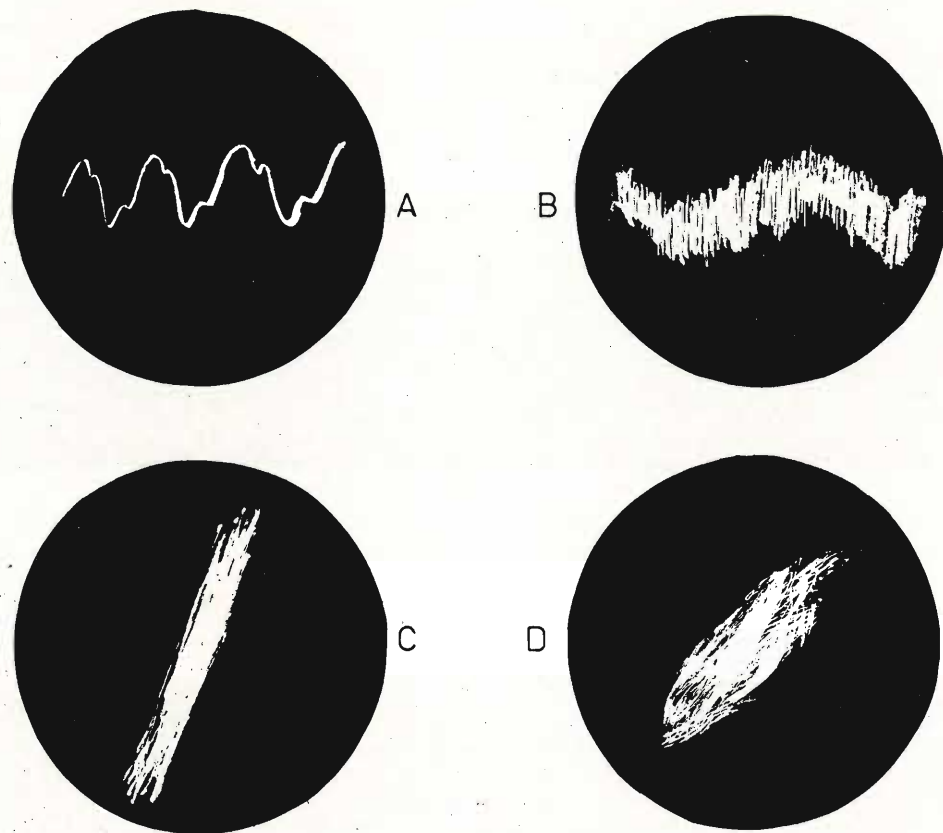


Fig. 4 - Altri esempi di oscillogrammi. In A, si osserva un segnale di modulazione privo del segnale multiplex; in B il segnale di modulazione contiene quello a 19 kHz e le bande laterali. C rappresenta un caso di ricezione monofonica con un certo sfasamento tra i due amplificatori. In D — infine — è rappresentato un caso tipico di ricezione stereofonica, con la presenza di un certo sfasamento tra i canali destro e sinistro. L'interpretazione di questi oscillogrammi non è però cosa facile, e può essere effettuata solo dopo un certo periodo di pratica.

za del segnale di uscita, rappresentata dall'altezza della traccia luminosa sull'oscilloscopio. Se nella suddetta traccia si nota la presenza di un battimento a frequenza molto bassa, ciò significa che una delle bobine sintonizzate sulla frequenza di 19 chilohertz deve essere risintonizzata fino ad avere un battimento nullo.

La trappola funzionante sulla frequenza di 67 chilohertz è quella che presenta la bobina di minori dimensioni (ossia consistente nel minor numero di spire) e deve essere messa a punto fino ad ottenere la minima ampiezza del segnale di uscita, quando il ricevitore viene sintonizzato su una emittente del tipo SCA. Questo cir-

cuito trappola impedisce il sorgere di un segnale di oscillazione, che potrebbe svilupparsi tra le armoniche dell'oscillatore funzionante nell'apparecchio ricevente a 19 kHz, e la sottoportante SCA a 67 kHz.

A questo punto, occorre assicurarsi che il duplicatore di frequenza non funzioni in pratica in modo da triplicare la frequenza anziché raddoppiarla. A tale scopo, occorre regolare con molta cura i vari comandi dell'oscilloscopio fino ad ottenere una traccia luminosa assai stabile, costituita da quattro cicli sinusoidali, con una minima ampiezza del segnale di sincronismo. Successivamente, è necessario spostare la sonda contenente il basso valore capacitivo di accoppiamento all'uscita dello stadio funzionante alla frequenza di 19 chilohertz (punti C in entrambi gli schemi). Se quest'ultimo effettua il semplice raddoppio della frequenza, sarà facile constatare la presenza stabile di due cicli sinusoidali, nella nuova traccia che si presenta sullo schermo dell'oscilloscopio.

L'operazione successiva consiste nel regolare i nuclei o comunque le grandezze variabili dei circuiti di sintonia, per determinare la fase esatta della portante alla frequenza di 38 chilohertz. Per questa operazione, l'oscilloscopio viene regolato in modo che il guadagno orizzontale si trovi al massimo. Gli ingressi orizzontale e verticale (senza interporre la sonda a bassa capacità) vengono uniti tra loro, per cui un unico segnale a corrente alternata viene applicato contemporaneamente ad entrambi. Il guadagno verticale viene regolato in modo tale da determinare sullo schermo una traccia inclinata di 45°. Successivamente, vengono separati tra loro gli ingressi orizzontale e verticale, e quest'ultimo viene collegato all'uscita del preamplificatore del canale sinistro (punti D). Lo ingresso dell'amplificatore orizzontale dell'oscilloscopio viene invece collegato all'uscita del preamplificatore destro (punti E).

Ciò fatto, se il sintonizzatore è in stato di ricezione di un segnale irradiato col sistema monofonico, i segnali destro (D) e sinistro (S) sono eguali tra loro, per cui si ottiene la solita linea luminosa inclinata di 45° (come in figura 4 C), con

la sola eventuale presenza di tracce luminose che se ne discostano saltuariamente. Il numero delle suddette tracce dipende dallo sfasamento in corrispondenza di particolari frequenze in ciascuno stadio di amplificazione, e dal numero degli stadi che si trovano tra il discriminatore ed il punto di collegamento all'oscilloscopio. Qualora la traccia luminosa media non avesse esattamente l'inclinazione di 45°, è possibile ottenere tale inclinazione effettuando una lieve compensazione tramite il controllo di bilanciamento.

Non appena il sintonizzatore viene invece portato sulla frequenza in corrispondenza della quale esso riceve una emittente stereo funzionante col sistema multiplex, l'oscillogramma assume l'aspetto di una forma indefinita le cui dimensioni variano continuamente nei due sensi. Le serie di forme che la traccia luminosa assume hanno inizio con un punto sullo schermo durante i periodi in cui è assente la modulazione, mentre si espande fino ad assumere la forma tipica di cerchi e di ellissi, a volte verticale ed a volte orizzontale, che spesso si presentano intorno alla linea tipica del segnale monofonico a 45°: un esempio di oscillogramma di questo tipo è illustrato in modo indicativo alla figura 4-D.

Per effettuare la suddetta messa a punto della fase, è preferibile ricevere un segnale contenente un programma musicale con dei pieni orchestrali, grazie ai quali è possibile ottenere un'immagine oscilloscopica circolare di grandi dimensioni, che permettono di effettuare l'allineamento con maggiore precisione. Se la fase delle bobine sintonizzate sulle frequenze rispettive di 19 e di 38 chilohertz non è corretta, il circolo luminoso appare appiattito da un lato della zona a 45°. In tal caso, occorre variare lievemente la sintonia di ciascuna bobina, in modo da arrotondare il lato appiattito.

Si tenga presente che la regolazione delle bobine in questa operazione non consiste semplicemente nell'ottenere la massima ampiezza del segnale. La traccia luminosa visibile sullo schermo dell'oscilloscopio varia rapidamente e notevolmente di dimensioni, per cui occorre ruotare il nucleo della bobina con angolazioni minime, e cercare di attribuire all'oscillo-

gramma la massima rotondità possibile. Se si supera il punto critico, l'immagine assume l'aspetto della linea luminosa a 45°: se l'immagine assume invece una forma ellittica, ciò significa che la variazione avviene nel senso giusto. Di conseguenza, non rimane che cercare di rendere ancora più rotonda l'elisse: se la rotazione del nucleo è eccessiva, è assai facile notare che l'elisse scompare di nuovo, per essere sostituita dalla ben nota linea a 45°. In tal caso, occorre ruotare il nucleo in senso inverso, e riaprire la forma dell'oscillogramma il più possibile, dopo di che occorre passare ad un'altra bobina. Può accadere che l'immagine oscilloscopica presenti un lato appiattito verso il basso, nel qual caso un lieve ritocco ad uno dei nuclei è sufficiente a rendere simmetriche le due metà della traccia.

Se il ricevitore è in grado di ricevere contemporaneamente più di una emittente stereo, conviene esplorare l'intera scala di sintonia, onde verificare che la ricezione sia regolare anche su altre emittenti, oltre che su quella sulla quale è stato effettuato il controllo. Premettiamo però che questa osservazione è di ben scarso valore nel nostro caso, in quanto ben difficilmente in una località del nostro paese è possibile ricevere due emittenti stereo funzionanti su due diverse frequenze.

#### VERIFICA DELLA SEPARAZIONE E DELLA SOGLIA

L'operazione di messa a punto successiva consiste nel controllo della separazione. Dal momento che le escursioni verticali della traccia oscilloscopica rappresentano il segnale sinistro, mentre le oscillazioni orizzontali rappresentano il segnale destro, è chiaro che una linea verticale rappresenta soltanto il segnale sinistro, senza segnale destro, il che costituisce il grado di separazione ideale. Per contro, una linea orizzontale rappresenta la massima separazione nel senso opposto, in quanto è costituita soltanto dall'informazione destra, in assenza totale dell'informazione sinistra. In pratica, l'oscillogramma di cui alla figura 1-C denota un'ottima separazione soltanto nei confronti del canale sinistro: per contro, lo oscillogramma di cui alla citata figura 1-D

denota una separazione che è incompleta ma tuttavia accettabile, soltanto nei confronti del canale destro.

Agli effetti di questa prova, il segnale ideale è rappresentato da un assolo strumentale. Sotto questo aspetto, il controllo di separazione viene regolato opportunamente, e la traccia luminosa sullo schermo dell'oscilloscopio viene osservata mentre il segnale musicale si svolge nella sua logica sequenza, operando nei confronti di uno strumento che si trovi su di un lato dell'orchestra, e passando successivamente ad un altro strumento che si trovi invece sul lato opposto. Effettuando le suddette regolazioni con la massima prudenza, ed osservando la musica dal punto di vista visivo entro un determinato periodo di tempo, sarà assai presto possibile localizzare il punto in corrispondenza del quale la separazione è migliore.

Il controllo di soglia — infine — viene regolato in modo tale che l'indicatore stereo non funzioni in modo intermittente con segnali di debole entità, oppure negli istanti in cui qualcuno si sposta nel medesimo locale nel quale il ricevitore funziona. La luce deve rimanere spenta con segnali deboli, e deve accendersi soltanto quando si ricevono segnali di una certa intensità.

Così come accade agli effetti del lavoro di allineamento di qualsiasi tipo di apparecchiatura, il tecnico che effettua queste operazioni deve sviluppare una certa sensibilità, che è il solo attributo grazie al quale è possibile ottenere un risultato positivo. Ciò che qui è stato esposto — quindi — non può essere considerato che come la base delle nozioni necessarie per effettuare l'allineamento senza l'attrezzatura solitamente considerata indispensabile, per cui il tecnico che volesse eventualmente cimentarsi in questo genere di lavoro farà bene ad effettuarlo due o tre volte con diversi tipi di ricevitori, allo scopo di acquistare l'esperienza necessaria. In pratica, si tratta semplicemente di raggiungere quella abilità manuale e quella rapidità di decisione che consentono di individuare a colpo d'occhio la forma d'onda migliore dello oscillogramma, onde ottenere la migliore separazione tra i canali, e quindi il miglior funzionamento di un ricevitore stereo multiplex.

# LEGISLAZIONE DELLA RADIO

## NUOVA DISCIPLINA DEGLI ABBONAMENTI ALLE RADIOAUDIZIONI PER I RADIORICEVITORI INSTALLATI A BORDO DI AUTOVETTURE E MOTOSCAFI

*Non è raro il caso che i venditori di radioapparecchi, e gli stessi utenti, non abbiano idee troppo chiare circa le modalità burocratiche che occorre espletare allo scopo di poter usufruire liberamente di taluni apparecchi radio.*

*Un esempio tipico è dato da coloro che procedono all'installazione di apparecchi tipo autoradio ignorando le norme che disciplinano tali impianti e la cui inosservanza ha sempre conseguenze poco piacevoli. Di qui l'opportunità di illustrare la legge che tratta detto argomento.*

*La nuova disciplina che regola gli abbonamenti alle radioaudizioni per gli apparecchi radio-riceventi installati a bordo di autovetture e motoscafi è contemplata dalla Legge n.º 1235 del 15 Dicembre 1967 la quale prevede le seguenti norme:*

**Articolo 1º:** Per autoradio s'intende qualsiasi apparecchio atto od adattabile a ricevere le radioaudizioni circolari, applicato stabilmente ad autoveicoli di ogni categoria e tipo e ad autoscafi.

**Articolo 2º:** L'autoradio è soggetto all'abbonamento alle radioaudizioni secondo le norme previste dalla presente legge.

*Il canone di abbonamento, nella stessa misura prevista dalle norme vigenti per l'abbonamento ad uso privato alle radioaudizioni e la relativa tassa di concessione governativa stabilita al n.º 232 della tabella allegato A al decreto del Presidente della Repubblica 1º marzo 1961, n.º 121, debbono essere corrisposti congiuntamente e contestualmente alla tassa di circolazione, con l'osservanza dei medesimi termini, periodi fissi indipendenti, scadenze e modalità di pagamento previsti dal testo unico sulle tasse automobilistiche approvato con decreto del Presidente della Repubblica n.º 39 in data 5 Febbraio 1953.*

**Articolo 3º:** Quando l'autoradio viene installato su un autoveicolo o su un autoscafo in regola con la tassa di circolazione, il versamento del canone di abbonamento alle radioaudizioni deve essere effettuato con decorrenza dal bimestre in corso e con scadenza uguale a quella della tassa di circolazione già pagata.

**Articolo 4º:** In caso di cessione di un autoveicolo o di un autoscafo con autoradio, l'abbonamento alle radioaudizioni corrisposto dal cedente è valido nei confronti del cessionario fino alla scadenza.

**Articolo 5°:** In caso di rimozione dell'autoradio dall'autoveicolo si applicano le norme per la detenzione di apparecchi radiriceventi, di cui al decreto-legge 21 febbraio 1938 n° 246, convertito nella legge n° 880 del 4 Giugno 1938.

**Articolo 6°:** Per il pagamento degli abbonamenti all'autoradio, si applicano le disposizioni del primo comma dell'articolo 4 del testo unico delle leggi sulle tasse automobilistiche approvato con decreto del Presidente della Repubblica n° 39 del 5 febbraio 1953.

Il Ministro delle finanze ha la facoltà di affidare all'ACI la riscossione del canone di abbonamento alle radioaudizioni e della tassa di concessione governativa relativi all'autoradio per il tempo ed alle condizioni di cui ad apposita convenzione da approvare con proprio decreto.

Il Ministro per le finanze ha, altresì facoltà di stabilire con proprio decreto nuovi termini, modalità di pagamento, di riscossione, di contabilizzazione e di versamento all'erario sia per i canoni di abbonamento alle radioaudizioni sia per la tassa di concessione governativa, riguardanti l'autoradio e di istituire nuove bollette con dischi contrassegno per la riscossione della tassa di circolazione e dell'abbonamento all'autoradio.

**Articolo 7°:** Le quote di cui ai numeri 1 e 2 dell'articolo 3 del decreto legislativo n° 834 del 1° dicembre 1945, comprese nel canone di abbonamento alle radioaudizioni per l'autoradio competono al ministero delle finanze.

**Articolo 8°:** Chiunque ometta di contrarre l'abbonamento all'autoradio ai sensi della presente legge è soggetto, oltre al pagamento dell'importo dell'abbonamento dovuto, alla pena pecuniaria da lire 6.000 a lire 18.000 per l'evasione del canone e da lire 5.000 a lire 15.000 per la evasione della tassa di concessione governativa.

**Articolo 9°:** Per la repressione delle violazioni delle norme contenute nella presente legge si applicano le disposizioni della legge 7 gennaio 1929, n° 4. All'accertamento delle suddette violazioni sono competenti gli organi indicati all'articolo 38 del testo unico delle leggi sulle tasse automobilistiche, approvato con decreto del Presidente della Repubblica, n° 35 del 5 febbraio 1953.

**Articolo 10°:** Per quanto non espressamente contemplato nella presente legge valgono, se applicabili, le disposizioni contenute nel decreto legge n° 246 del 21 febbraio 1938, nel testo unico delle leggi sulle tasse automobilistiche approvato con decreto n° 39 del 5 febbraio 1953, e nel testo unico delle leggi sulle tasse di concessione governativa, approvato con decreto n° 121 del 1° marzo 1961 e successive modificazioni.

**Articolo 11°:** I canoni di abbonamento alle radioaudizioni e le relative tasse di concessione governativa per « autoradio » già corrisposti secondo le precedenti modalità all'atto dell'entrata in vigore della presente legge, saranno validi fino alla scadenza.

**Articolo 12°:** La presente legge entra in vigore il primo giorno del secondo mese successivo a quello della sua pubblicazione nella Gazzetta Ufficiale della Repubblica.

GENOVA



VIA BORGORATTI 23/1/R  
16132 Telef. 316888

PIAZZA J. DA VARAGINE 7/8  
16124 Telef. 281524

# IL FATTORE DI SMORZAMENTO DI UN AMPLIFICATORE

L'ABC DELLA  
ELETTRONICA

In questo articolo, tratto da « Electronique Professionnelle belge » viene indicato come calcolare il fattore di smorzamento di un amplificatore al fine di valutarne la qualità; vengono inoltre forniti alcuni utili indicazioni nonché alcuni dati di prove effettuate.

## LO SMORZAMENTO DI UN ALTOPARLANTE

La bobina mobile, il cono ed il dispositivo di sospensione di un altoparlante costituiscono un sistema oscillante elettromeccanico che si caratterizza attraverso la sua frequenza di vibrazione, altrimenti detta frequenza di risonanza dell'altoparlante.

Questa risonanza è eccitata da un breve impulso di corrente e al suono corrispondente a questo punto di corrente potrà sovrapporsi un suono parassita alla frequenza propria dell'altoparlante.

Una riproduzione corretta dei transitori esigerà che la vibrazione del cono possa uniformarsi esattamente con la forma del segnale d'entrata.

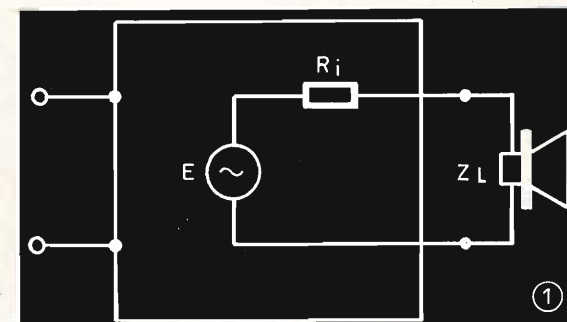
Per ottenere questa condizione è necessario smorzare la vibrazione del cono fino alla frequenza di vibrazione.

Esiste un mezzo poco ortodosso per smorzare l'altoparlante e che consiste nel porre i suoi capi in cortocircuito. In effetti, il movimento oscillatorio della bo-

bina mobile nel trasferimento del nucleo permanente, introduce nella bobina una F.E.M. (E') che darà luogo ad una corrente (I') la quale, a sua volta, produrrà un campo magnetico che si opporrà a quello del nucleo. Ne risulterà un rallentamento della vibrazione del cono dell'altoparlante che sarà molto più energico quanto più intensa sarà la corrente:

$$I' = \frac{E'}{R_i + R_l}$$

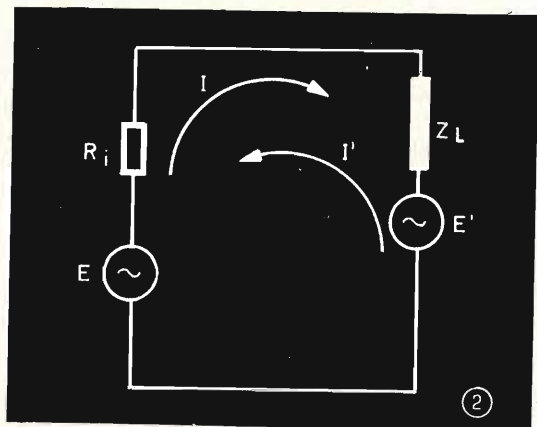
In questa relazione  $R_i$  rappresenta la resistenza interna della fonte che eccita l'altoparlante ed  $R_l$  rappresenta l'impe-



denza di carico costituita dall'altoparlante.

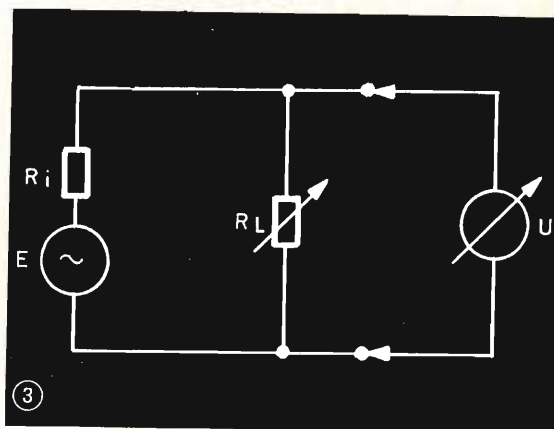
Il fattore di smorzamento D si esprime tramite il rapporto fra il carico  $R_L$  e la impedenza interna  $R_i$  dell'amplificatore (altrimenti chiamata impedenza d'uscita), vista attraverso l'altoparlante

$$D = \frac{R_L}{R_i} \quad (1)$$



Si può allora esprimere il fattore di smorzamento tramite la relazione:

$$D = \frac{R_L}{R_i} = R_L \frac{U_1 \cdot R_L - U_2 \cdot R_i}{R_i \cdot R_L (U_2 - U_1)} = \frac{U_1}{R_i} - \frac{U_2}{R_L} \quad (5)$$



### MISURA DELL'IMPEDENZA D'USCITA DI UN AMPLIFICATORE

#### Il principio

La tensione U che si misurerà ai capi della carica  $R_L$  è data dalla relazione classica:

$$U = \frac{E \cdot R_L}{R_i + R_L}$$

Dando ad  $R_L$  un primo valore  $R_{L1}$ , si misura una tensione:

$$U_1 = \frac{E}{R_i + R_{L1}} R_{L1} \quad (2)$$

Per un secondo valore di  $R_L = R_{L2}$  si misura una tensione:

$$U_2 = \frac{E}{R_i + R_{L2}} R_{L2} \quad (3)$$

E combinando le relazioni (2) e (3) si ha che:

$$R_i = \frac{R_{L1} \cdot R_{L2} (U_2 - U_1)}{U_1 \cdot R_{L2} - U_2 \cdot R_{L1}} = \frac{U_2 - U_1}{\frac{U_1}{R_{L1}} - \frac{U_2}{R_{L2}}} \quad (4)$$

#### LA PRATICA

Allo scopo si realizzerà il montaggio, visibile in figura 4, che consiste in un generatore BF; esso fornisce un segnale all'entrata dell'amplificatore, e tramite un voltmetro (o millivoltmetro) a bassa frequenza, si misura la tensione ai capi di uscita.

Si collega l'altoparlante (nel quale la impedenza nominale è  $R_L$ ) con delle resistenze ohmiche commutabili  $R_{L1}$  ed  $R_{L2}$ .

Dopo aver regolato il livello d'entrata dell'amplificatore ad un valore tale che la tensione d'uscita resti praticamente esente da distorsione (il controllo si può effettuare tramite un oscilloscopio) si misurano le tensioni  $U_1$  e  $U_2$  corrispondenti alle posizioni 1 e 2 del commutatore.

Quindi applicando la relazione (4) si trova la resistenza interna  $R_i$  dell'amplificatore, e con la relazione (5) si effettua il calcolo del fattore di smorzamento D.

#### Alcune note importanti

1. Ponendo  $R_{L1} = \infty$  (praticamente senza carico) si può semplificare la misura. In questo caso si misurerà una tensione di uscita  $U_1 = E$ . Si porrà in seguito  $R_{L2} = R_L$  e si avrà:

$$R_i = R_L \frac{U_2}{U_1 - U_2} = R_L \frac{U_2}{E - U_2} - 1 \quad (6)$$

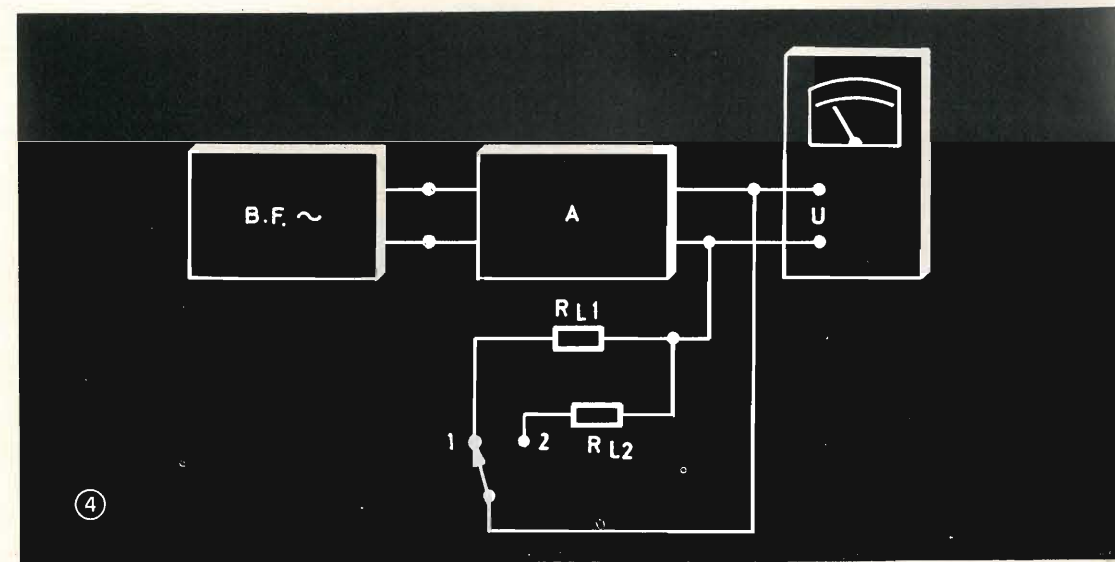
e 
$$D = \frac{R_L}{R_i} = \frac{E - U_2}{U_2} \quad (7)$$

In pratica, è sovente sconsigliabile far lavorare un amplificatore di potenza senza carico (particolarmente nel caso di un amplificatore con trasformatore d'uscita) il che impedisce di applicare il metodo semplificato.

In effetti si ha sovente che il tasso di controreazione sia differente alle frequenze molto basse e alle frequenze elevate, e, d'altra parte, le caratteristiche del trasformatore d'uscita possono ugualmente introdurre delle variazioni più o meno importanti.

3. Se non si dispone di un millivoltmetro in c.a. per misurare le tensioni  $U_1$  e  $U_2$ , ai capi del secondario del trasformatore di uscita, si può ugualmente effettuare la misura della tensione al primario del trasformatore.

Il carico rilevato però, non è sempre rigorosamente uguale al valore di  $R_L$  moltiplicato per il quadrato del rapporto di trasformazione. Poiché in effetti, bisogna tener conto della resistenza dell'avvolgimento primario del trasformatore d'uscita.



2. Secondo le norme dell'Istituto per l'alta fedeltà, la misura del fattore di smorzamento si deve fare con un segnale d'entrata di 50 Hz, la cui ampiezza è regolabile in modo che la potenza di uscita ai capi di  $R_L$  non superi un quarto della potenza nominale dell'amplificatore.

Nella pratica, i valori trovati durante le misure effettuate con un segnale di 400 o 1000 Hz possono differire sensibilmente da quelli ottenuti con un segnale di 50 Hz.

4. Risulta evidente che tutti questi procedimenti sono molto adatti per amplificatori a transistor, qualunque sia il tipo di stadio d'uscita.

#### MISURE PRATICHE ED INTERPRETAZIONE DEI VALORI

Sono state effettuate una serie di misure su un piccolo amplificatore a bassa frequenza equipaggiato con una valvola ECL 82, in cui la parte triodo funziona come preamplificatrice e l'elemento pentodo è utilizzato come amplificatore.

Le resistenze di catodo erano disaccoppiate tramite condensatori elettrolitici da 100  $\mu$ F. L'amplificatore era previsto per il funzionamento con un altoparlante da 5  $\Omega$ .

a) Senza alcuna controreazione applicata all'amplificatore, abbiamo connesso al secondario del trasformatore di uscita un wattmetro B.F. a resistenze calibrate incorporate.

b) In seguito abbiamo connesso una resistenza da 1,2 M $\Omega$  fra l'anodo del pentodo e l'anodo del triodo, provocando così un certo valore di controreazione di tensione nello stadio finale.

c) Infine abbiamo effettuato un'ultima misura su questo montaggio, dopo aver tolto il condensatore di disaccoppiamento del catodo del tubo di uscita, applicando così una controreazione di corrente allo stadio finale.

Due altri amplificatori di tipo push-pull, sottoposti a misure, hanno fornito prestazioni nettamente superiori.

d) Un amplificatore nel quale lo stadio d'uscita era equipaggiato con due valvole EL 84, previsto per un altoparlante da 7  $\Omega$ .

e) Un amplificatore con due valvole EL 34, previsto per un altoparlante da 8  $\Omega$ .

I risultati ottenuti sono elencati nella tabella 1; vi è da notare che la frequenza di misura era di 60 Hz.

Le misure hanno rilevato che:

a) L'efficacia della controreazione di tensione migliora sensibilmente il fattore di smorzamento (circuito b).

b) Per contro, si vede l'effetto nocivo di una controreazione di corrente applicata allo stadio di uscita, in quanto il fattore di smorzamento viene ridotto più del 50%.

Queste constatazioni confermano evidentemente ciò che indicava la teoria a proposito dell'effetto di controreazione sulla resistenza di uscita di un amplificatore:

— la resistenza di uscita (vale a dire la resistenza interna apparente vista attraverso il carico dell'amplificatore) diminuisce sotto l'effetto di una controreazione di tensione secondo la relazione:

$$R'_i = \frac{R_i}{1 + \beta \cdot \mu} \quad (8)$$

dove  $\beta$  = valore di controreazione di tensione

$\mu$  = coefficiente di amplificazione della valvola

— mentre la resistenza di uscita aumenta tramite una controreazione di corrente secondo la relazione:

$$R'_i = R_i (1 + S \cdot R_k) \quad (9)$$

dove S = pendenza del tubo sottoposto alla controreazione di corrente

$R_k$  = resistenza di catodo non disaccoppiata di questo tubo.

c) Per le misure da effettuare su degli amplificatori di bassa frequenza, è necessario disporre di un millivoltmetro BF per ottenere il valore delle tensioni  $U_1$  e  $U_2$  direttamente ai capi del secondario del trasformatore.

Si può utilizzare anche un multimetro classico o un voltmetro elettronico c.a. a condizione di misurare la tensione di uscita fra l'anodo del tubo finale e la massa (in altre parole ai capi del primario del trasformatore di uscita). In questo caso, è indispensabile porre un condensatore a carta o in polistirolo da 0,1  $\div$  0,5  $\mu$ F fra l'anodo e lo strumento di misura, in modo da bloccare la componente continua della tensione anodica.

essendo  $R_{1p}$  ed  $R_{2p}$  = ai valori di  $R_{L1}$  ed  $R_{L2}$  riportati al primario; si pone

$$R_{1p} = m_2 \cdot R_1; \text{ e } R_{2p} = m_2 \cdot R_2$$

in cui m = rapporto di trasformazione del trasformatore d'uscita.

In questo caso si ha che il fattore di smorzamento è dato dalla relazione:

$$D = \frac{R_i}{R_{1p}/m_2} = \frac{m_2 \cdot R_i}{R_{1p}} \quad (11)$$

La precisione ottenuta risulta meno buona; infatti abbiamo constatato degli errori (per eccesso) dal 2% al 7% a seconda del circuito.

## CONCLUSIONE E NOTE PRATICHE

— Il metodo esposto permette di determinare molto facilmente, senza speciali strumenti di misura, il fattore di smorzamento di un amplificatore.

— Si può dire che il grado di precisione ottenuto è dell'ordine del  $\pm 5 \div \pm 10\%$ , il che è perfettamente sufficiente nella maggior parte dei casi che si presentano in pratica.

— La precisione totale dipende soprattutto dalla precisione delle resistenze  $R_{L1}$  ed  $R_{L2}$ .

TABELLA 1

Tipo di amplificatore	$U_1$ con $R_{L1} = 4 \Omega$	$U_2$ con $R_{L2} = 8 \Omega$	$R_L$ $\Omega$	$R_i$ $\Omega$	$D = \frac{R_i}{R_L}$ a 60 Hz
a) amplificatore 2,5 W con ECL82 senza c.r.	250 mV	378 mV	5	8,5	0,59
b) come sopra ma con c.r. di tensione tramite 1,2 M $\Omega$ da anodo a anodo	250 mV	313 mV	5	2,7	1,85
c) come in a) ma senza accoppiamento di $R_k$ della ECL82	130 mV	220 mV	5	18	0,277
d) amplificatore 12 W con 2 x EL84 massima minima	2,77 V 0,88 V	3 V 1 V	7 7	0,725 1,32	9,65 5,25
e) amplificatore 50 W con 2 x EL34	2,84 V	3 V	8	0,475	16,8

TABELLA 2

Tipo di Amplificatore	$U_1$ ( $R_{L1} = 4 \Omega$ )	$U_2$ ( $R_{L2} = 8 \Omega$ )	$R_L$ $\Omega$	$R_i$ $\Omega$	D a 1 kHz
d) 12 W con 2xEL84	2,6 V	3 V	7	1,46	4,84
e) 50 W con 2xEL34	2,81 V	3 V	8	0,462	17,3

Procedendo in questo modo, conviene sempre tenere conto del rapporto di trasformazione del trasformatore di uscita. Si ottiene così la seguente relazione:

— resistenza interna o resistenza di uscita dell'amplificatore, rilevata ai capi del primario del trasformatore:

$$R_{ip} = \frac{U_{2p} - U_{1p}}{\frac{U_{1p}}{R_{1p}} - \frac{U_{2p}}{R_{2p}}} \quad (10)$$

Noi abbiamo effettuato la misura con un segnale d'entrata di 60 Hz al fine di evitare il più possibile degli errori dovuti ad oscillazioni dell'indicatore del voltmetro, che si manifestano sovente quando si applica ad un amplificatore un segnale di 50 Hz, corrispondente alla frequenza di rete.

A titolo di curiosità, abbiamo effettuato altre misure sugli amplificatori d ed e, già visti nella tabella 1 con un segnale di frequenza di 1 kHz.

Nella tabella 2 riportiamo i risultati ottenuti.

Si noterà che nel caso **d)** si ottiene un valore di smorzamento meno vantaggioso (4,84 invece di 5,25), mentre invece nel caso **e)** la misura a 1.000 Hz offre un coefficiente di smorzamento leggermente migliore (17,3 invece di 16,8). Queste variazioni si spiegano per la differenza fra i circuiti di controreazione dell'uno e dell'altro caso.

Facciamo inoltre notare che molti fab-

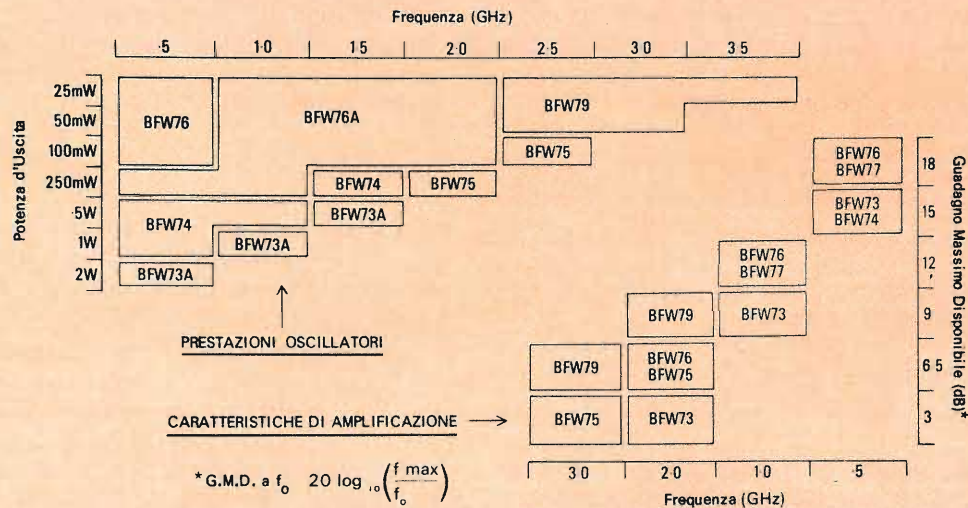
bricanti danno, nelle caratteristiche di un amplificatore, il fattore di smorzamento a 1 kHz.

Da quanto detto si deduce che il fattore di smorzamento di un amplificatore offre una idea assai esatta del valore di controreazione globale applicato. Ciò costituisce un importante dato per stabilire la qualità di un amplificatore, qualità che è determinata da molti altri fattori dei quali questo, senza dubbio, non è il più importante.

La SGS ha sviluppato delle nuove tecnologie di fotomascheratura che le consentono la produzione su scala industriale di transistori con intagli emettitore-base dell'ordine di micron.

Grazie a queste nuove tecnologie è stata realizzata una serie di transistori al silicio NPN per microonde che consentirà di produrre apparecchiature per microonde di minori dimensioni e di maggior efficienza e affidamento.

I nuovi transistori per microonde della SGS sono dispositivi epitassiali a doppia diffusione per i quali è stato ottenuto un elevato rapporto di periferia di emettitore rispetto all'area, al fine di ridurre al minimo la capacità collettore-base nonché la costante di tempo  $r'_b \cdot C_c$ , mentre la frequenza di oscillazione ( $f_{max}$ ) è stata aumentata al massimo. Si possono così produrre dispositivi aventi valori  $f_{max}$  dell'ordine di grandezza di 6 GHz e valori del massimo guadagno ottenibile (MAG) di 3dB a 4 GHz e di 6,5dB a 3 GHz.



Un'altra importante caratteristica dei transistori per microonde della SGS è la loro capacità di generare frequenze da 500 MHz a 3,5 GHz, nonché di dare ottimi risultati come componenti per circuiti riceventi, sia come amplificatori a piccolo segnale in radio frequenza, sia come amplificatori buffer a grande segnale nel campo da 450 MHz a 3 GHz.

Usati come amplificatori essi presentano un fattore di rumore molto basso, dell'ordine di 3 dB a 450 MHz e di 6 dB ad 1 GHz.

I transistori a microonde della SGS hanno sostituito i klystrons come sorgente di pompa per amplificatori parametrici laddove i vantaggi di ridotte dimensioni, affidamento e basso consumo sono fondamentali.

# HELLESENS...



**LA BATTERIA CHE NE VALE DUE**



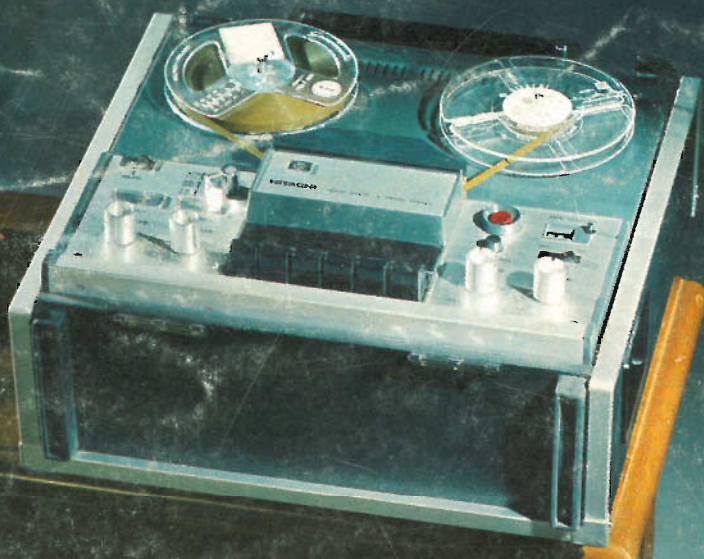


# HITACHI

apparecchi a transistor

MOD. TRQ 707

registratore stereofonico  
a prestazioni professionali  
circuito tutto transistorizzato  
possibilità di sovraincisione  
E' UN PRODOTTO HITACHI



Agente Generale per l'Italia: **Elektromarket INNOVAZIONE** 20122 MILANO  
Via Rugabella, 21 - Corso Italia, 13 - Telefoni 873.540/1 - 861.648 - 861.478