

SELEZIONE DI TECNICA

2

RADIO TV HI F ELETTRONICA

FEBBRAIO 1978

L. 1.200

Timer digitale per camera oscura ● Amplificatore a probe RF per frequenzimetri digitali ● Amplificatore lineare ● Preamplificatore professionale per canali ● Progressi tecnici della progettazione per giradischi ● Alcuni oscilloscopi a confronto ● Misure di temperatura in modulazione di frequenza



Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70

SPECIALE
OSCILLOSCOPI
a confronto

certi oscilloscopi da 15 MHz costano più di L. 800.000



La nostra alternativa
è il nuovo OS250B

GOULD ADVANCE

L. 550.000
e lo garantiamo 2 anni

DC - 15 MHz
2 canali
sensibilità 2 mV/cm
schermo 8x10 cm
sincronismo TV
funzionamento x-y



Le Vostre esigenze si fermano a 10 MHz? La nostra alternativa è il nuovo OS245A, stessa qualità Gould Advance, stessa garanzia di 2 anni, ancora più conveniente: **L. 435.000**

La GOULD ADVANCE costruisce Oscilloscopi da oltre 15 anni. Ne ha già venduti decine di migliaia, esportandoli in tutto il mondo. Il motivo di tale successo? Negli Oscilloscopi GOULD ADVANCE si combinano perfettamente l'alta qualità ed il giusto prezzo. Per tante esigenze, tanti modelli diversi:

- | | | | |
|----------------|---|----------------|--|
| OS245A | 10 MHz - 2 canali - schermo 8x10 div
sensibilità 5 mV/div - sincronismo TV
funzionamento x-y - molto compatto | OS1100 | 30 MHz - 2 canali - 8x10 cm - 1 mV/cm
trigger automatico - trigger delay
linea di ritardo - single sweep - x-y |
| OS250B | 15 MHz - 2 canali - schermo 8x10 cm
sensibilità 2 mV/cm - sincronismo TV
funzionamento x-y | OS3000A | 40 MHz - 2 canali - 2 basi dei tempi
trigger autom. - linea di ritardo - 8x10 cm
5 mV/cm (1 mV/cm fino a 10 MHz) |
| OS260 | 15 MHz - DOPPIO RAGGIO - EHT 10 KV
schermo 8x10 cm - sensibilità 2 mV/cm
funzionamento x-y | OS3300B | 50 MHz - 2 canali - 2 basi dei tempi
trigger autom. e composito - linea di ritardo
5 mV/cm (1 mV/cm fino a 10 MHz) |
| OS1000B | 20 MHz - 2 canali - 8x10 cm - 5 mV/cm
trigger automatico - linea di ritardo
sincronismo TVL e TVF - x-y | OS4000 | Uno strumento innovativo:
OSCILLOSCOPIO A MEMORIA DIGITALE
1024x8 bit - intervallo minimo 550 ns |

TUTTI I MODELLI HANNO CONSEGNA PRONTA

Per maggiori informazioni, offerte, dimostrazioni TELEFONATE O
SPEDITE IL TAGLIANDO A LATO al Distributore esclusivo per l'Italia:

elettro nucleonica s.p.a.

una gamma completa di strumenti elettronici di misura

MILANO - Piazza De Angeli 7 - tel. (02) 4982451
ROMA - Via G. Segato 31 - tel. (06) 5139455

Per ulteriori informazioni indicare il RIF. P 14 sulla cartolina

Febbraio 1978 - Prezzi e caratteristiche tecniche potranno essere modificati senza preavviso.

elettro nucleonica S.p.A.

TAGLIANDO VALIDO PER

- avere una dimostrazione del Modello
- ricevere un'offerta del Modello
- ricevere il catalogo dettagliato del Modello

Nome e Cognome

Ditta o Ente

Indirizzo

HI-FI 75W su 8Ω distorsione 0,05% Vcc±40V in 1 DIP

MARCS

La National Semiconductor annuncia l'LM 391,
AUDIO POWER DRIVER, che ha le seguenti
prestazioni tipiche:

Parametro	Condizioni	Valore	Unità
Rumore (20 Hz ÷ 20 KHz)	riferito all'ingresso	3	μV
Ripple rejection	riferito all'ingresso	90	dB
Distorsione armonica totale	f = 1 KHz	0,01	%
	f = 20 KHz	0,1	%
Distorsione d'intermodulazione	60 Hz, 7 KHz, 4:1	0,01	%
Guadagno a spira aperta	f = 1 KHz	5500	V/V

La NATIONAL SEMICONDUCTOR ha realizzato per la prima volta un circuito integrato, l'LM 391, capace di pilotare direttamente uno stadio d'uscita di un sistema ad alta fedeltà, che eroga 75 W su 8 Ω. Questo circuito integrato permette inoltre una distorsione inferiore allo 0,05% ed un rumore all'ingresso a larga banda inferiore a 3 μV. Esso può essere direttamente alimentato con una Vcc di 60 V, 80 V, 100 V, nelle versioni rispettivamente LM 391-60, LM 391-80, LM 391-100.

SWINGING CASCODE

L'LM 391 della NATIONAL è realizzato

con una nuova tecnologia che integra in un chip di 57x86 mils, un circuito swinging cascode. Si tratta di un accorgimento per cui, invece di fissare la tensione di riferimento ad un determinato livello, i due transistori sono polarizzati in modo da seguire le variazioni della tensione d'uscita del circuito integrato, allargando i limiti ai quali avviene il breakdown.

PREZZI E CONSEGNE

L'LM 391 ha un prezzo per 100 pezzi di Lire 1500 ed è disponibile presso tutti i distributori della National Semiconductor.



● National Semiconductor, Milano (02) 4692431 - 4692864

RAPPRESENTANTE: ● Inter-Rep srl, Milano (02) 4985274 - 4985932, Roma (06) 8124894 - 8107788, Torino (011) 505094 - 503460
DISTRIBUTORI: ● Adelsy spa, Milano (02) 4985051, Genova (010) 589674, Udine (0432) 26996, Torino (011) 539141, Roma (06) 594559 ● Intelco, Bologna (051) 726186, Firenze (055) 608107
● Esco Italiana srl, Milano (02) 6897423, Ancona - Osimo Scalo (071) 79107
● E.D.L. spa, Napoli (081) 632335 ● Intesi, Milano - S. Donato Milanese (02) 513495 - 512372 - 511303 - 510126, Roma (06) 2275130 - 223372, Torino (011) 613963

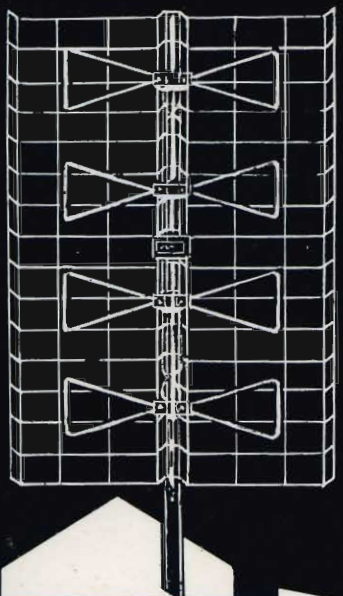
..... ✂
● Per favore speditemi ulteriori informazioni su L. M. 391
● National Semiconductor
● Via Alberto Mario 26 20149 Milano

● Nome _____
● Posizione _____
● Società _____
● Via _____
● Città: _____
● _____
● _____

PRESTEL

tutto per la

larga banda



**ANTENNE
A LARGA
BANDA
A UHF
PANNELLO**

LB2
LB2UHF/T
LB3
LB3UHF/T
LBV
LBV/30

**AMPLIFI.
CATORI
MODULARI
A LARGA
BANDA**

LB 40
LB 38
LB 50
LB 50/R
LB 51/R

**FILTRI SOP.
PRESSORI**

4 EF/21:69
4 EF/38:73
4 EF/50:82

**PREAMPLI.
FICATORI
E AMPLIFI.
CATORI DA
PALO
A LARGA
BANDA**

A2BV°
A2 IV°V°/2/T
A3BV°
A3 IV°V°/2/T
A4BV°
A4BV°/2
A5BV°/2

**CENTRALI
NI A
LARGA
BANDA**

FS1/IV°
FS1/V°
FS2/IV°
FS2/V°



PRESTEL

S.R.L. - Corso Sempione, 48 - MILANO



SELEZIONE DI TECNICA

RADIO TV HI FI ELETTRONICA

Editore: **J.C.E.**

Direttore responsabile:
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA

Redazione
**GIANNI DE TOMASI - DINO BORTOLOSSI - SERGIO CIRIMBELLI
IVANA MENEGARDO - FRANCESCA DI FIORE**

Grafica e impaginazione
MARCELLO LONGHINI

Laboratorio
ANGELO CATTANEO

Contabilità
FRANCO MANCINI - MARIELLA LUCIANO

Diffusione e abbonamenti
M. GRAZIA SEBASTIANI - PATRIZIA GHIONI

Corrispondente da Roma: **GIANNI BRAZIOLI**

Collaboratori: **Lucio Biancoli - Federico Cancarini -
Lodovico Cascianini - Sandro Grisostolo - Giovanni Giorgini -
Adriano Ortile - Aldo Prizzi - Gloriano Rossi - Domenico
Serafini - Franco Simonini - Edoardo Tonazzi - Lucio Visentini**

Pubblicità
Concessionario per l'Italia e l'Estero
**REINA & C. S.r.l. - P.zza Borromeo, 10
20121 MILANO - Tel. (02) 803.101 - 86.90.214**

Direzione, Redazione
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. 92.72.761 - 92.72.641

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
**SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma**

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 1.200

Numero arretrato L. 2.000

Abbonamento annuo L. 12.000

Per l'Estero L. 18.000

I versamenti vanno indirizzati a:
**Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 315275**

Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.

© Tutti i diritti di riproduzione e traduzione
degli articoli pubblicati sono riservati.

REALIZZAZIONI PRATICHE

Timer digitale per camera oscura	139
Modulo preamplificatore-adattatore di impedenza	145
Amplificatore a PROBE RF per frequenzimetri digitali	149

ALTA FREQUENZA

Amplificatore lineare	155
ATV - Preamplificatore professionale per canali	163

ALTA FEDELTA'

Considerazione sul rendimento degli altoparlanti	167
Progressi tecnici della progettazione per giradischi	173

STRUMENTAZIONE

Alcuni oscilloscopi a confronto	177
---------------------------------	-----

NOTE PER IL TECNICO

Misure di temperatura in modulazione di frequenza	187
---	-----

La propagazione delle onde elettromagnetiche nello spazio (2 ^a parte)	197
--	-----

TELEVISIONE

Principi fondamentali del TELETEx e del VIEWDATA (2 ^a Parte)	203
---	-----

I LETTORI CI SCRIVONO	213
-----------------------	-----

RASSEGNA DELLA STAMPA ESTERA	219
------------------------------	-----



Kits elettronici ultime novità

Preamplificatore microfonico UK 277

Questo modulo permette di amplificare la modulazione normalmente emessa da un microfono in modo da aumentare considerevolmente il livello in uscita, ciò consente di potersi collegare ad un normale amplificatore di bassa frequenza.

Alimentazione: $9 \div 20$ Vcc
Assorbimento (12 V.): 0,8 mA
Sensibilità (90 mVu): 3 mV
Imped. d'ingresso: $200 \div 20.000 \Omega$
Impedenza d'uscita: 5 k Ω

L. 4.000



Decodificatore Stereo FM UK 253

Questo dispositivo è stato realizzato per coloro che vogliono costruirsi un ottimo ricevitore FM stereo. Può essere applicato a qualsiasi ricevitore FM mono purché la banda passante sia portata ad un valore minimo di +240 KHz a -3 dB.

Alimentazione: $8 \div 14$ Vcc
Impedenza d'ingresso: 50 k Ω
Impedenza d'uscita: 3,9 k Ω
Separazione stereo: 30 dB
Distorsione: 0,3%
Livello di commutazione (19 kHz): 20 mV max.

L. 8.700

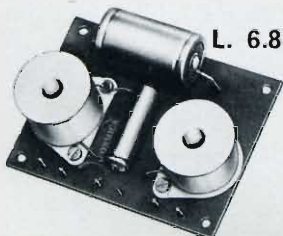


Filtro crossover 2 vie 20 W UK 799

Per realizzare un diffusore acustico con ottima resa; occorre avere degli ottimi altoparlanti, un diffusore o box con determinata capacità volumetrica e un filtro crossover in grado di selezionare le diverse frequenze musicali in modo che ogni altoparlante riproduca quella quantità propria di frequenze.

Potenza: 20 W
Impedenza: 8 Ω
Crossover: 2,5 KHz - 12 dB/ocT

L. 6.800



Microtrasmettitore FM UK 108

Questo apparecchio, dalle dimensioni molto ridotte, consente di ascoltare, con una normale radio FM, tutto quello che succede in una stanza o comunque in un luogo dove non si è presenti:

Portata massima: 300 metri
Alimentazione: pila da 9 V
Gamma di frequenza: $88 \div 108$ MHz

L. 10.300



Preamplificatore stereo R.I.A.A. UK 169

Questo dispositivo oltre a rendere possibile una elevata amplificazione dei segnali deboli, permette di ottenere una curva di equalizzazione secondo le norme R.I.A.A. per quanto concerne una testina magnetica di un giradischi.

Alimentazione: $9 \div 20$ Vcc
Assorbimento (12 Vcc): 1,2 mA
Sensibilità (110 mVu): 4 mV
Impedenza ing. : 47 k Ω
Impedenza uscita: 6 k Ω
Diafonia: >60 dB
Distorsione: >0,3%

L. 5.900



Sintonizzatore stereo FM UK 542

Questo modulo consente di ricevere tutte le emittenti mono o stereo comprese nella gamma da 88 a 108 MHz. Realizzato con circuiti integrati e visualizzatori a LED. Regolazione del livello di uscita, dei canali destro e sinistro.

Gamma di frequenza: $88 \div 108$ MHz
Sensibilità (S/N - 30 dB): 1,5 μ V
Livello d'uscita: $0 \div 500$ mV
Distorsione: <0,5%
Separazione stereo (1 KHz): 30 dB
Impedenza d'ingresso: 75 Ω
Impedenza d'uscita: 12 k Ω
Alimentazione: 115-220-250 Vca

L. 29.000



ogni Kit contiene
istruzioni dettagliate
e disegni che ne
facilitano il montaggio

TIMER DIGITALE PER CAMERA OSCURA

di L. SPINA

In questo articolo viene descritto un timer universale. Esso è stato ideato come comando di esposizione alla luce per camera oscura, ma può trovare impiego anche in applicazioni differenti. Offre un vantaggio sostanziale rispetto ai circuiti simili, consente di osservare il trascorrere del tempo di esposizione.

Ad un timer per applicazioni in camera oscura vengono imposti i seguenti requisiti:

— Una volta fissato un tempo,

questo dovrà poter essere ripetuto a piacere senza bisogno di una nuova regolazione.

— Il tempo fissato dovrà essere

facilmente leggibile anche al buio.

— Durante l'esposizione si dovrà avere un controllo sul tempo trascorso per potere, ad esempio, effettuare provini.

— Un periodo di esposizione alla luce iniziato erroneamente o di lunghezza fissata eccessiva dovrà poter essere interrotto.

In questo timer, il tempo voluto

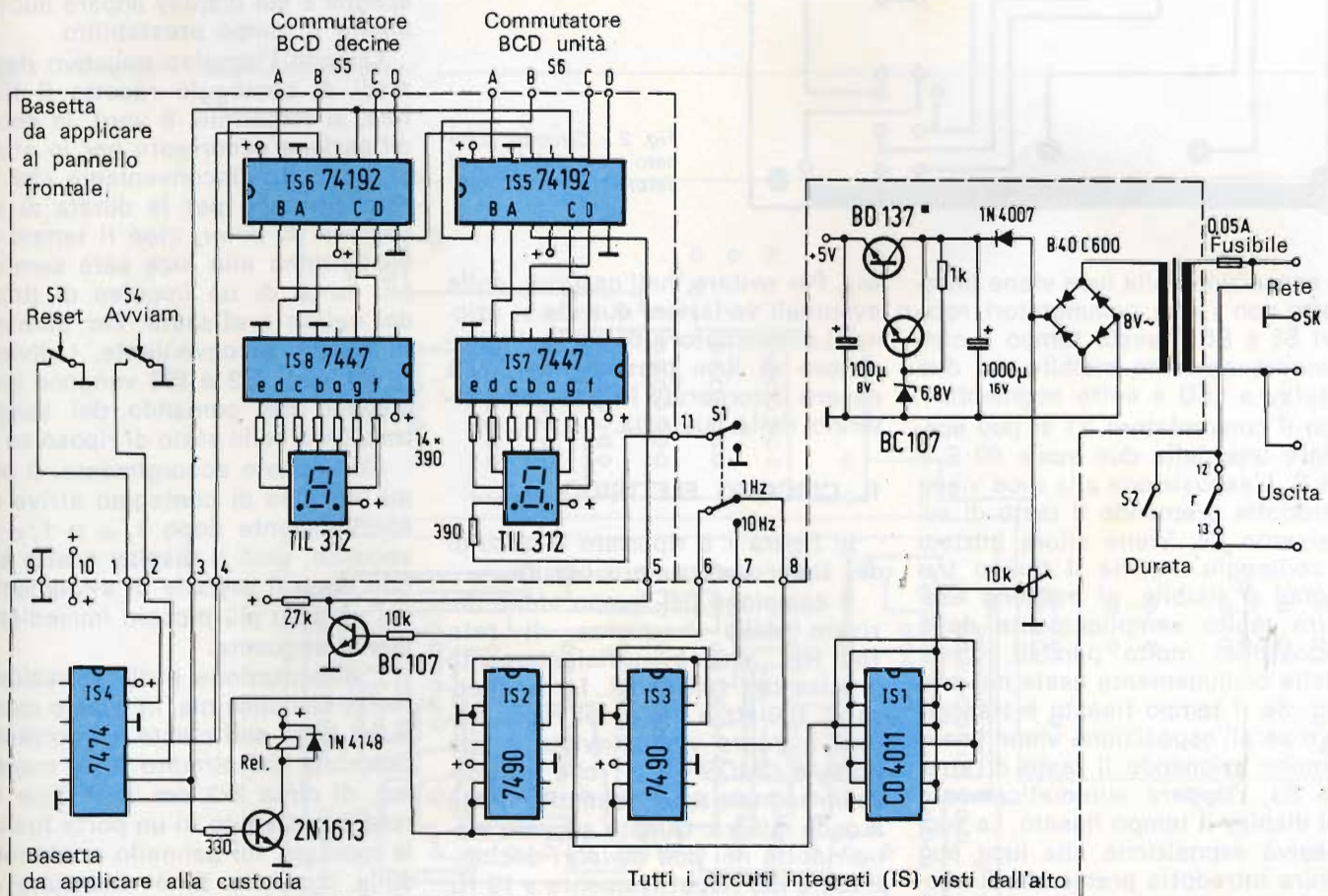


Fig. 1 - Circuito elettrico del timer per camera oscura.

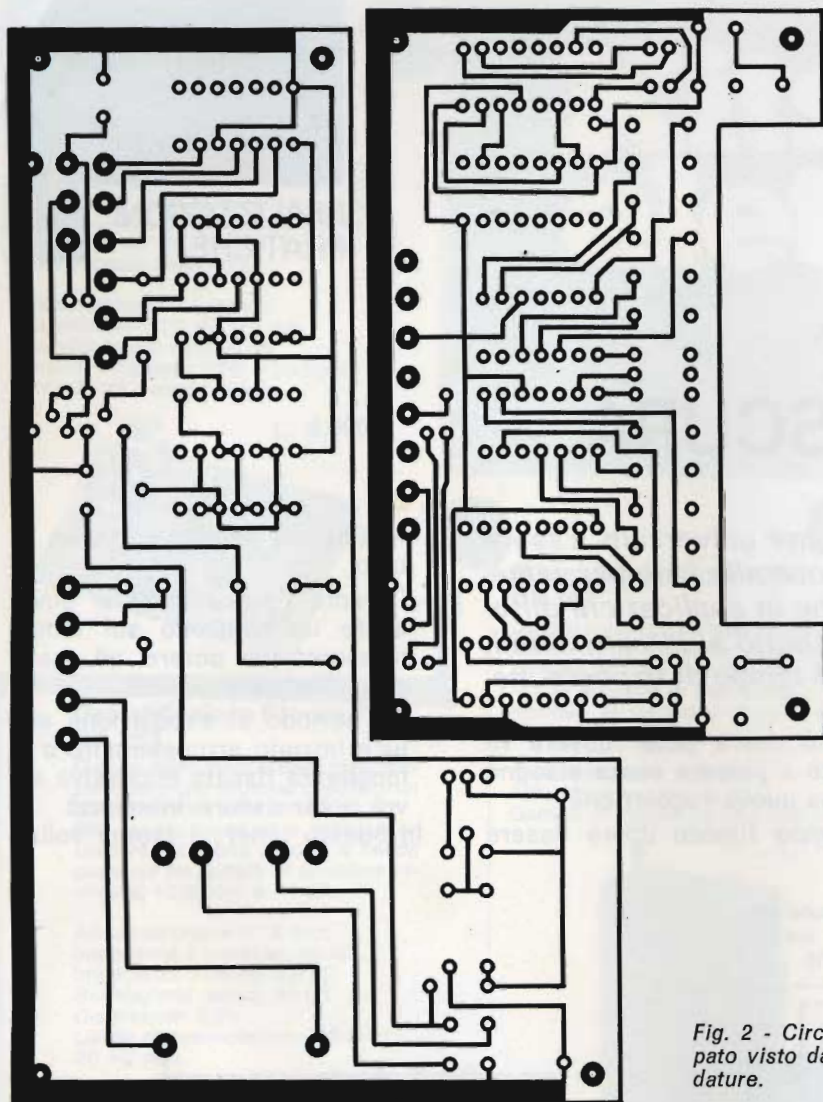


Fig. 2 - Circuito stampato visto dal lato saldature.

di esposizione alla luce viene introdotto con i due commutatori rotativi S5 e S6. Questo tempo è contemporaneamente visibile sui due display a LED a sette segmenti.

Con il commutatore S1 si può scegliere una delle due scale 99 S e 9,9 S. L'esposizione alla luce viene introdotta premendo il tasto di avviamento S4. Viene allora iniziato il conteggio. Poiché il tempo trascorso è visibile, si possono eseguire molto semplicemente delle esposizioni molto parziali, come quelle comunemente usate nei provini. Se il tempo fissato è trascorso o se all'esposizione viene posto termine azionando il tasto di arresto S3, riappare automaticamente sul display il tempo fissato. La successiva esposizione alla luce può venire introdotta premendo di nuovo il tasto di avviamento.

Con l'interruttore S2 si porta lo ingranditore su «luce permanen-

te». Per evitare, nell'oscurità, delle eventuali variazioni quando si aziona il commutatore di scale, l'interruttore di luce permanente dovrà essere incorporato in una parte laterale della custodia.

IL CIRCUITO ELETTRICO

In figura 1 è riportato il circuito del timer per camera oscura.

Il campione del tempo viene derivato dalla frequenza di rete (50 Hz), che è sufficientemente precisa per tali scopi. La frequenza di 100 Hz a valle del raddrizzatore a ponte viene inviata a una porta a CMOS (IS 1) che ne ricava un segnale approssimativamente a onda quadra. Questo segnale viene ridotto nei due divisori decimali IS2 e IS3 rispettivamente a 10 Hz e a 1 Hz e inviato attraverso il commutatore S1 e un invertitore agli stadi di conteggio. Attraverso que-

sto commutatore viene contemporaneamente introdotto nel display il punto decimale. Gli stadi di conteggio IS5 e IS6 sono dei contatori (up & down counters) decimali a regolazione prestabilita 74192.

Attraverso i due commutatori rotativi BCD S5 e S6, i due contatori vengono caricati in condizioni di riposo. I numeri BCD, che di volta in volta sono contenuti nei contatori, vengono decodificati in IS7 e IS8 e presentati sul display a LED a sette segmenti.

Il flip-flop IS4 comanda il tempo trascorso.

In condizioni di riposo l'uscita Q viene portata su H e quindi, attraverso il relé, l'ingranditore viene incluso e i contatori vengono portati dallo stato di carica a quello di conteggio.

Gli stadi di conteggio contano in diminuzione alla frequenza generata dal timer. Quando essi raggiungono lo stato 0, l'impulso seguente del timer provoca l'emissione di un impulso dall'IS6, che resetta il flip-flop. In conseguenza, la lampadina dell'ingranditore si spegne e sul display appare nuovamente il tempo prestabilito.

Quando l'impulso negativo degli stadi di conteggio resetta il flip-flop, si risparmia, è vero, la decodificazione occorrente per lo stato 0, ma si ha l'inconveniente che lo zero permane per la durata di un impulso di timer, cioè il tempo di esposizione alla luce sarà sempre più lungo di un impulso di timer del valore prefissato. Per eliminare questo inconveniente, i divisori decimali IS2 e IS3 vengono predisposti dal comando del tempo trascorso nello stato di riposo su 9.

Con questo accorgimento, il primo impulso di conteggio arriva rispettivamente dopo $1/100$ o $1/10$ di secondo, cioè il display scatta subito dopo il segnale di avviamento sul numero più piccolo immediatamente seguente.

L'alimentazione è di costruzione molto semplice ma, in questo caso, è del tutto sufficiente. La corrente assorbita dal circuito è, al massimo, di circa 2x3 cm. Il fusibile di rete è contenuto in un porta fusibile montato sul pannello posteriore della custodia. Si è rinunciato di proposito ad un interruttore di rete perché nella maggior parte delle camere oscure la tensione di rete

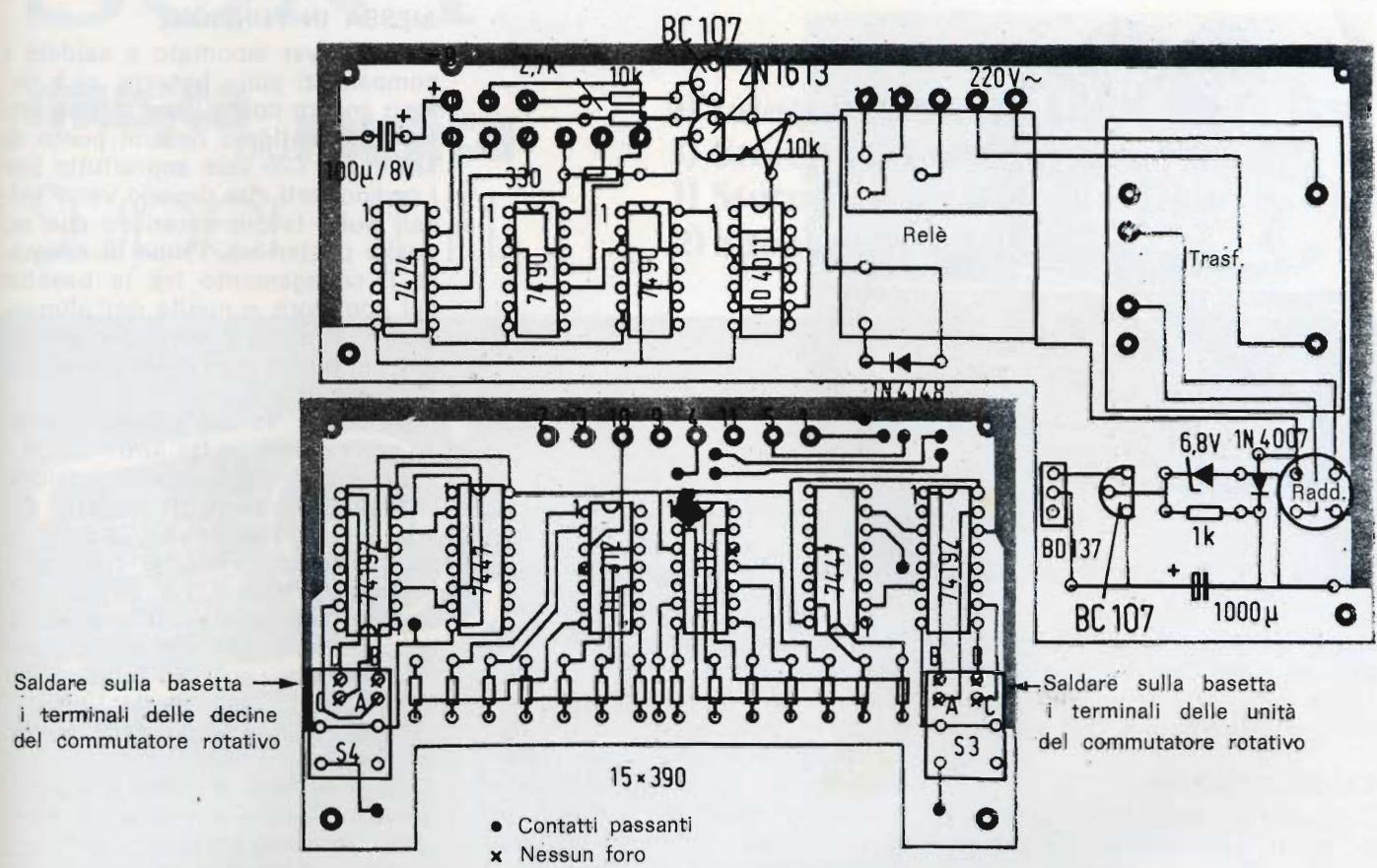


Fig. 3 - Montaggio componenti del timer.

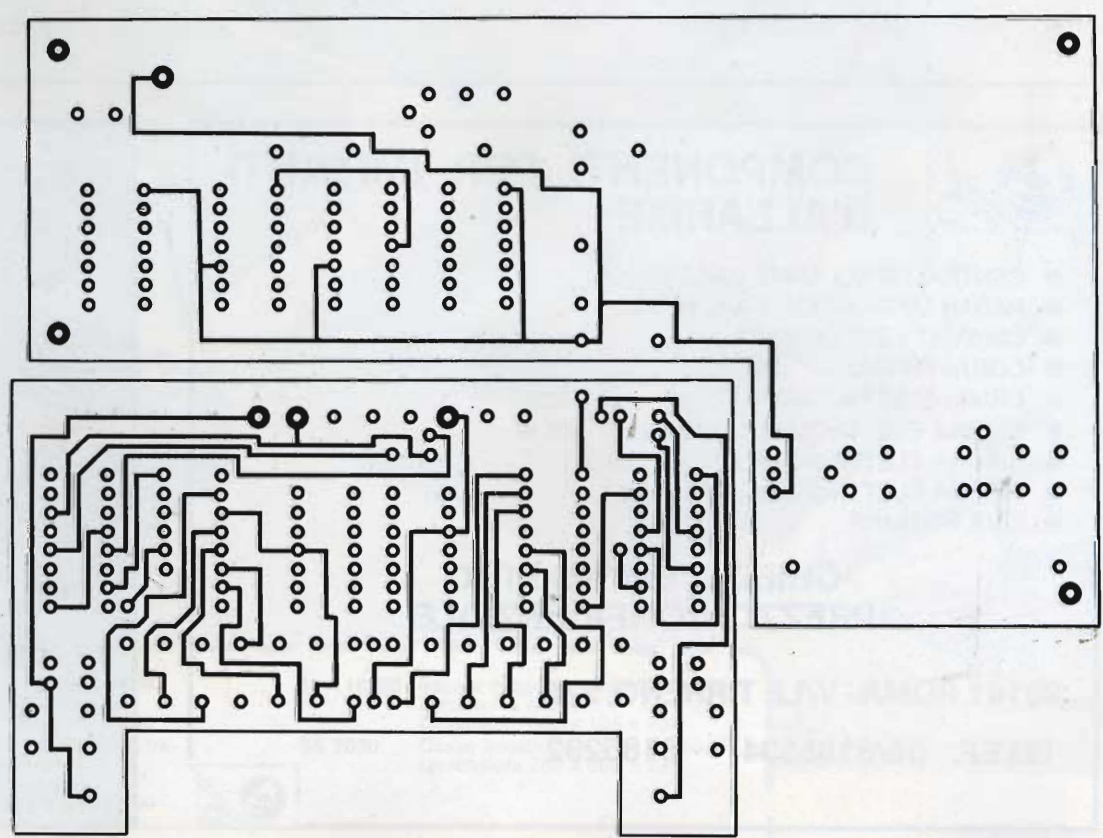


Fig. 4 - Circuito stampato visto dal lato componenti.

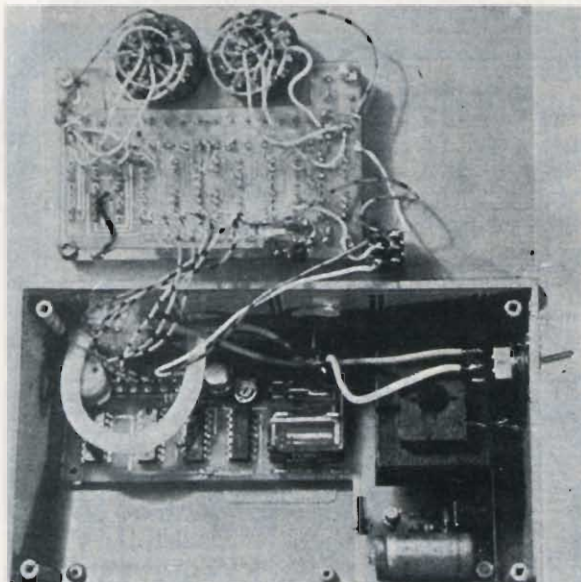


Fig. 5 - Aspetto del timer a montaggio quasi ultimato.

viene inserita da un interruttore centrale, per poter inserire o disinserire tutte le apparecchiature allo inizio o alla fine del loro impiego.

LA COSTRUZIONE

Come risulta dalle figure 2, 3 e 4 il circuito è montato su due basette ramate a due facce. Su una di esse, che viene direttamente avvitata sul pannello frontale, si trovano gli stadi di conteggio, i decodificatori, il display a sette segmenti e i due interruttori a pulsante S3 e S4; sull'altra, che è fissata alla parte inferiore della custodia, si trovano

l'alimentatore, il timer e il comando del tempo trascorso. Se si montano sui punti contraddistinti, nella pianta di montaggio, con i numeri 1...13 dei terminali a saldatura e degli zoccoli a innesto, si possono facilmente smontare le due basette e con esse anche le due parti della custodia per compiere riparazioni e controlli.

Come appare dalla figura 5, l'apparecchio dell'autore è stato montato in una custodia Teko tipo 362.

Il pannello frontale, per motivi di sicurezza, è stato collegato a massa.

MESSA IN FUNZIONE

Dopo aver smontato e saldato i componenti sulle basette, si è dovuto ancora controllare se non era stato dimenticato nessun punto di saldatura. Ciò vale soprattutto per i componenti che devono venir saldati sulla faccia anteriore che su quella posteriore. Prima di eseguire il collegamento fra le basette del contatore e quella dell'alimentatore, si dovrà provare l'alimentatore; al punto 10 si deve avere una tensione di 5 V.

Se così è, le due basette possono venir collegate fra loro.

Dopo aver applicato la tensione e azionato il tasto di arresto, dovrà essere visibile sul display il tempo fissato. Facendo ruotare il commutatore da 0 a 9, si può controllare che la decodificazione e l'accettazione dei numeri nei numeratori sia corretta. Successivamente, con il trimmer da 10 k Ω si esegue l'allineamento dello stadio di trigger.

Se si collega al punto 8 un multimetro, l'indice dovrà, se si è regolato in modo corretto il trimmer, fluttuare al ritmo di un'oscillazione al secondo. Dopo questa messa a punto, si preme il tasto di avviamento. Il relé deve attrarre e, dopo trascorso il tempo prestabilito, ricadere. A questo punto, l'apparecchio è pronto ad essere installato nella camera oscura.



COMPONENTI PER IMPIANTI D'ALLARME

- CENTRALI D'ALLARME DA L. 70.000
- RADAR MICROONDA DA L. 80.000
- CHIAMATA TELEFONICA
- CONTATTI MAGNETICI
- CHIAVI ELETTRONICHE
- SIRENA ELETTROMECCANICA 12 V - 45 W
- SIRENA ELETTRONICA 220 V - 200 W
- SIRENA ELETTRONICA BITONALE
- FARI ROTANTI

**CHIEDETECI NOSTRO
PREZZO CONFIDENZIALE**

00141 ROMA - V/LE TIRRENO, 276

TELEF. 06/8185534 - 8185292



è in edicola

elettronica
OGGI

**l'unica rivista
elettronica
italiana
di livello
internazionale**

SONY®

HI-FI SONY SPRING SET 1630

musica più musica

Super HI-FI

- 1) Integrated Stereo Amplifier TA-1630
- 1) Stereo Turntable System PS-1150
- 1) Stereo Cassette Corder Dolby TC-118SD
- 2) Speaker 3vie SS-2030

PREZZO
NETTO
IMPOSTO
SONY

L.590.000
IVA INCLUSA



TA 1630

Amplificatore stereo 2x25 W
RMS
Dimensioni 390 x 145 x 290

PS 1150

Giradischi semiautomatico trazione a cinghia
Testina magnetica
Dimensioni 440 x 150 x 350

TC 118 SD

Deck a cassetta - Dolby System
Selettore a nastri

Dimensioni 362 x 105 x 238

SS 2030

Casse acustiche a 3 vie 30/50 W
Dimensioni 280 x 500 x 229

Attenzione: La FURMAN garantisce e ripara unicamente i prodotti SONY muniti della speciale **Garanzia Italiana** che attesta la regolare importazione.

**RICHIEDETE
I PRODOTTI SONY
AI RIVENDITORI
PIU' QUALIFICATI**

VOBULATORE MARCATORE DIGITALE EP 655R



Fino a
1500 MHz
con duplicatore
di frequenza
FD 055

Vobulatore e marcatore
da 4-12 a 30-860 MHz
in fondamentale
Lettura digitale della frequenza
del marcatore

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI
ELETTRONICA PROFESSIONALE
UFFICI COMM. E AMMINISTR.: 20137 MILANO
Via Piranesi, 34/A - Tel. 73.83.655-73.82.831-74.04.91
STABILIMENTO: 20068 PESCHIERA BERRICCEO
Via Di Vittorio, 45

U N A O H M



MODULO PREAMPLIFICATORE ADATTATORE DI IMPEDENZA

di R. TUISSEN

Chi progetta stazioni radio FM, e chi ne cura la manutenzione, sa che i problemi posti dal settore RF (apparentemente il più delicato) sono soltanto «alcuni» e l'audio non è certo da meno. Uno dei tanti grattacapi che l'«engineer» incontra, è come ben adattare l'impedenza dei microfoni piezoceramici o di altre sorgenti simili di segnale alle linee a bassa impedenza che giungono ai modulatori. Presentiamo qui una eccellente soluzione per questa necessità, che è utilizzabile «solo» nelle radio, ma risulta utile anche negli impianti per discoteca, per teatri e sale da conferenze, per «ampliare» le possibilità degli apparecchi HI-FI economici.

I cosiddetti «trasformatori di impedenza transistorizzati» sono apparsi sulla scena dell'elettronica circa vent'anni fa.

Allora, fece sensazione il fatto che un costoso trasformatore, ad elevata impedenza di ingresso e bassa di uscita, schermato, realizzato con tecniche speciali e materiali pregiatissimi, potesse essere semplicemente sostituito con un comune OC71 oppure CK721 connesso a collettore comune, una piletta e poche altre parti passive secondarie.

Oggi invece farebbe sensazione che un tecnico impiegasse al posto di un sistema «solid state» un trasformatore, per equilibrare due impedenze diverse. Tanto più, un trasformatore tanto costoso e poco elastico come appunto erano i traslatori, propensi a raccogliere i campi magnetici parassitari, a banda stretta (o relativamente stretta) e relativamente attendibili.

Quindi il sistema di adattamento «attivo» impera.

E se è tanto noto e diffuso, perché ne riparlamo?

Beh, evidentemente, perché ab-

biamo qualcosa «di nuovo» da dire, infatti il progresso inarrestabile si manifesta in qualche dispositivo e circuito, e gli apparecchi accettabili un paio di anni fa, oggi sono decisamente obsoleti.

Presentiamo infatti un adattatore di impedenza che oltre alla funzione primaria dà anche un guadagno e che può essere utilizzato **professionalmente**, visto che ha prestazioni eccellenti, pari a quelle offerte dai migliori apparecchi del mercato, prodotti da note industrie, perlopiù estere.

Il nostro «modulo adattatore attivo» è concepito per allacciare microfoni piezoelettrici o piezoceramici di alta qualità (ad alta impedenza interna) alle reti dei modulatori delle stazioni radio, che sono a bassa impedenza. Può servire altrettanto bene negli impianti di sonorizzazione da teatro, sale da concerto, nelle discoteche e via dicendo. Vedremo ora le sue caratteristiche nei dettagli.

Ha una impedenza di ingresso superiore ad 1 M Ω , quindi si accoppia perfettamente ad ogni trasduttore piezoelettrico o piezocerami-

co; l'impedenza d'uscita è inferiore a 1 k Ω .

Il guadagno offerto, complessivamente vale 15 dB (questo parametro può essere «centrato» per mezzo di un controllo interno).

La banda passante, si può dire che sia sorprendentemente elevata; da 15 a 60.000 Hz entro (si noti bene) - 0,5 dB.

Il rumore introdotto dai transistori, che peraltro non sono di tipo speciale o particolarmente sezionati è di -60 dB rispetto al segnale.

La massima tensione-segnale all'uscita prima del clipping è di 6 Vpp. Ai valori usuali **la distorsione è inferiore allo 0,08%**. Non male vero.

Esposte così le caratteristiche dell'apparecchio, vediamo il circuito elettrico del «modulo»: figura 1.

La prima cosa da notare, è che a parte gli indispensabili condensatori di ingresso e di uscita, l'accoppiamento tra i tre transistori utilizzati è diretto. Inoltre, vi è un anello di controreazione che dall'emettitore del TR3 torna all'emettitore del TR1. Questo è formato da C7-P1. Su questo, è inserito un circuito di pre-enfasi che a torto potrebbe essere definito un... «correttore di tono». In effetti è un compensatore della curva di risposta, che serve in particolare per l'utilizzo microfonic e nel caso dell'impiego nella sezione modulatrice dei trasmettitori FM, che appunto richiedono questo tipo di «correzione». La preenfasi, tramite S1 può essere scelta tra 75 μ S, 50 μ S, 25 μ S ed anche esclusa. Altri dettagli circuitali.

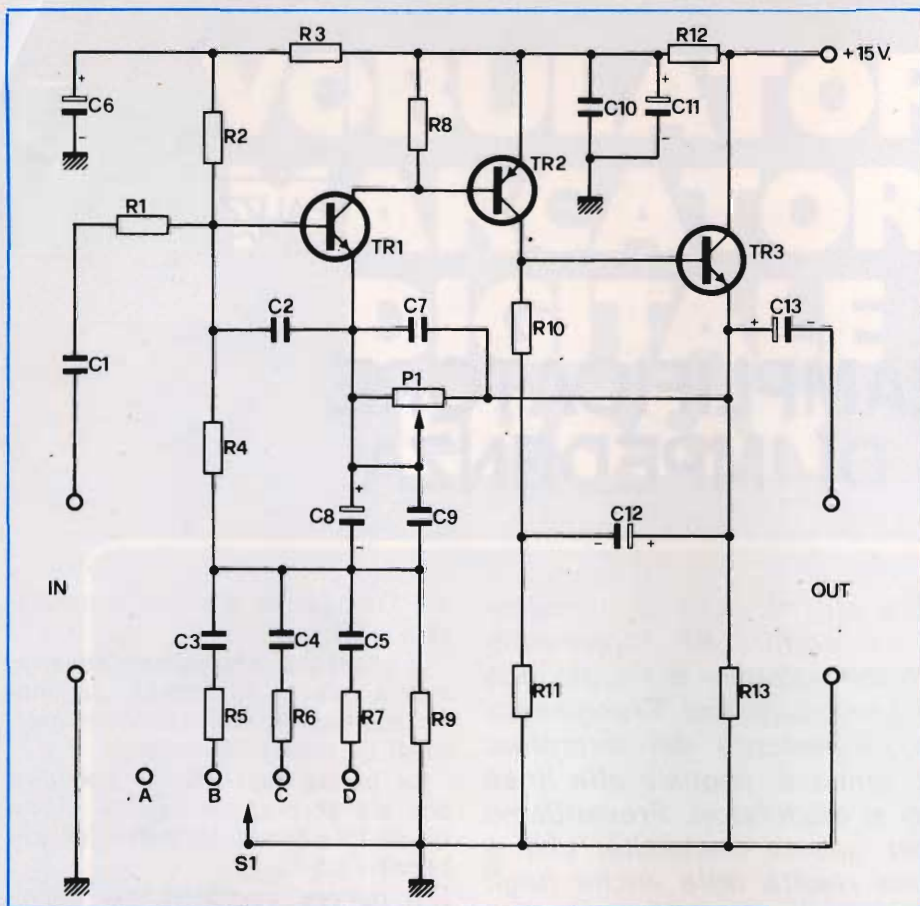


Fig. 1 - Schema elettrico del modulo preamplificatore-adattatore di impedenza. A - preenfasi esclusa; B - preenfasi 75 μ sec.; C - preenfasi 50 μ sec.; D - preenfasi 25 μ sec.

TR1 e TR2, lavorano ad **emettitore** comune, TR3 invece a **collettore** comune. Il primo transistor è polarizzato tramite R2 e R4. C2 è un condensatore che di base ha un valore di 270 pF, però può essere modificato se si vuole modificare

la scala della preenfasi. R8 è il carico del TR1 ed al tempo stesso serve come elemento di polarizzazione per il TR2. Una seconda rete di controreazione impiega C12.

Questo condensatore fa capo al «split-load» (carico diviso in due

parti) del TR2. P1, serve come regolatore del guadagno e della risposta del complesso; come abbiamo detto, il miglior incrocio di parametri si ha con il primo situato sui 15 dB, sovrabbondante per ogni impiego. Appunto situandolo, si ottiene la curva **piatta** tra 25 Hz e 60.000 Hz, e l'equilibrio C.C. dello stadio di uscita per la massima dinamica in uscita prima del clipping.

Il modulo ha una tensione di alimentazione tipica (ma non troppo critica) di 15 V. La linea di alimentazione è ben disaccoppiata tramite R12, C10, C11, R3 e C6.

Non essendovi altre particolarità da dettagliare, passiamo alla costruzione.

Il modulo impiega una base stampata che non è certo ingombrante, ma neppure studiata per una eccessiva miniaturizzazione esclusa la portabilità del preamplificatore: le dimensioni sono mm 65 per 75. Nella figura 3 vediamo la disposizione delle parti, e nella figura 2 le piste ramate, in scala 1:1, in grandezza naturale. Il montaggio è del tutto privo di difficoltà.

In breve, diremo che prima di tutto saranno da montare, come sempre, i resistori fissi, poi i condensatori non polarizzati, poi il trimmer P1.

Di seguito, prestando molta attenzione alla polarità, si inseriranno al loro posto gli elettrolitici, e per ultimi i transistori.

Per la connessione del commutatore S1, si utilizzano insertini metallici («pins») così come per l'at-

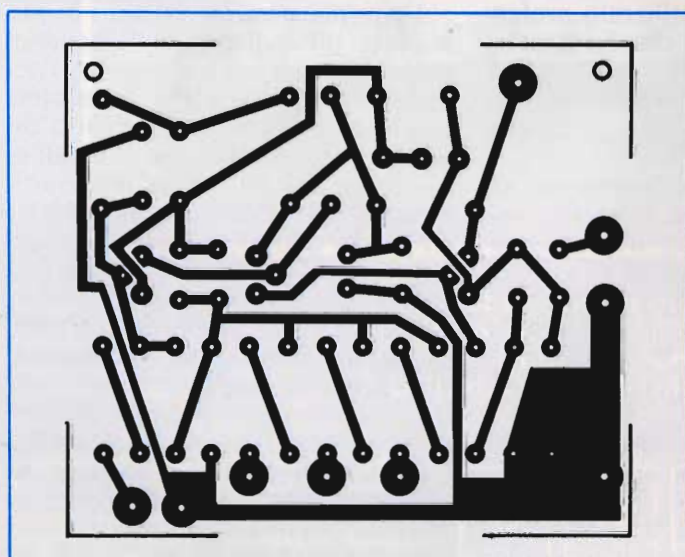


Fig. 2 - Disegno delle piste ramate della bassetta stampata su cui è allestito il modulo descritto.

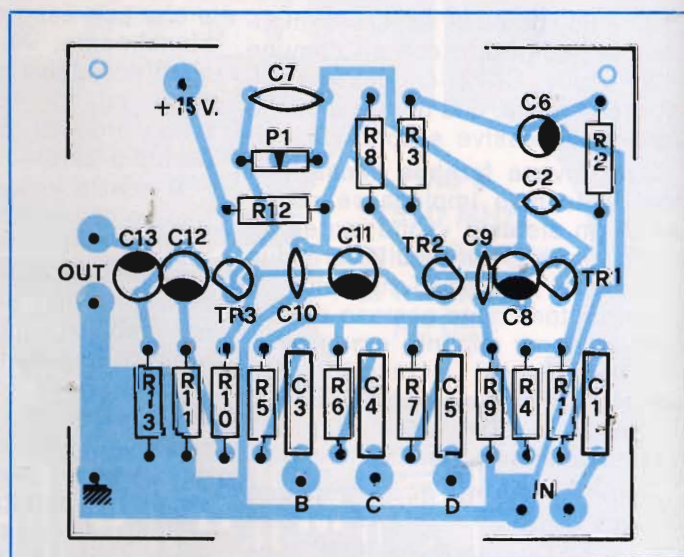


Fig. 3 - Disposizione dei componenti per la realizzazione del modulo descritto su bassetta stampata.

tacco dei collegamenti di ingresso uscita ed alimentazione.

Vediamo ora un particolare di un certo interesse. Poiché questo modulo è ad alta impedenza di ingresso, e poiché eroga un guadagno degno di nota, è assolutamente necessario schermarlo bene. Il contenitore deve quindi essere **metallico** e si devono assolutamente escludere le pur invitanti scatoline a forma di «deck» metal-plastiche, in questo caso.

Ingresso ed uscita devono essere jacks per audio; il tipo RCA, oppure il modello tradizionale a spinnotto.

La basetta, una volta che sia ben riscontrata, sarà posta nella scatola impiegando per il fissaggio i soliti distanziatori angolari.

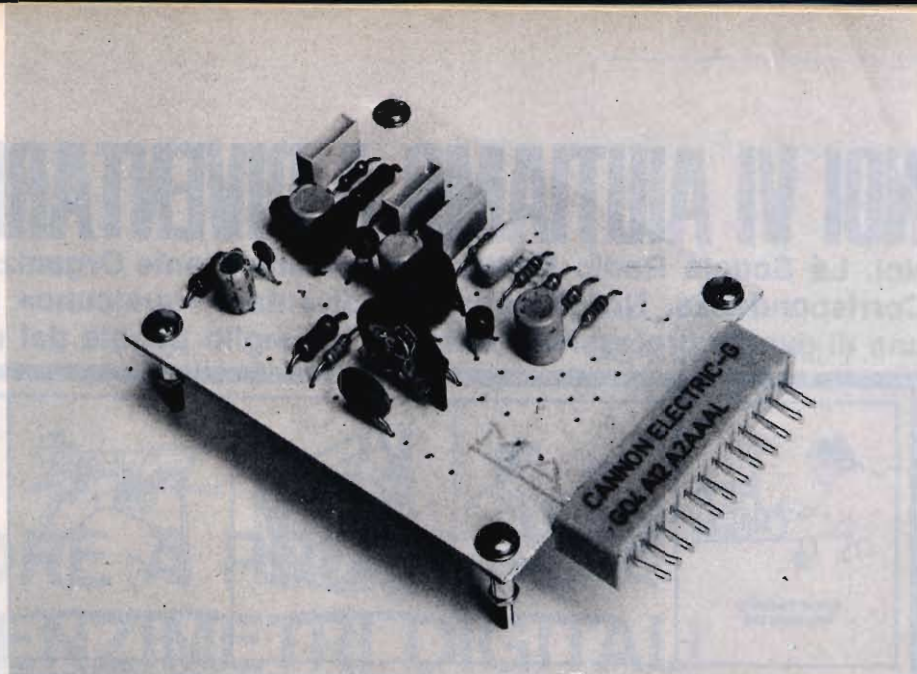
Volendo, per l'alimentazione si può anche impiegare una terna di pile da 4,5 V connesse in serie, e comprese nell'involucro. Ciò, se il dispositivo è impiegato saltuariamente. Com'è noto, però, le pile non sono affidabili ed allora è meglio prevedere l'alimentazione **esterna**, ricavata dalla sorgente di tensione che è utilizzata per gli altri apparecchi; mixers, preamplificatori e diversi. Per l'ingresso dell'alimentazione non vi sono problemi; basta una presina polarizzata del genere che si nota su ogni registratore portatile, o radiorecettore multibanda. Scorrendo il Catalogo della GBC Italiana, di tali accessori se ne vedono a centinaia e vi è solo l'imbarazzo della scelta.

Le connessioni tra il commutatore (unico comando esterno) e la basetta saranno brevi, tese. Non devono «circolare nella scatola» e non solo per una questione estetica, ma proprio per la bontà della funzione, in quanto, negli apparecchi che hanno «fili a spasso» gli inneschi sono sempre in agguato.

Vediamo ora il collaudo.

Questo «modulo» è bene che sia regolato con un buon generatore di funzioni collegato all'ingresso, ed un oscilloscopio all'uscita, senza peraltro dimenticare di porre in parallelo all'ingresso verticale un carico che simuli le normali condizioni di lavoro; diciamo un resistore da 3300 Ω , posto in parallelo con un condensatore da 50 pF.

Applicata l'alimentazione, e lasciati scaldare gli strumenti, si vedrà cosa accade. Se P1 è posto pressoché a metà corsa, i segnali



Prototipo del modulo preamplificatore adattatore di impedenza a realizzazione ultimata.

di qualunque forma, saranno amplificati senza la minima distorsione, nella larga banda prevista. P1 sarà ritoccato sin che il guadagno sia dell'ordine di 15 dB.

Se la strumentazione disponibile consente la misura del rumore, tanto meglio: dovrà essere in ogni caso inferiore di 60 dB al segnale.

Ove gli strumenti manchino, la regolazione di P1 potrà anche essere tentata «ad orecchio», ma così facendo difficilmente si potranno ottenere le migliori prestazioni: peccato, perché il «modulo» si presta molto bene ad una funzione «seria» e da classificare nel campo professionale.

ELENCO COMPONENTI

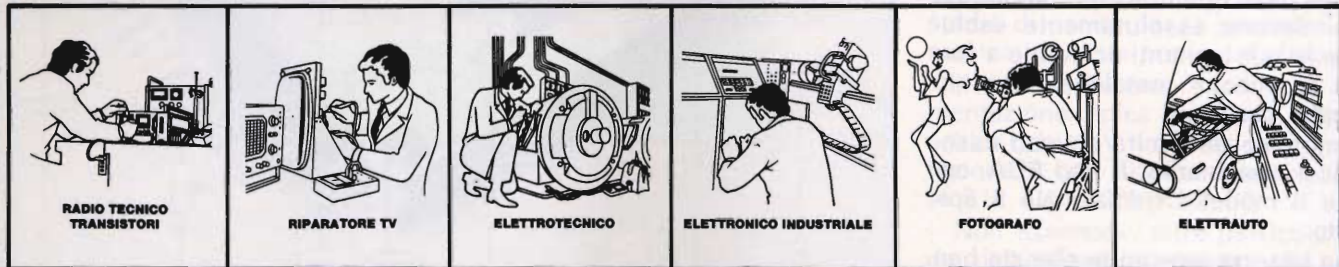
R1	=	resistore da	8,2 k Ω
R2-R3	=	resistori da	1 M Ω
R4	=	resistore da	2,2 M Ω
R5	=	resistore da	270 Ω
R6	=	resistore da	150 Ω
R7	=	resistore da	100 Ω
R8	=	resistore da	33 k Ω
R9	=	resistore da	1 k Ω
R10-R11	=	resistori da	6,8 k Ω
R12	=	resistore da	1,5 k Ω
R13	=	resistore da	1 k Ω

Tutti i resistori sono da 1/4 W - 5%

P1	=	trimmer verticale da	10 k Ω
C1	=	condensatore ceramico da	12 nF
C2	=	condensatore ceramico da	270 pF
C3	=	condensatore ceramico da	82 nF
C4	=	condensatore ceramico da	56 nF
C5	=	condensatore ceramico da	33 nF
C6	=	condensatore elettrolitico da	4,7 μ F 16 VL
C7	=	condensatore ceramico da	100 pF
C8	=	condensatore elettrolitico da	47 μ F 16 VL
C9-C10	=	condensatori ceramici da	47 nF
C11	=	condensatore elettrolitico da	47 μ F 16 VL
C12-C13	=	condensatori elettrolitici da	47 μ F 16 VL
TR1	=	transistore tipo	BC209
TR2	=	transistore tipo	BC206
TR3	=	transistore tipo	BC209
S1	=	commutatore 1 via	4 posizioni

NOI VI AIUTIAMO A DIVENTARE "QUALCUNO"

Noi. La Scuola Radio Elettra. La più importante Organizzazione Europea di Studi per Corrispondenza. Noi vi aiutiamo a diventare «qualcuno» insegnandovi, a casa vostra, una di queste professioni (tutte tra le meglio pagate del momento):



RADIO TECNICO
TRANSISTORI

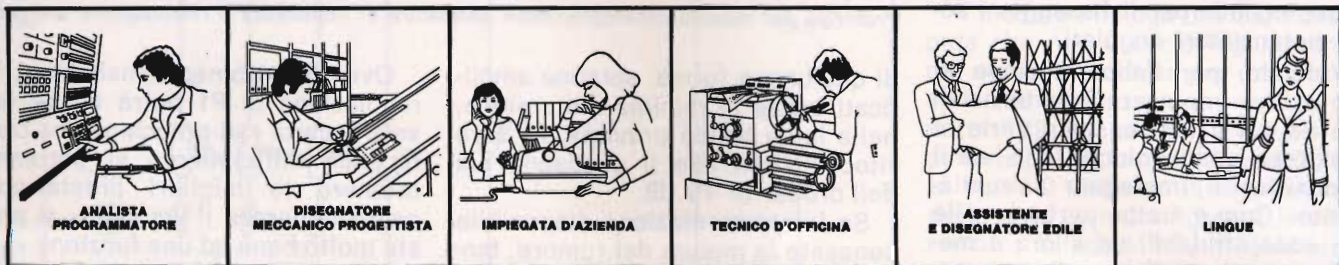
RIPARATORE TV

ELETTROTECNICO

ELETTRONICO INDUSTRIALE

FOTOGRAFO

ELETTRAUTO



ANALISTA
PROGRAMMATORE

DISEGNATORE
MECCANICO PROGETTISTA

IMPIEGATA D'AZIENDA

TECNICO D'OFFICINA

ASSISTENTE
E DISEGNATORE EDILE

LINGUE

Le professioni sopra illustrate sono tra le più affascinanti e meglio pagate: la Scuola Radio Elettra, la più grande Organizzazione di Studi per Corrispondenza in Europa, ve le insegna con i suoi

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)
RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - ELETTROTECNICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA - ELETTRAUTO.

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni, i materiali necessari alla creazione di un laboratorio di livello professionale. In più, al termine di alcuni corsi,

potrete frequentare gratuitamente i laboratori della Scuola, a Torino, per un periodo di perfezionamento.

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE
PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI - DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - ESPERTO COMMERCIALE - IMPIEGATA D'AZIENDA - TECNICO D'OFFICINA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE e i modernissimi corsi di LINGUE. Imparerete in poco tempo, grazie anche alle attrezzature didattiche che completano i corsi, ed avrete ottime possibilità d'impiego e di guadagno.

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)
SPERIMENTATORE ELETTRONICO particolarmente adatto per i giovani dai 12 ai 15 anni.

IMPORTANTE: al termine di ogni corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la vostra preparazione.

Inviateci la cartolina qui riprodotta (ritagliatela e imbutatela senza francobollo), oppure una semplice cartolina postale, segnalando il vostro nome cognome e indirizzo, e il corso che vi interessa. Noi

vi forniremo, gratuitamente e senza alcun impegno da parte vostra, una splendida e dettagliata documentazione a colori.



Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/373
10126 Torino

PRESA D'ATTO
DEL MINISTERO DELLA PUBBLICA ISTRUZIONE
N. 1391



La Scuola Radio Elettra è associata alla **A.I.S.CO.**
Associazione Italiana Scuole per Corrispondenza per la tutela dell'allievo.

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI _____

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)
PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

MITTENTE: _____

COGNOME _____

PROFESSIONE _____

VIA _____

COMUNE _____

COD. POST. _____

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY PER PROFESSIONE O AVVENIRE

Prov. _____

ETA _____

N. _____

373

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955



Scuola Radio Elettra
10100 Torino AD

AMPLIFICATORE A PROBE R.F. PER FREQUENZIMETRI DIGITALI

di N. KOPPEL

Nel campo dei frequenzimetri digitali poco ormai rimane da inventare, essendo innumerevoli i progetti di tali strumenti presentati dalle riviste del settore. Del resto, il principio di funzionamento di una simile apparecchiatura è sempre il medesimo e come tale va rispettato. Il progettista può invece dare libero sfogo all'inventiva nella realizzazione delle cosiddette parti accessorie. Ed è appunto di una di queste parti che vogliamo parlare in questo articolo; uno dei circuiti più importanti di un simile strumento, ma spesso uno dei meno curati: ci riferiamo al preamplificatore e allo stadio d'ingresso. Infatti, una delle caratteristiche più importanti, almeno in applicazioni correnti, è la sensibilità unita oltre che ad un'alta banda passante, ad un'impedenza d'ingresso sufficientemente elevata da non sovraccaricare il circuito sotto misura. Spesso invece, almeno nei frequenzimetri più economici, l'ingresso viene collegato direttamente ad una porta, o ad un trigger TTL, la cui impedenza d'ingresso è bassa.

Inoltre l'esecuzione in tensione richiesta ad un trigger TTL è dell'ordine dei 2 V. Ciò chiaramente limita la possibilità di misura di un frequenzimetro così concepito a circuiti in cui siano presenti altri integrati TTL che, ovviamente, funzionano con la stessa escursione di tensione. Qualora poi vengano inseriti dei preamplificatori prima del trigger integrato, pur presentando spesso un'impedenza sufficientemente alta, hanno una sensi-

bilità che, anche se di buon valore alle basse frequenze, decresce paurosamente man mano che la frequenza aumenta. Invece, essendo spesso il frequenzimetro usato solo per misure a radio frequenza, risulta conveniente sacrificare il guadagno alle basse frequenze per ottenere una maggiore amplificazione alle alte frequenze e una considerevole semplificazione dello schema elettrico. Ecco brevemente esposte le ragioni che ci hanno indotto a presentare sulle pagine della rivista questo circuito che ha le seguenti caratteristiche: campo di frequenza utile da 20 kHz a 45 MHz impedenza d'ingresso 1 M Ω con 5 pF in parallelo; tempo di salita di

circa 5 ns; livello di trigger variabile con continuità; sensibilità per livello di uscita di 3 V TTL compatibile compresa fra 2 mV a 20 kHz e 17 mV a 45 MHz. Aggiungiamo che le frequenze al di sotto dei 20 kHz possono essere ugualmente misurate se il loro tempo di salita è sufficientemente breve, minore comunque di 10 ms. Un problema affrontato nella realizzazione di tale circuito è la capacità del cavo coassiale d'ingresso, che può raggiungere anche i 100 pF per metro. Si è deciso di dividere il preamplificatore in due sezioni. Un probe a Fet, provvisto di un'alta impedenza d'ingresso e di una bassa impedenza di uscita adatto ad essere

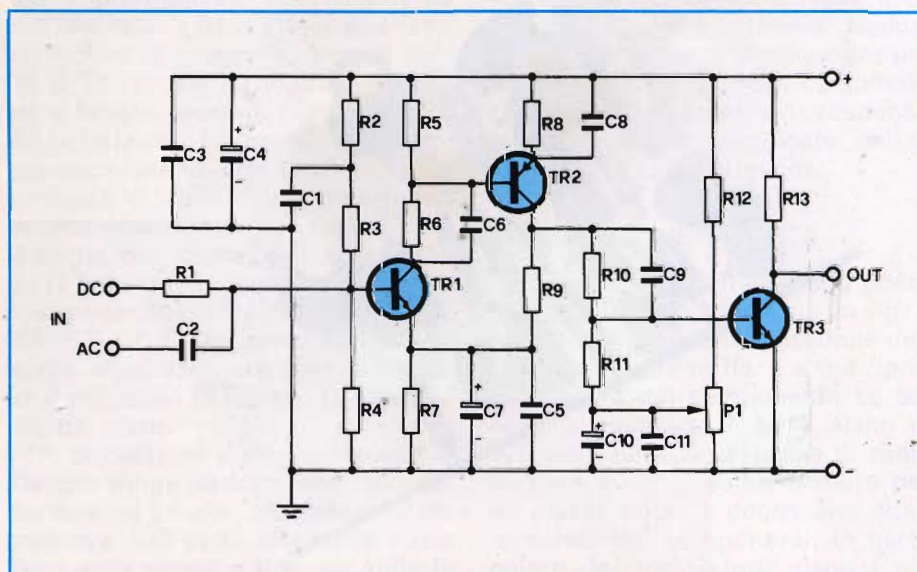


Fig. 1 - Schema elettrico dello stadio preamplificatore. L'uscita di questo stadio va collegata direttamente alla porta TTL di ingresso del frequenzimetro digitale.

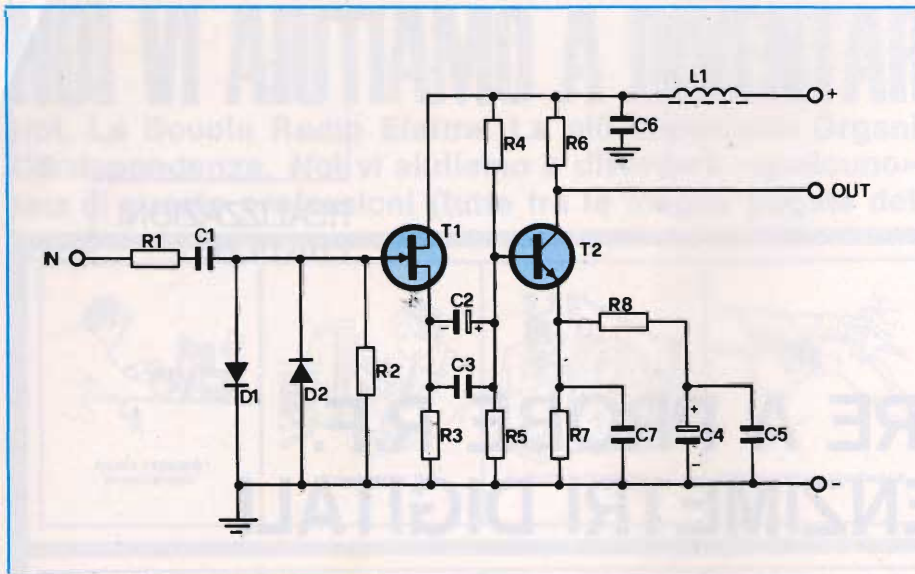


Fig. 2 - Schema elettrico del probe con ingresso a FET.

collegato ad un cavo coassiale, che andrà montato esternamente al contenitore del frequenzimetro e alloggiato in un apposito puntale, e uno stadio preamplificatore vero e proprio, montato invece all'interno del frequenzimetro, che provvede a fornire la maggior parte del guadagno.

FILOSOFIA DI PROGETTO

Innanzitutto ritenendo il responso alle basse frequenze poco significativo si è puntato tutto sulla fre-

quenza limite superiore. Inizialmente era infatti stato deciso che la frequenza doveva partire dall'estremo superiore della banda audio e giungere, come minimo, alla frequenza massima a cui vengono garantiti i TTL di corrente produzione e cioè 18 MHz. I 45 MHz poi raggiunti sono una conferma della bontà del progetto. E' stata poi stabilita una sensibilità standard all'estremo superiore (18 MHz) di 10 mV valore ritenuto ideale per non avere problemi di rumore e per non complicare eccessivamente il circuito. Ul-

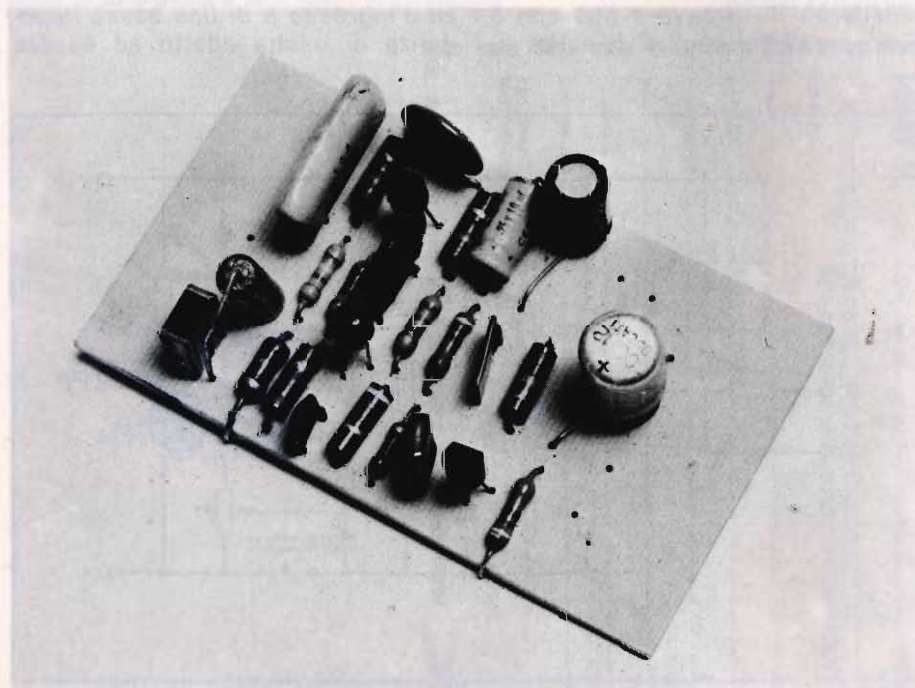
timo punto preso in considerazione è l'impedenza d'ingresso. Questa deve essere più alta possibile mentre la capacità di ingresso deve risultare invece la più piccola possibile. Questi valori minimi sono sempre stati rispettati, come si potrà notare andando a rileggere le caratteristiche globali più sopra riportate.

SCHEMA ELETTRICO

Come precedentemente affermato questo schema è stato diviso in due parti: uno stadio preamplificatore e uno probe a Fet. Il circuito del preamplificatore è visibile in figura 1 e consiste semplicemente in un circuito amplificatore a tre stadi connessi in C.C. Per minimizzare l'effetto delle capacità dei transistori e delle capacità parassite dovute al montaggio su circuito stampato i valori delle resistenze utilizzate in questo circuito sono stati tenuti volutamente bassi. Come conseguenza di ciò il responso alle basse frequenze viene sacrificato, poiché per estendere il responso alle basse frequenze fino alla banda audio sarebbe stato necessario utilizzare elettrolitici di alta capacità per C2 e C7.

Prescindendo da considerazioni puramente dimensionali, le induttanze parassite apportate da condensatori elettrolitici di così grande capacità possono provocare indesiderate risonanze alle alte frequenze. Il preamplificatore è provvisto di due ingressi: uno contrassegnato con la scritta DC e il secondo con la scritta AC. Il primo verrà principalmente utilizzato per misure a bassa frequenza in special modo da circuiti compatibili con i livelli logici dei TTL. Alle basse frequenze infatti la sensibilità dell'ingresso in continua è compatibile con tali livelli. L'ingresso AC è invece quello in cui andrà collegata l'uscita del probe a Fet. Il livello di trigger in AC è controllato dal potenziometro (o trimmer) P1 il quale provvede a stabilire il punto di lavoro del transistor TR3 e perciò determina la tensione d'ingresso per cui TR3 porta in conduzione.

Con tale controllo è possibile, quando si effettuano misure su forme d'onda complesse, triggerare il frequenzimetro sulla fondamentale o su una delle armoniche a seconda delle necessità. Qualora possediate



Prototipo dello stadio preamplificatore.



Fig. 3 - Basetta stampata su cui è allestito lo stadio preamplificatore.

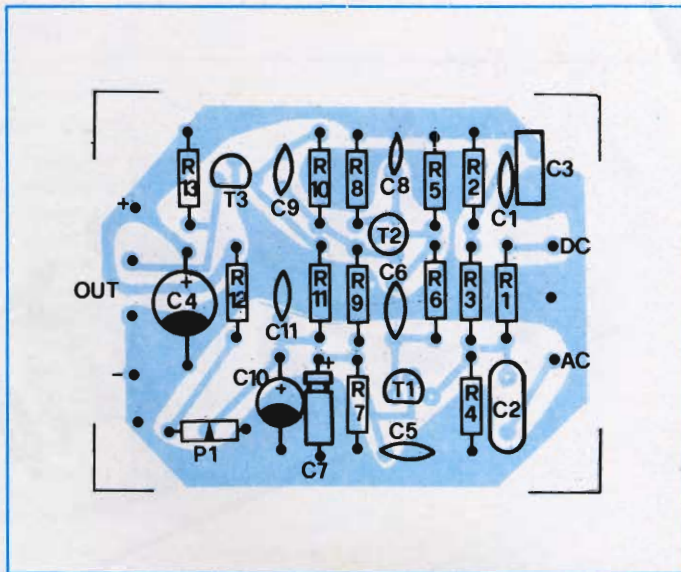


Fig. 4 - Disposizione dei componenti sulla basetta.

un oscilloscopio che arrivi fino a 5-6 MHz e un generatore alla stessa frequenza vi potrete rendere conto personalmente di quanto detto riguardo alla funzione di P1. La sensibilità d'ingresso del solo circuito preamplificatore è di 2 mV a 20 kHz, di circa 4 mV a 18 MHz e di 22 mV a 45 MHz. Il tutto esprime la tensione RMS necessaria in ingresso per ottenere in uscita una tensione di 4 V picco-picco. Tale preamplificatore può essere utilizzato anche a 55 MHz a patto che una riduzione della sensibilità a 50 mV sia accettabile. Vediamo ora da vicino lo schema elettrico di fig. 1: constatiamo come esso sia basato su tre transistori dei quali due, TR1 e TR3 sono NPN al silicio per radio frequenza e uno TR2, PNP al silicio per impieghi generali. Il primo transistorore è polarizzato dal partitore composto da R2 - R3 nel ramo superiore da R4 in quello inferiore. R5 e R6 costituiscono la resistenza di collettore mentre R7 è la resistenza d'emettitore. R5 e R6 costituiscono pure il circuito di polarizzazione di TR2 e R8 bypassata da C8 il carico di emettitore. Il circuito di collettore di TR2 è invece un po' più complesso in quanto comprende oltre a R10 e R11 anche P1, R9 ed R7. Sempre R10-R11 e P1 unitamente a R12 stabiliscono il punto di lavoro e, come detto più sopra, la soglia di trigger. Da ultimo a completare il circuito che ruota attorno a TR3 è la resistenza di collettore R13.

In tutto il circuito troviamo spar-

si diversi condensatori con funzioni diverse. C3 e C4 che filtrano l'alimentazione: vi facciamo notare come essa sia compatibile con quella usata per gli integrati logici del frequenzimetro, essendo stata fissata in 5 V. E veniamo ora al probe a Fet, il cui schema appare in fig. 2. Per ridurre i costi e semplificare il circuito è stato deciso di usare un singolo Fet nello stadio di ingresso anziché un Fet duale in configurazione differenziale come spesso si vede in progetti d'ingresso, e T2 fornisce un guadagno pari a 2 e un'impedenza d'uscita di 68 Ω per meglio collegarsi al cavo coassiale. I diodi D1 e D2 tagliano il segnale d'ingresso ad un livello di 0,6 V proteggendo così il Fet da sovratensioni. R1 e C1 provvedono all'inoltro del segnale verso il GATE di T1 mentre R2 lo polarizza. R3 ne è la resistenza di SOURCE R4 e R5 polarizzano T2 mentre C3 accoppia quest'ultimo con T1. R6 è la resistenza di collettore e determina approssimativamente l'impedenza d'uscita del probe. Sull'emettitore di T2 troviamo invece una rete piuttosto complessa formata da R7, R8, C4, C5 e C7, che provvede ad una certa equalizzazione per mantenere il responso in frequenza relativamente piatto.

A completare il circuito troviamo C6 che funge da filtro per l'alimentazione ed L1 che, essendo una impedenza 100 evita che della radio frequenza venga a trovarsi sulla linea di alimentazione. Anche qui come nel preamplificatore la tensio-

ne di alimentazione è fissata in 5 V.

Il consumo totale di corrente è di 25 mA circa. Il Fet utilizzato in questo circuito è un E 300 prodotto e distribuito dalla Siliconix. Altri Fet che possono essere utilizzati con pari prestazioni sono il 2N5397, il 2N5398, il BF245C e il BF256C.

Non tentate di utilizzare il comunissimo 2N3819 in quanto tale Fet non possiede una sufficiente larghezza di banda per poter operare fino a 45 MHz. Con il probe caricato da una resistenza di 50 Ω il guadagno alle basse frequenze è pari a 2 e il responso scende leggermente al di sopra dei 60 MHz dopo i quali decade brutalmente. Se il probe è caricato da una sorgente ad alta impedenza allora la capacità di shunt del probe attenua rapidamente il segnale alle frequenze più alte. Quando il probe è combinato con il preamplificatore il responso totale è quello specificato nell'elenco delle caratteristiche.

REALIZZAZIONE PRATICA

Entrambi i circuiti trovano posto su circuiti stampati di cui in fig. 3 e fig. 5 vediamo la disposizione delle piste mentre in fig. 4 e 6 è riportata quella dei componenti. Le basette di supporto è bene siano in vetronite data la presenza di radfio frequenza nel circuito. Sempre per gli stessi motivi è necessario che i terminali dei componenti, in particolare dei transistori, siano i più corti possibili. Cominceremo con il montare il preamplificatore che, pur



Prototipo relativo al probe.

presentando una bassa impedenza, è perfettamente autosufficiente cosa che non avviene per il probe. Nel montaggio procederemo dai componenti di minore ingombro verso quelli più voluminosi: inizieremo cioè dalle resistenze, tutte da 1/4 W, controllando accuratamente il valore di ciascuna non solo mediante il codice dei colori ma verificando lo stesso con un ohmmetro nei casi dubbi.

Proseguiremo poi con il posizionare i condensatori che dovranno essere del tipo a disco per radio frequenza o al limite del tipo a tubetto ma sempre per applicazioni ad alta frequenza. Anche per questi componenti bisognerà prestare attenzione a non confonderli.

Anzi diremo che per i condensatori ciò è più facile che si verifichi a causa del gran numero di metodi di siglatura utilizzati dalle case costruttrici. Ne daremo qui di seguito alcuni esempi. Alcuni tipi di condensatori ad esempio vengono siglati sfruttando il codice dei colori utilizzato anche per le resistenze. Nessun problema quindi per l'identificazione del valore una volta conosciuti i colori delle fascette, qualche problema invece per individuare in mezzo alla marea di colori che li contraddistinguono quali sono quelli che indicano effettivamente il valore e quali quelli che indicano la tensione di lavoro, la tolleranza, la temperatura di funzionamento e altri dati più o meno importanti. Dare

in questo caso dei criteri sicuri di identificazione è quanto meno presuntuoso in quanto esiste sempre il condensatore fuorinorma o marcato in maniera particolare perché utilizzato ad esempio sulle schede dei calcolatori. Vi consigliamo quindi, qualora vi trovaste in una tale situazione di consultare un manuale aggiornato in materia, di utilizzare un capacimetro o, al limite, ... di comprare un altro condensatore la cui sigla sia comprensibile.

Alcuni condensatori sono invece siglati in maniera molto più semplice indicando cioè direttamente sull'involucro il valore nominale scritto in cifre. E' questo il modo più semplice per siglare un condensatore ed è ovviamente anche il più comprensibile a patto che si rammentino le seguenti norme fondamentali: innanzitutto i valori sono espressi in μF in nF o in pF e mai in kpF o simili per cui la lettera k su di un condensatore non starà ad indicare, come sulle resistenze, un fattore moltiplicativo pari a 1000 bensì che il condensatore in questione è di tipo ceramico (l'iniziale K deriva appunto dalla parola *Keramic*). In secondo luogo bisogna tenere a mente che uno zero seguito da una virgola non viene mai indicato: in altri termini al posto dell'indicazione, $0,1 \mu\text{F}$, che sta ovviamente per 100.000 pF , troveremo l'equivalente, $1 \mu\text{F}$. A tutto questo c'è da aggiungere che nel 99% dei casi la notazione a noi comunemente nota viene sostituita da quella di tipo americano: la virgola viene cioè sostituita da un punto e viceversa. Per 100.000 pF troveremo quindi la scritta $.1 \mu\text{F}$. L'ultimo metodo per contrassegnare i conden-

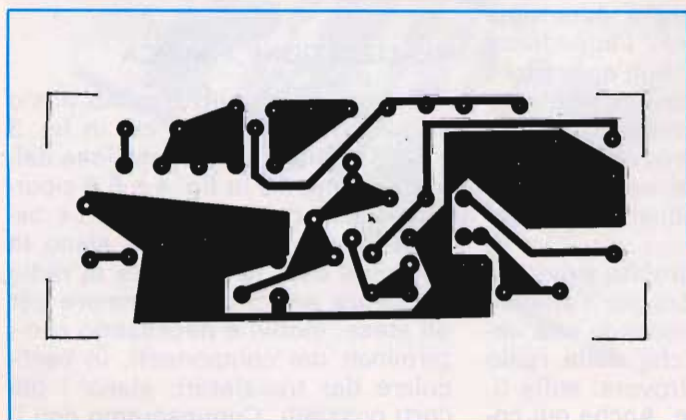


Fig. 5 - Basetta stampata relativa al probe.

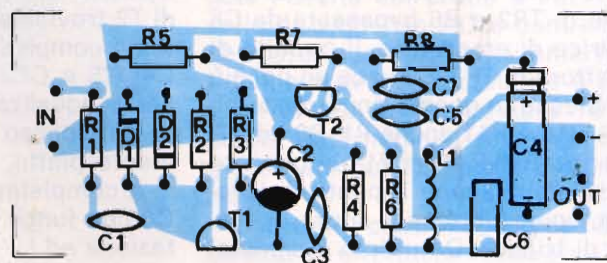


Fig. 6 - Piano di montaggio relativo al probe di fig. 2.

satori è anch'esso abbastanza semplice una volta che ci si sia fatta l'abitudine. Consiste nell'esprimere in pF il valore di un condensatore utilizzando un numero di 3 cifre: di queste le prime due indicano le prime due cifre del numero mentre la terza indica il numero degli zeri. Esemplicando meglio diremo che 104 sta per 10 seguito da 4 zeri e cioè per 100.000 pF ossia centomila picofarad.

Si proseguirà infatti col posizionare gli elettrolitici per i quali non vi sono particolari problemi nella comprensione del valore nominale. Unica difficoltà, sempre relativa, sarà la ricerca della polarità, facilitata però dal fatto che il terminale positivo è quasi sempre il più lungo. A questo punto non resterà che saldare in circuito i tre transistori facendo attenzione a non confondere i 2 NPN con l'unico PNP. Uguali precauzioni dovranno essere prese per non confondere i terminali emettitore, base e collettore dei semiconduttori stessi. Da ultimo inseriremo il potenziometro P1 che non necessita di particolari schermature in quanto è attraversato da corrente continua. Il preamplificatore va poi montato, come già detto, nel contenitore del frequenzimetro. Successivamente ci dedicheremo al montaggio del probe a Fet per cui valgono oltre alle stesse istruzioni date per la realizzazione del preamplificatore l'ulteriore precauzione di non surriscaldare eccessivamente il Fet all'atto della saldatura. Il collegamento tra probe e amplificatore andrà fatto tramite cavo schermato coassiale da 52 o 75 Ω.

I fili di alimentazione per il probe potranno correre paralleli al cavo schermato. Il contenitore per il probe è solo una questione di gusti individuali. La basetta è infatti sufficientemente piccola per poter ospitare in un piccolo contenitore di alluminio. Tale contenitore potrà essere di tipo commerciale o potrà essere autocostruito piegando opportunamente un piccolo foglio di alluminio. Una volta alloggiato il probe nel contenitore sarà necessario autocostruirsi il puntale. A questo scopo si potrà utilizzare la parte metallica ricavata da un comune puntale per tester. Tale probe metallico andrà fissato sul contenitore attraverso un passante iso-

ELENCO COMPONENTI

Stadio preamplificatore (fig. 1)

R1	=	resistore da 4,7 kΩ
R2	=	resistore da 1 kΩ
R3	=	resistore da 2,7 kΩ
R4	=	resistore da 1,8 kΩ
R5	=	resistore da 100 Ω
R6	=	resistore da 220 Ω
R7	=	resistore da 68 Ω
R8	=	resistore da 47 Ω
R9	=	resistore da 220 Ω
R10	=	resistore da 1,5 kΩ
R11	=	resistore da 470 Ω
R12	=	resistore da 10 kΩ
R13	=	resistore da 470 Ω

Tutti i resistori sono da 1/4 W 5%

P1	=	trimmer o potenziometro da 1 kΩ
C1	=	condensatore da 100 nF
C2	=	condensatore da 470 nF
C3	=	condensatore da 10 nF
C4	=	condensatore da 47 μF 6 VL (elettrolitico)
C5-C6	=	condensatori da 10 nF
C7	=	condensatore da 10 μF 3 VL (elettrolitico)
C8	=	condensatore da 220 pF
C9	=	condensatore da 100 nF
C10	=	condensatore da 10 μF 3 VL (elettrolitico)
C11	=	condensatore da 10 nF
TR1-TR3	=	transistori BF195
TR2	=	transistore BC15

Probe e FET (fig. 2):

R1	=	resistore da 1 kΩ
R2	=	resistore da 1 MΩ
R3	=	resistore da 180 Ω
R4	=	resistore da 2,2 kΩ
R5	=	resistore da 3,3 kΩ
R6	=	resistore da 68 Ω
R7	=	resistore da 180 Ω
R8	=	resistore da 18 Ω

Tutti i resistori sono da 1/4 W 5%

C1	=	condensatore da 3.300 pF
C2	=	condensatore da 10 μF 6 VL (elettrolitico)
C3	=	condensatore da 1 nF
C4	=	condensatore da 220 μF 6 VL (elettrolitico)
C5	=	condensatore da 1 nF
C6	=	condensatore da 100 nF
C7	=	condensatore da 150 pF
D1-D2	=	diodi 1N 4148
T1	=	FET E 300 (vedi testo)
T2	=	transistore BF195
L1	=	induttanza 100 μH tipo VK 200

lato e verrà saldato al circuito stampato in maniera tale che costituisca con il convertitore un solido assieme.

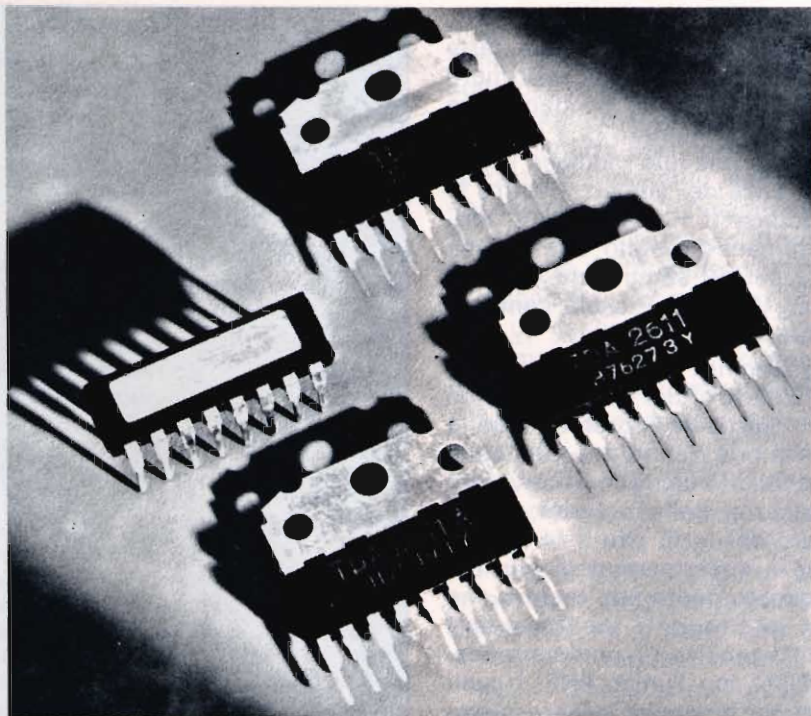
La connessione di massa all'ingresso del probe andrà effettuata con un filo a cui fa capo una delle solite clips a bocca di coccodrillo. Tale filo sarà isolato in plastica. Entrambe le alimentazioni an-

dranno poi all'eliminazione generale del frequenzimetro.

Montati i collegamenti entrambi i circuiti dovranno funzionare al primo colpo e non necessitano di alcuna taratura. L'unico elemento variabile infatti, e cioè P1, andrà regolato di volta in volta a seconda del tipo di misura che è necessario effettuare.

TDA 2611 TDA 2611A TDA 1010

Nuovi circuiti integrati monolitici in contenitore SIL-9 incorporanti amplificatori b. f. con 5 e 6 W d'uscita



Contenitori SIL-9 confrontati con un contenitore DIL di potenza.

I circuiti integrati in contenitore DIL, incorporanti amplificatori b.f. di potenza, presentano non indifferenti problemi per ciò che riguarda il dissipatore di calore. L'attuale tendenza a rendere più ridotte possibili le dimensioni delle apparecchiature audio (radiorecettori, amplificatori b.f., registratori ecc.), e ottenere nello stesso tempo, valori di potenza sempre più elevati, ha stimolato i progettisti di circuiti integrati a risolvere in maniera più razionale quei problemi di montaggio a cui abbiamo accennato poc'anzi.

Questi problemi sono stati risolti con l'introduzione di un nuovo tipo di contenitore, detto SIL (Single-In-Line), la cui peculiarità è quella di separare in maniera netta le carat-

teristiche **elettriche** da quelle **termiche** dell'integrato. Infatti, in questo nuovo contenitore, da un lato troviamo tutti i terminali elettrici (9 in tutto), dall'altro una particolare aletta metallica che permette di montare l'integrato su radiatori di calore di qualsiasi forma. I vantaggi di questo nuovo contenitore sono quindi evidenti e possono essere così riassunti:

- netta separazione tra le sezioni elettrica e termica dell'integrato

- estrema facilità di fissaggio dell'integrato al radiatore di calore richiesto
- montaggio sul circuito stampato, facilitato per il fatto che i terminali elettrici si trovano solo lungo un lato dell'integrato. Questi terminali sono inoltre accessibili da entrambi le superfici del circuito stampato stesso, il che facilita eventuali controlli e misure.
- componenti esterni ridotti al minimo.

DATI TECNICI PRINCIPALI

	TDA 2611		TDA 2611A		TDA 1010	
Tensione di alimentazione	V_P	6 ... 35 V	V_P	6 ... 35 V	Tensione di alimentazione	V_P 6 ... 20 V
Corrente continua di uscita (valore di picco)	I_{OM}	1,2 A	I_{OM}	1,5 A	Corrente continua di uscita (valore di picco)	I_{OM} 2,5 A
Potenza di uscita ($d_{tot} = 10\%$)	P_o	5 W	P_o	4,5 W	Potenza di uscita ($d_{tot} = 10\%$)	P_o 3,3 W
con $V_P = 25 V$; $R_L = 15 \Omega$	P_o	4,5 W	P_o	5 W	con $V_P = 14 V$; $R_L = 8 \Omega$	P_o 6 W
con $V_P = 18 V$; $R_L = 8 \Omega$	P_o		P_o		$V_P = 14 V$; $R_L = 4 \Omega$	P_o 6 W
Distorsione armonica	d_{tot}	0,3%	d_{tot}	0,3%	Distorsione armonica	d_{tot} 0,3%
con $P_o < 2 W$; $R_L = 15 \Omega$	$ Z_i $	45 k Ω	$ Z_i $	45 k Ω	per: $P_o < 3 W$; $R_L = 4 \Omega$	
Impedenza d'ingresso		30 ... 60 k Ω		45 k $\Omega \div 1 M \Omega$	Impedenza d'ingresso:	
Corrente di riposo	I_{tot}	35 mA	I_{tot}	25 mA	preamplificatore	$ Z_i $ 30 k Ω
con $V_P = 25 V$	V_i	90 mV	V_i	55 mV	amplificatore di potenza	$ Z_i $ 20 k Ω
Sensibilità	T_{amb}	-25 \div +150 $^{\circ}C$	T_{amb}	-25 \div +150 $^{\circ}C$	Corrente di riposo	I_{tot} 25 mA
$P_o = 3 W$; $R_L = 15 \Omega$					con $V_P = 14 V$	
Temperatura ambiente					Sensibilità con	V_i 4 mV
					$P_o = 1 W$; $R_L = 4 \Omega$	T_{amb} -25 \div +150 $^{\circ}C$
					Temperatura ambiente	

PHILIPS s.p.a. Sez. Elcoma - P.za IV Novembre, 3 - 20124 Milano - T. 69941

PHILIPS



Electronic Components and Materials

AMPLIFICATORE LINEARE

di G. BRAZIOLI

Vedremo qui un amplificatore di potenza previsto per lavorare nella gamma dei 144 MHz, che con 3-4 W all'ingresso, ne eroga circa 30 all'uscita. Non si tratta del «cosiddetto» lineare ma di un vero stadio lineare che funziona in classe AB, quindi non distorce i segnali e genera un ridotto numero di fastidiose spurie.

Quando si progetta un apparecchio del genere, la prima preoccupazione, è scegliere un transistoro adatto. In Italia, la cernita è limitata. Nel campo dei 40 W effettivamente disponibili all'antenna, vi è il BLY90 Philips (frequenza massima di lavoro 175 MHz) il B40-12 della CTC/Varian (idem) il 2N6084 Motorola, e poco di altro. Poco, se si esclude la linea TRW, che offre transistori insolitamente «vivaci» (prego il lettore di passarmi il termine) della serie 2N6458-59. Questi transistori, a livello di assorbimento sul collettore di 5 A, offrono parametri B di molto interesse, e non è vero, come affermano i detrattori, che «si rompano a tosse sul loro case», perchè se così fosse sarebbero stati scartati dalla N.A.S.A. che invece li ha nella lista preferenziale degli acquisti.

Valutate molte cartelle, io ho optato per un TRW, credo a ragione; pochi altri transistori possono offrire un guadagno eguale al 2N6459 agli alti livelli di assorbimento, e si contano sulle dita quelli che lavorando sulle VHF offrono prestazioni molto migliori di quelle dichiarate. Relativamente al guadagno, indubbiamente il modello che ho scelto è **sempre sopra le note tecniche**. Posso dirlo, per-

chè ne ho montati ormai quindici, che non sono molti, ma tutti hanno manifestato la stessa efficienza, il che ben depone, specie quando l'utilizzo spazia dal finale per «radio libera» al Power aeronautico al lineare per 144 MHz, come nel caso presente.

Il TRW 2N6459, è un classico stripline, del genere più recente, ovvero munito di molti emettitori ad uscita unica, ciascuno però, provvisto di una resistenza equilibratrice inserita, sì che in condizioni sfavorevoli di accoppiamento non sia possibile che si generino «hot-spots» i **(punti-di-fusione)** che affliggono altri modelli.

Non molto tempo è passato, da quando un ricercatore della Teko mi confidò di aver provato un transistoro di altra marca in un pannello primitivo, e che con un rapporto di onde stazionarie impor-



Prototipo dell'amplificatore lineare.

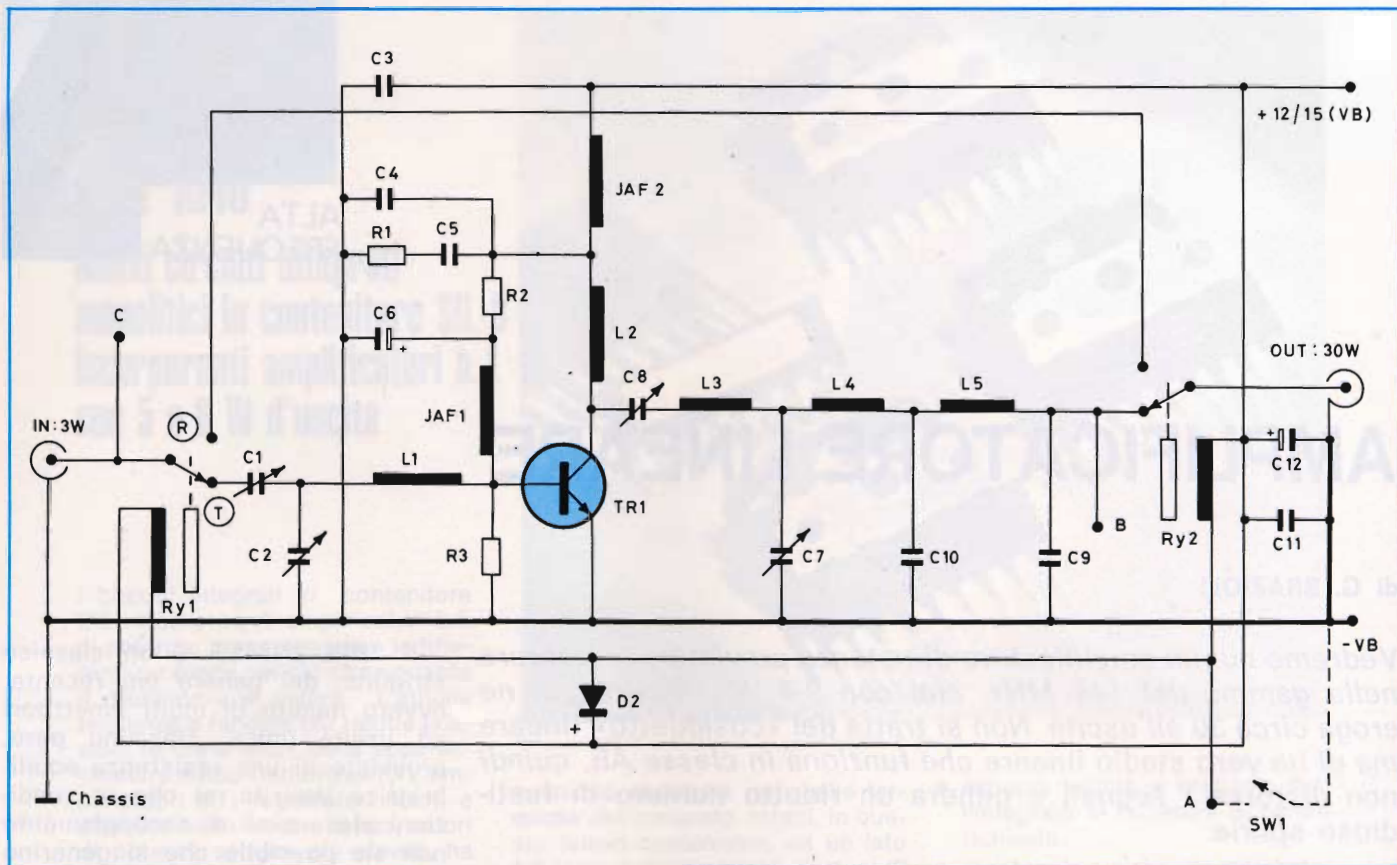


Fig. 1 - Amplificatore lineare per i 144 MHz in classe AB. Schema elettrico.

tante, tale transistoro era «entrato in valanga» in un tempo incredibilmente breve, proprio perchè non impiegava il sistema «overlay», e prima che il dito si sporgesse a troncane l'alimentazione, l'assorbimento generale era passato nello ordine distruttivo di 50 A!

Bene, allora vediamo il circuito. (figura 1).

Noteremo prima di tutto il commutatore RY1-RY2, nella figura 1; questo sistema è mostrato «attivo» con il segnale RF che commuta i deviatori sulla posizione «trasmettente» mentre a riposo, (R) cortocircuita i bocchettoni di ingresso ed uscita: IN-OUT.

Se i deviatori sono nel verso «T», il segnale d'ingresso, il pilotaggio, incontra prima di tutto un adattatore di impedenza formato da C1, C2, L1, concepito in modo tale da ottenere un rapporto di onde stazionarie 1:1.

L1 è parte integrante del sistema un poco complicato, come sempre è necessario impiegare allorchè si desiderava stabilire la classe di lavoro AB. In pratica, in questa funzione, il transistoro risulta sempre polarizzato direttamente,

ovvero, conduce **in qualunque punto di lavoro**. I due elementi principali della rete sono R2 ed R3. La prima, pervenendo dal punto di incrocio L2-JAF2, introduce anche un certo quoziente di controeazione che è smorzata per i segnali da C4, C5-R1, C6.

C3 bipassa tutto il sistema, a parte C11 e C12 che sono direttamente posti tra positivo e negativo dell'alimentazione, ma a causa della loro posizione sullo chassis hanno una minore efficacia, nel campo dei segnali.

La linea attiva del trasferimento dei segnali, inizia con C8, che con C7 ed L3 costituisce un sistema di accordo ad alto Q.

L4 con C7, C10 ed L5 con C10 e C9, formano un filtro ad alta efficienza per le armoniche e le spurie.

In pratica, si deve anche a questo sistema se l'involuppo emesso è eccezionalmente «pulito» ed a banda stretta, con cenni molto limitati di armoniche, rilevabili solo con l'uso di un analizzatore di spettro eccellente.

In un prototipo primiero del power trattato, il filtro di uscita era a

tre cellule intere, ma lavorando con l'adatta strumentazione, ho potuto notare che il sistema triplice attenuava il segnale all'uscita piuttosto seriamente (- 4 dB) mentre aveva un effetto **reale** sulle deboli armoniche elevatissime, e meno sui segnali spuri che disturbano **veramente** essendo intensi, ampi.

Praticamente, quindi, ho deciso di eliminare la cellula superflua e tornare al «doppio-p-greco» assumendo che il «superfiltraggio» era più nocivo che utile, anche a voler essere criticissimi.

Valutando il complessivo, forse il lettore sarà un poco meravigliato nel vedere che sono usati **due** relais; RY1 all'ingresso ed RY2 alla uscita. Questa scelta insolita viene dalla pratica sperimentale.

Sarebbe certo stato possibile impiegare un elemento unico, ma visto che le due commutazioni avvengono a livelli di energia molto diversi, l'unico relais utilizzabile, in tal caso dovrebbe essere stato del tipo coassiale dalle vie schermate. Nel diverso, quali oscillazioni parassitarie! Ora, un doppio «coax» è certo rintracciabile presso chi vende parti professionali,

ma ha il «difetto» di costare sulle quaranta mila lire.

Quindi la scelta del doppio scambio **diviso** viene da considerazioni utilitarie, che certo non lasceranno indifferente il lettore.

Altro è un importo di circa Lire 6.000 per la copia di relais, altro è l'importo detto. In più, le piste del circuito stampato, già non del tutto semplici, utilizzando un singolo relais a doppio scambio, sarebbero risultate davvero molto complesse!

Questo per lo stadio «principale» del sistema; vediamo gli accessori. Nel profilo del **lineare** puro, i detti sono opzionali, però praticamente, risultano molto «comodi».

Il primo è un interruttore elettronico, che si sostituisce allo «SW1» (figura 1), pulsante microfonico «push-to-talk».

In pratica, il gruppo di parti (fig 2) preleva un piccolo segnale all'ingresso RF tramite R4-R5, lo rettifica per via di D3, lo filtra grazie a C14 e C13, la risultante CC porta in conduzione TR2, quindi TR3. I trasmettitori detti formano un Darlington che pilota contemporaneamente i due relais, ed è protetto dalle tensioni inverse per via del D2 visto nella figura 1-.

Poichè questo amplificatore appunto è **lineare** e serve altrettanto bene per l'**AM** e la **SSB**, l'interruttore elettronico contempla anche un circuito di ritardo indispensabile per l'impiego nella AM a banda laterale; questo sistema semplicemente impiega il C15 che può essere inserito o tolto dal circuito tramite SW2.

Se è presente, rallenta la commutazione come è necessario tramite il «discharge path» R7-R6-TR2.

Il secondo «accessorio» è il misuratore di portante che si vede nella figura 3. Nulla di troppo speciale; regolato R13, l'indice di M1 giunge a fondo-scala ogni volta che l'involuppo RF raggiunge la potenza di picco. Il tutto serve per controllare in ogni istante la funzionalità del sistema TX-LINEARE, si da non avere il classico dubbio («come esco?») se il corrispondente denuncia una ricezione improvvisamente calata da S9 a S3 per cause varie.

Nel prototipo è addirittura compreso uno SWR meter (compreso tra i due relais) preferisco però

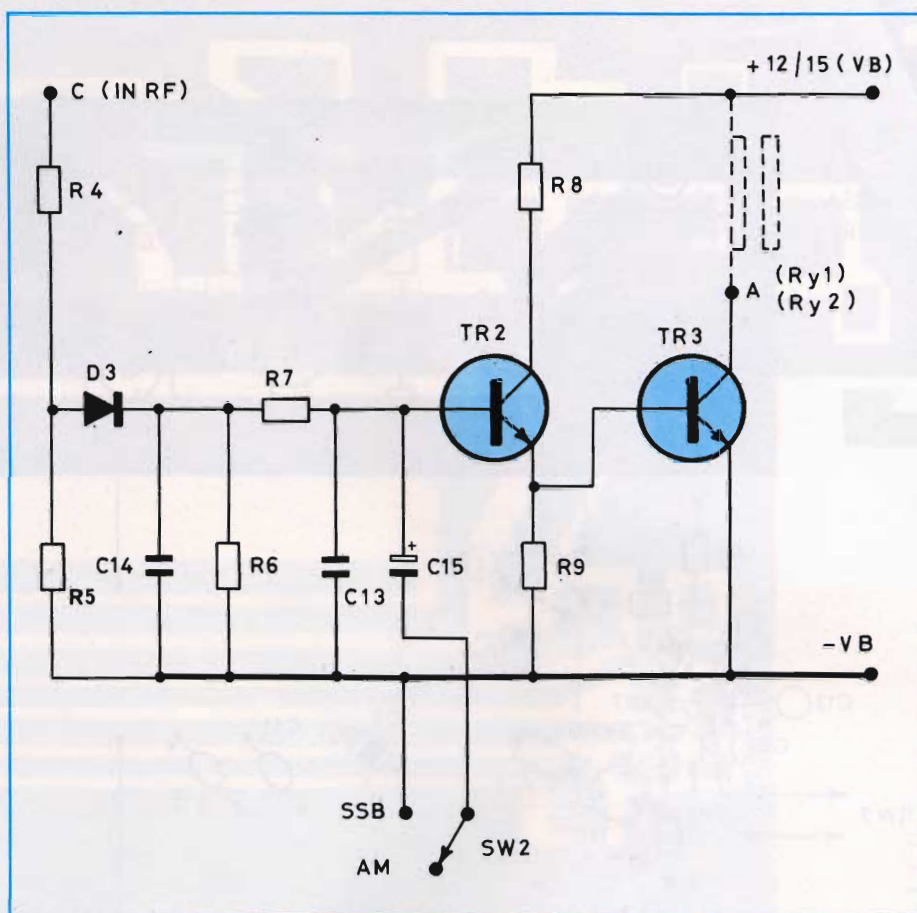


Fig. 2 - Primo accessorio: interruttore elettronico per l'inserimento automatico dell'amplificatore lineare (sostituisce SW1).

non riportarlo perchè necessita ancora di qualche piccola messa a punto, relativa alla schermatura.

Quindi, senza por tempo in mezzo, passerò alle note sulla realizzazione.

Purtroppo per poter costruire lo apparecchio in una versione compatta ed al tempo funzionale, serve la vetronite **doppia ramata**.

Capisco che questa è una grossa seccatura, infatti, in precedenza ho sempre cercato di evitare soluzioni costruttive di questo genere

che non ammettono il **minimo** scarso nelle piste. Però, come si vede, talvolta anche le soluzioni ingrate devono pur essere ammesse.

Comunque, mi sono messo nei panni di chi legge, e per evitargli (per quanto possibile) dei problemi di tracciatura, ho millimetricamente riportato le piste che si trovano «sopra» la vetronite (lato parti **convenzionalmente**) e «sotto» la medesima (lato connessioni) curando in particolare il reciproco **«registro»** che si ottiene **sovrapponendo gli angoli** delle figure.

Poichè questo prototipo, al momento, non ha avuto una produzione in serie, come talvolta avviene per certi miei progetti, il circuito stampato già pronto non esiste, ed il lettore che intende procedere alla realizzazione deve far appello alla sua pazienza. Deve ritagliare un foglio di resina vetrosa doppiamente rivestita un rettangolo dalle misure di 140 mm per 120, e ricoprire sulla ramatura «superiore» le tracce di figura 5, così quelle di figura 6 sulla ramatura «sottostante». Se gli angoli collimano al de-

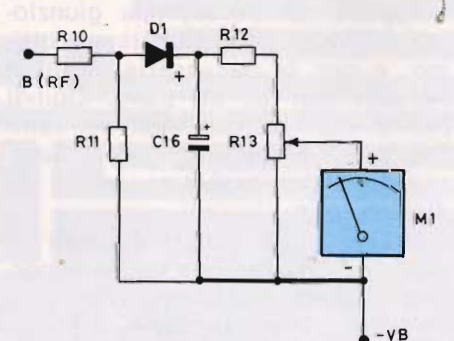


Fig. 3 - Secondo accessorio: controllo di portante.

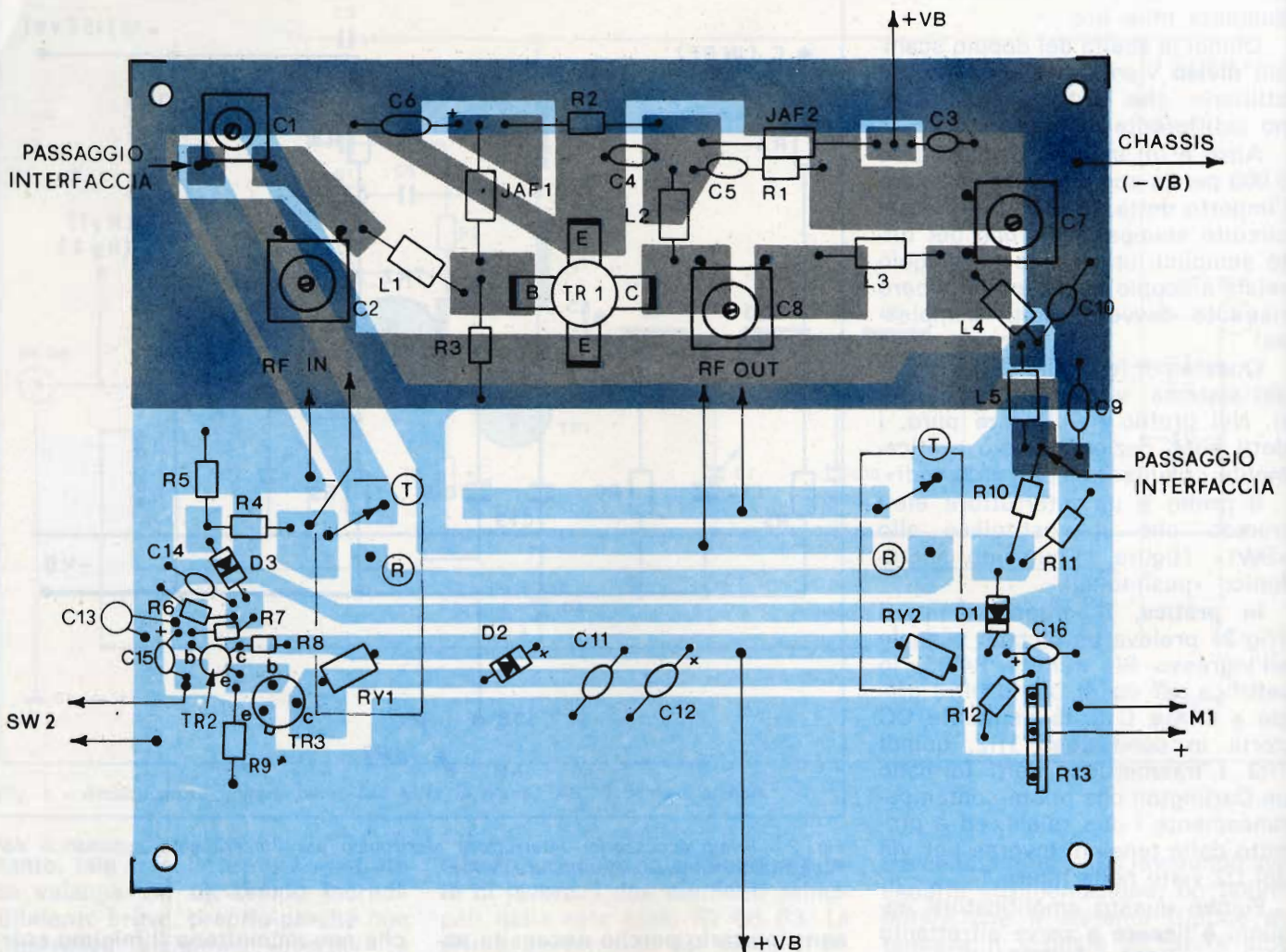


Fig. 4 - Disposizione componenti sulla basetta stampata a doppia faccia. Notare i due passaggi interfaccia che inseriscono l'amplificatore (realizzato interamente sulla parte superiore della basetta) nel circuito di commutazione (realizzato in quella inferiore). E' anche necessario collegare fra loro in più punti le piste di massa della parte superiore ed inferiore della basetta.

cimo di millimetro, il lavoro riuscirà certo bene, considerando che le piste sono in scala 1:1 quindi possono essere ricalcate direttamente dalla pagina al rame.

Nulla impedisce di realizzare il circuito stampato con il «master» la gelatina fotosensibile e via dicendo; metodo che a me personalmente è antipatico, ma del quale non posso non riconoscere le qualità.

Il cablaggio pur non essendo adatto ai principianti, non cela difficoltà che non siano le solite presentate dai circuiti VHF.

Una particolare attenzione serve solo per il TR1. Questo transistor ha i reofori costituiti da strisce metalliche saldabili; da questa caratteristica deriva la sua denominazione di «stripline». Le strisce sono utilizzate per ottenere una

induttanza vicino a zero, una resistenza nulla ed una bassissima capacità parassitaria.

Anche se hanno una conduzione termica elevata, generalmente il transistor non si rompe, utilizzando il saldatore da 40-50 W adatto al lavoro; certo, non si deve «fiammeggiare» la malcapitata giunzione, ma operando con stagno ottimo, e con la necessaria rapidità, pericoli non ve ne sono. Quindi per la connessione, non mi sembra vi siano problemi seri. Semmai, qualche problema lo dà la dissipazione.

Il TR1, infatti deve impiegare un «washer» (radiator) molto importante, visto che lavora con delle correnti grandi. Sarebbe impossibile applicargli un sistema alettato perchè questo sembrerebbe dover comportare delle capacità pa-

rassitarie inaccettabili. Logicamente però, il costruttore ha pensato alla soluzione, ed ha previsto un «piede» (fig 7) che è isolato elettricamente dal transistor, ma provvede ad un buon contatto termico.

Tale «piede» in pratica è una flangia metallica che reca due fori.

Nel nostro montaggio, la scatola-contenitore deve riportare un foro del diametro di 20 mm ed attraverso questo, il piede può sporgere di quel tanto che serve per poter provvedere alla sua unione con il radiatore che si vede nelle fotografie, posto sotto all'involucro.

Tale sistema di alette misura 100 mm per 80 mm ed è munito di dodici sporgenze. Sarebbe già un raffreddatore rispettabile, ma lo è ancora di più, considerando

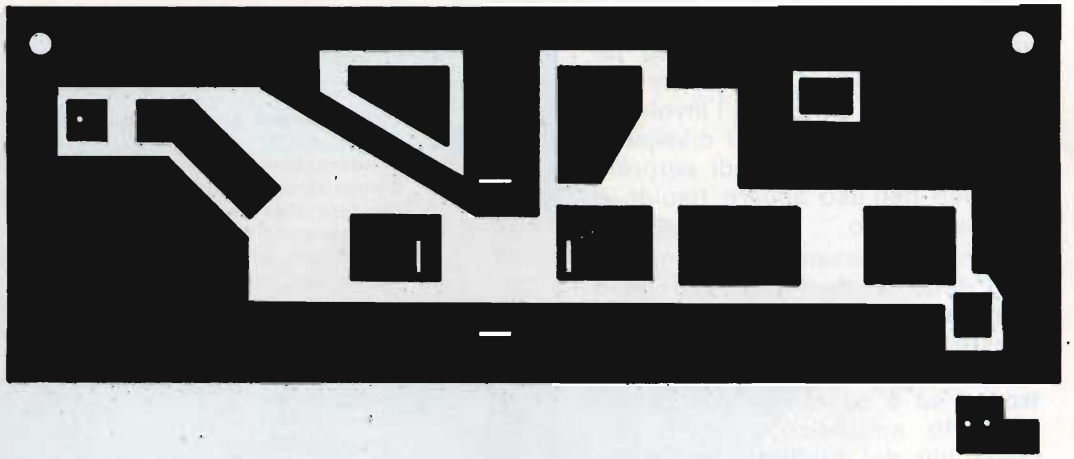


Fig. 5 - Piste ramate sulla faccia superiore della basetta (lato componenti).

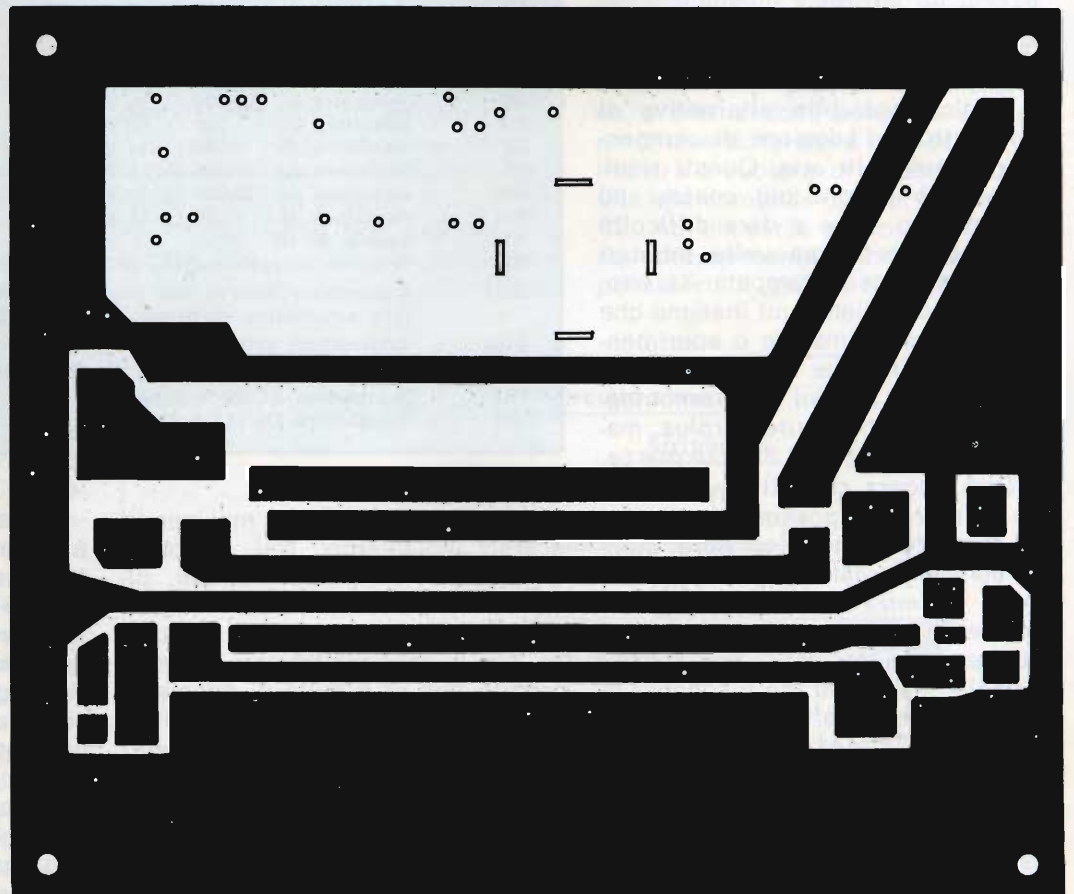


Fig. 6 - Piste ramate sulla faccia inferiore della basetta.

che è fissato sulla semiscatola mediante due robusti bulloni. In tal modo, grazie ad un abbondante uso di grasso al silicone l'involucro stesso diviene parte del dissipatore; non ci si deve quindi sorprendere, se nell'uso appare tiepido o piuttosto caldo.

Durante l'assemblaggio meccanico detto, si deve stare attenti a **non maltrattare** il TR1; a volte, se questo genere di stripline è torto o flesso anche minimamente **si tronca** ed è da buttar via. Evento piuttosto antipatico, perchè TR1 costa più del biglietto aereo Roma-Milano, o come un registratore a cassette e mentre vi scrivo ho ancora sott'occhio il prezzo dello scorso anno, quindi oggi, vi sarà stata certamente una maggiorazione che proprio sconsiglia qualunque sbadattagine.

Relativamente alle nostre parti, i compensatori che accordano ingresso ed uscita devono essere previsti per funzionare a livelli di potenza elevati, quindi **in nessun caso** si possono ammettere i tipi ceramici a disco rotante; buoni, ma utilizzabili solo nel campo delle correnti RF modeste. I nostri devono essere proprio del tipo a «compressione» isolato in mica; per fortuna sono reperibili con una certa facilità, essendo in catalogo presso la G. B. C. Italiana.

L'unica possibile alternativa al tipo detto, è l'adozione di compensatori isolati in aria. Questi risultano però ancora più costosi ed ingombrano, oltre a dare difficoltà di regolazione, una volta montati su di una base stampata. Li cito, perchè l'esperienza mi insegna che non vi è radioamatore o sperimentatore che non ne abbia diversi in un cassetto, residui dallo smontaggio di apparecchiature surplus, magari ottimi, argentati di gran marca.

Dirò ancora che gli avvolgimenti, se imprecisi, possono dare enormi fastidi durante la taratura, quindi conviene realizzarli **con grande cura**, e senza approssimare minimamente il diametro del filo o qualunque altro dato. Per contro, i relais che sembrano bisognosi di grandi cure, in effetti non risultano critici. Sui 144 MHz ed in altre bande vicine, io ho utilizzato moltissimi elementi non suggeriti per RF; ebbene, hanno quasi tutti funzionato ottimamente; solo qualche tipo isolato ha posto «grane» per

ELENCO COMPONENTI	
C1	= Compensatore a compressione isolato in mica: 8-60 pF
C2	= Eguale al C1
C3	= Condensatore ceramico da 100.000 pF 50 VL
C4	= Condensatore ceramico da 100.000 pF 50 VL
C5	= Condensatore ceramico da 4.700 pF 50 VL
C6	= Condensatore elettrolitico da 1000 µF 50 VL
C7	= Condensatore a compressione da 10-80 pF
C8	= Eguale al C7
C9	= Condensatore a mica argentata da 100 pF (NON si deve impiegare qui un ceramico)
C10	= Eguale al C9
C11	= Condensatore ceramico da 10.000 pF
C12	= Eguale al C6
C13	= Eguale al C3
C14	= Eguale al C3
C15	= Condensatore elettrolitico da 100 µF 15 VL
C16	= Eguale al C15
D1	= Diodo OA200, o similare
D2	= Diodo 1N4148, o similare
D3	= Eguale al D1
L1	= Bobina composta da cinque spire di filo Ø 1 mm, rame argentato diametro interno 10 mm. Spaziatura tra le spire circa 1 mm
L2	= Bobina composta da 10 spire di filo Ø 1 mm, rame argentato diametro interno 10 mm. Spaziatura tra le spire circa 0,5 mm
L3	= Bobina composta da tre spire di filo Ø 2 mm, rame argentato diametro interno 20 mm. Spaziatura tra le spire circa 3 mm
L4	= Bobina composta da 12 spire di filo Ø 0,8 mm. Rame smaltato diametro interno 5 mm. Avvolgimento serrato (senza spaziature)
L5	= Eguale alla L4
JAF	= Un resistore da 1 MΩ - 1 W ricoperto da uno strato di filo in rame Ø 0,2 mm. Terminali saldati ai terminali. Avvolgimento serrato
JAF2	= VW 200 Philips: o altra «perla in ferrite» con due-tre spire di filo in rame smaltato da 0,6 mm
M1	= Indicatore da 500 µA fondo-scala
RY1	= Relais da 12 V, uno scambio
RY2	= Eguale a RY1
R1	= Resistore da 15 Ω, 1 W, 5%
R2	= Resistore da 150 Ω, 2 W, 10%
R3	= Resistore da 12 Ω, 2 W, 10%
R4	= Resistore da 1.200 Ω, 1/2 W, 10%
R5	= Resistore da 1.500 Ω, 1/2 W, 10%
R6	= Resistore da 100.000 Ω, 1/2 W, 10%
R7	= Resistore da 100 Ω, 1/2 W, 10%
R8	= Resistore da 180 Ω, 1/2 W, 10%
R9	= Resistore da 10.000 Ω, 1/2 W, 10%
R10	= Resistore da 22.000 Ω, 1/2 W, 10%
R11	= Resistore da 1.200 Ω, 1/2 W, 10%
R12	= Eguale ad R9
R13	= Trimmer potenziometrico 22.000 Ω, lineare
SW1	= Interruttore push-to talk impiegato solo se non si realizza l'interruttore automatico elettronico di figura 2
SW2	= Interruttore unipolare
TR1	= Transistore TRW modello 2N6459 da NON sostituire
TR2	= Transistore BC108 o similare
TR3	= Transistore 2N1711 o similare

eccessive capacità, ma mai per lo scarso isolamento. Nel prototipo uno quindi dei relais comuni, distribuiti dalla G.B.C., poco costosi.

Delle altre parti passive non credo sia il caso di trattare, infatti, proprio non vi è nulla di speciale: TR2 e TR3 possono essere sostituiti con tutti gli analoghi; diciamo BC 148, BC 168, BC 172, BC 183, BC 208 e BC 237 per il BC 108; e BFY 64, BSX 10, BSX 45, BSY 54, BSY 71 per il 2N 1711.

Altrettanto si può dire per i diodi.

L'assemblaggio della basetta non è certamente difficile, e come contenitore, visto che sono richieste misure-base di 150 mm (fronte) per 155 mm (profondità) per 50 mm (altezza) può servire benissimo una elegante scatola TEK0 modello «coppia» del prototipo. La Teko 383, ha esattamente le misure richieste e se non consente saldature, essendo in alluminio, ripaga della «lacuna» (che in questo caso peraltro non sussiste, in quanto non vi è una necessità reale di effettuare

connessioni saldate all'involucro) con una estetica piacevolissima.

Il circuito stampato, sarà montato sul fondo mediante distanziatori in ottone. I distanziatori ovviamente porranno a massa il negativo generale del circuito. I connettori di ingresso ed uscita, debbono essere coassiali, adatti all'uso per VHF ed all'impedenza in gioco (50 Ω). Saranno posti sul lato di fondo. Sul pannellino, potranno trovare posto l'indicatore di portante M1 se è previsto, l'interruttore «AM-SSB» (SW2) ed una eventuale spia di accensione (diodo LED).

La connessione tra le prese coassiali e la basetta sarà effettuata utilizzando spezzoni di cavetto RG-58/U lunghi 70-75 mm.

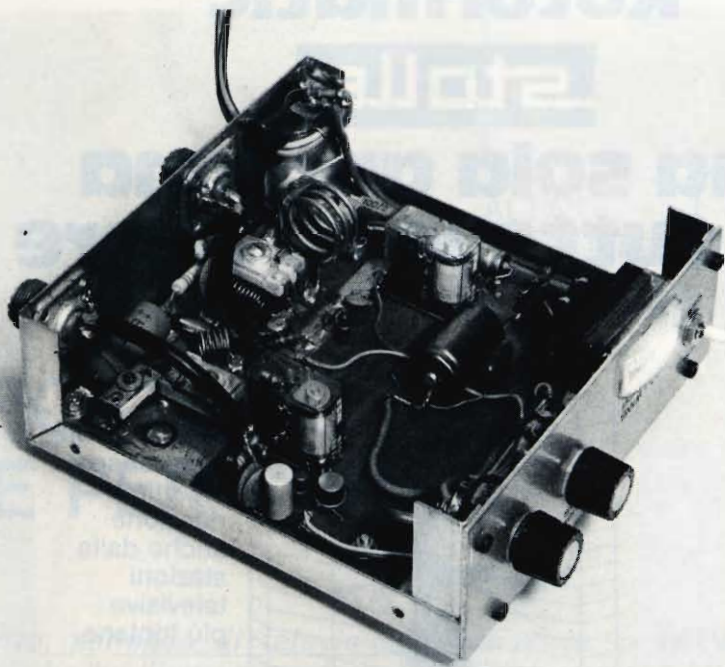
Certamente, il lettore si sarà premurato di controllare più volte il circuito stampato, prima di metterlo a dimora, quindi non insisto in questo senso.

Servirà però un'ulteriore occhiata a tutto l'assemblaggio, prima di passare alle regolazioni, perché a volte, è più facile incorrere in un errore «sciocco» che in uno «complicato». Ad esempio, il cavetto RG-58/U, se non è ben preparato per la connessione, a volte con il calore fonde ed entra in cortocircuito. Se il corto è sull'ingresso, è possibile che si rompa il finale del trasmettitore impiegato quale exciter, se è sull'uscita, è probabile che il TR1 vada fuori uso. Tra le due **disopportunità** non si saprebbe davvero quale scegliere, quindi ... attenzione!

Per procedere all'allineamento di questo lineare servono due strumenti. (Oltre che, ovviamente un trasmettitore per i «due metri»). Sono un wattmetro VHF munito di un fondo-scala pari a 50 W, ed un alimentatore stabilizzato in grado di erogare da 12 a 15 V con una corrente **continua** (ovvero CC erogabile di continuo, e non momentaneamente dell'ordine di 5 A).

Il wattmetro (dell'impedenza di 50 Ω) sarà connesso all'uscita, com'è logico, però impiegando un raccordo coassiale privo di perdite. Per l'alimentatore ... beh, occhio alle polarità!

Anche la connessione d'ingresso, dovrà essere molto buona, ed il trasmettitore-exciter di provata efficienza, stabile, in grado di erogare **al minimo** 3 W ed al massimo 5 W. Valori diversi da questi non



Vista interna dell'amplificatore lineare a cablaggio ultimato.

servono; semmai, ove il TX eroghi più di 5 W, si può abbassare la sua tensione di alimentazione.

Preparato il tutto, e data tensione, premendo il tasto push-to-talk del microfono, si deve udire lo scatto dei due relai RY1 ed RY2; la funzione sarà collaudata alcune volte, si da escludere qualunque difetto nell'interruttore elettronico, con SW2 chiuso ed aperto.

Si osserverà ora cosa indica il wattmetro, con l'eccitazione presente. Se l'ago proprio non si muove affatto, forse vi è qualche problema; infatti, anche completamente disallineato, l'amplificatore **qual-**

cosa deve pur erogare. E' bene ricontrollare subito il cablaggio e le connessioni, in questo sfortunato caso, perché con un errore nel cablaggio vi è sempre la possibilità di mandare fuori uso il 2N6459, che come abbiamo visto, ha un prezzo piuttosto elevato.

Se invece il wattmetro ... «scodinzola», fischiettando nel microfono, e premendo il pulsante, con una chiave di taratura in plastica, si inizierà a ruotare di mezzo giro la vite che comanda C1, poi quella del C2. Ad un certo punto, «stringendo» ulteriormente uno dei due compensatori, il valore RF, invece di

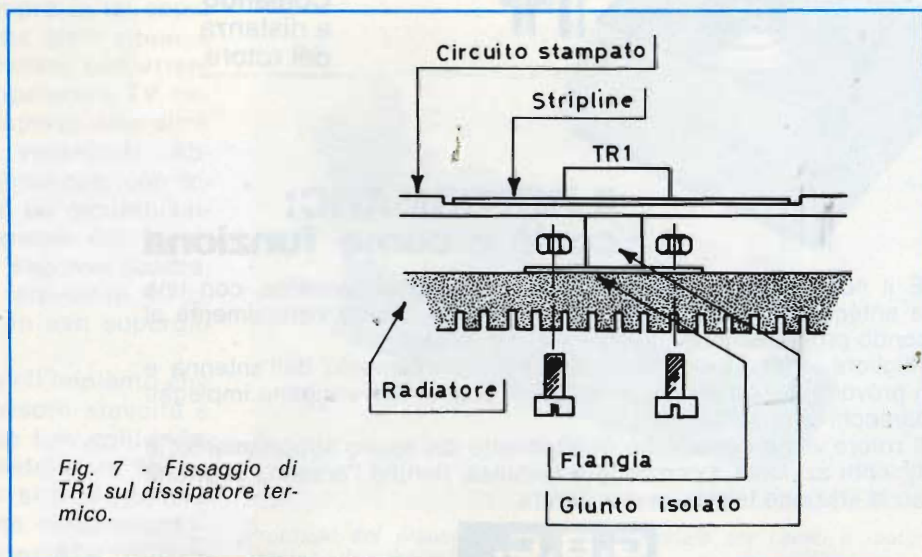


Fig. 7 - Fissaggio di TR1 sul dissipatore termico.

Rotormatic

Stolle

una sola antenna per tutte le TV libere

Antenna ad alto rendimento, in materiale resistente agli agenti atmosferici.



Amplificatore, che consente un'ottima ricezione anche dalle stazioni televisive più lontane.

Rotore che orienta l'antenna verso la stazione che si desidera ricevere.

Comando a distanza del rotore.

il ROTORMATIC: cos'è e come funziona

È il nuovo sistema studiato dalla Stolle, che consente, con una sola antenna, la ricezione di tutte le TV libere, oltre naturalmente al secondo programma RAI, Svizzera e Capodistria.

Migliora la ricezione, grazie all'esatto puntamento dell'antenna e non provoca alcuna perdita di segnale, poiché non vengono impiegati apparecchi di miscelazione.

Il rotore viene comandato direttamente dal vostro appartamento; è sufficiente azionare il comando a distanza, perché l'antenna si orienti verso la stazione televisiva desiderata.

G.B.C.
italiana

distributrice esclusiva dei prodotti Stolle

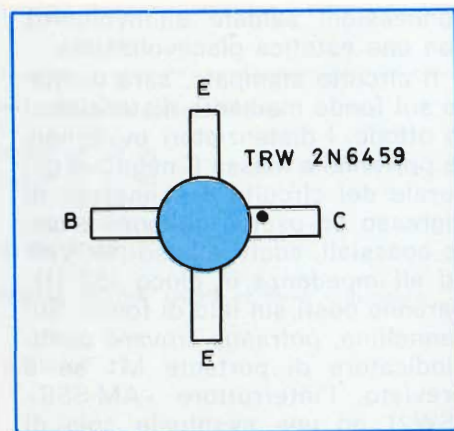


Fig. 8 - Zoccolatura del transistor «stripline» della TRW.

crescere inizierà a diminuire; chiaramente, sarà allora tempo di lasciarlo nella posizione trovata, eventualmente continuando a regolare l'altro sino ad ottenere il medesimo effetto.

C8 e C7 subiranno lo stesso trattamento, sempre con mezzo giro alla volta ciascuno, all'inizio, poi con un quarto di giro e **piccoli** spostamenti nella fase finale. Si noterà alle volte che il wattmetro passa bruscamente da 15 W a 25 o simili, e magari **retrocede** da 25 W a 15, non appena si ritocca «di un pelino troppo» un controllo. Se proprio la funzione fosse esasperata, conviene tornare all'ingresso, e regolare **alternativamente** C1 - C2 poi C7-C8, poi ancora C1-C2.

Se in nessun caso si riesce ad ottenere la potenza di 26-28-30 W, ed il TR1 scalda molto, assorbendo una corrente **forte**, vi è senza dubbio un errore negli avvolgimenti: ad esempio, la L3 può essere spaziata male: questa tra spira e spira deve avere una distanza di 3 mm. Una eccessiva «compressione» per esempio, causa l'impossibilità di accordare bene il power; di qui molta potenza assorbita e poca resa.

Raggiunto il valore ottimo (poco meno di 30 W, come ho detto, con 14 V circa di alimentazione) con la necessaria pazienza, vi sarà ancora da regolare R13 per evitare che l'indice di M1 «batta» sul fondo scala, ma vi giunga ... morbidamente, nel picco della modulazione.

Così, il «lineare davvero lineare» è pronto. Se è costruito con la necessaria cura, funzionerà a lungo senza dare alcun fastidio, e soprattutto senza dar fastidio agli altri utenti della gamma.

ALTA
FREQUENZA

ATV: PREAMPLIFICATORE PROFESSIONALE PER CANALI

di G. BRAZIOLI

Come abbiamo osservato in precedenza, parlando di televisione d'amatore, o «ATV», per la ricezione si impiega un convertitore che ha l'ingresso adatto alla banda dei 430 MHz (oppure dei 1296 MHz) e l'uscita sul canale «A» oppure «B», della prima banda TV (53,75 MHz - 59,25 MHz, oppure 62,25-67,75 MHz). All'uscita, normalmente si collega un televisore, che di solito, negli impianti più diffusi è un vecchio 17 pollici o 21 pollici a 70-90°, acquistato di seconda-terza mano e revisionato con pazienza, in certi casi, anzi in molti casi la sensibilità di tali apparecchi, pur riattati rimane molto bassa; inferiore al minimo necessario per ottenere un buon sincro sui segnali ATV ed una immagine dettagliata.

Si deve quindi impiegare sempre un televisore nuovo? Certo, la soluzione sarebbe valida, almeno se i TV in bianco-e-nero fossero tutti brillanti come sensibilità; il che non è. In alternativa si può far ricorso ad un amplificatore del segnale RF per i canali A-B che però deve essere molto ben studiato. Il booster può servire sia per le vecchie carabattole che per i televisori nuovi ma non brillanti.

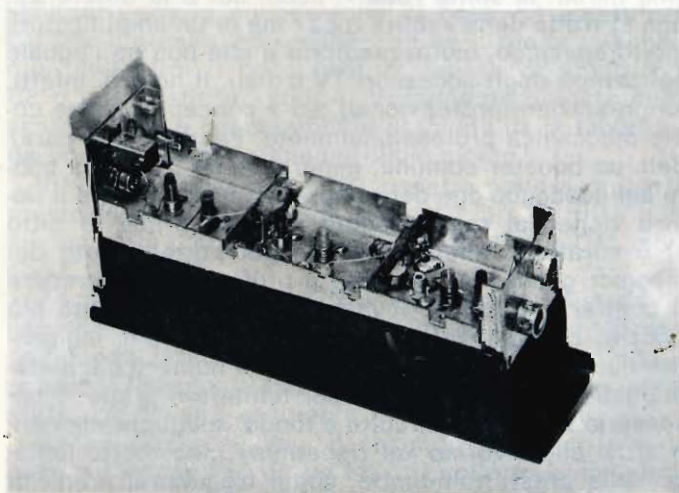
Presentiamo qui un amplificatore pensato professionalmente che utilizza componenti tradizionali ed offre un rendimento eccezionale.

Inutile ripetere o ampliare ciò che è stato anticipato nel sottotitolo; semplicemente, se il lettore è già dentro nel campo dell'ATV e possiede alcune pubblicazioni del settore, le sfogli per osservare l'aspetto delle stazioni dei «colleghi»; le varie fotografie del genere non mancano mai, anzi vi sono sempre in tal copia che noi abbiamo evitato di pubblicarne altre ritenendole inutili. Bene, se le foto sono scrutate con attenzione, l'interessato noterà che gli apparecchi TV impiegati per la ricezione «stonano» rispetto alle altre attrezzature, perché denunciano età venerande. Abbiamo sotto mano la QSL di un OM genovese, con relativa vista della stazione: accanto ad un modernissimo trasmettitore Teko, a tanti strumenti dai lucidi pannelli e dalle moderne maniglie a sagoma quadra, cosa si scorge? Horribile dictu, un televisore Gelo-so che serve come monitor del tipo in uso supergiù **dieci anni** addietro!

Altrettanto emerge dalla fotografia dell'impianto che ci ha inviato un OM torinese; il televisore stavolta è un Admiral, ma in fatto di vetustà può ben contendere con il precedente; è ancora il modello «a forma di cubo» con il mobile metallico che si può ritenere un vero e proprio pezzo di antiquariato elettronico!

Solo gli americani, nelle loro stazioni ATV utilizza-

no apparecchi recenti, con al massimo un paio d'anni di vita, ma si sa, negli U.S.A. i dollaretti ruzzolano che è un piacere, le retribuzioni sono triple o quadruple rispetto alle nostrane, mentre il costo degli apparecchi è più o meno identico; quindi colà è assai più



Prototipo del preamplificatore professionale per canali a realizzazione ultimata.

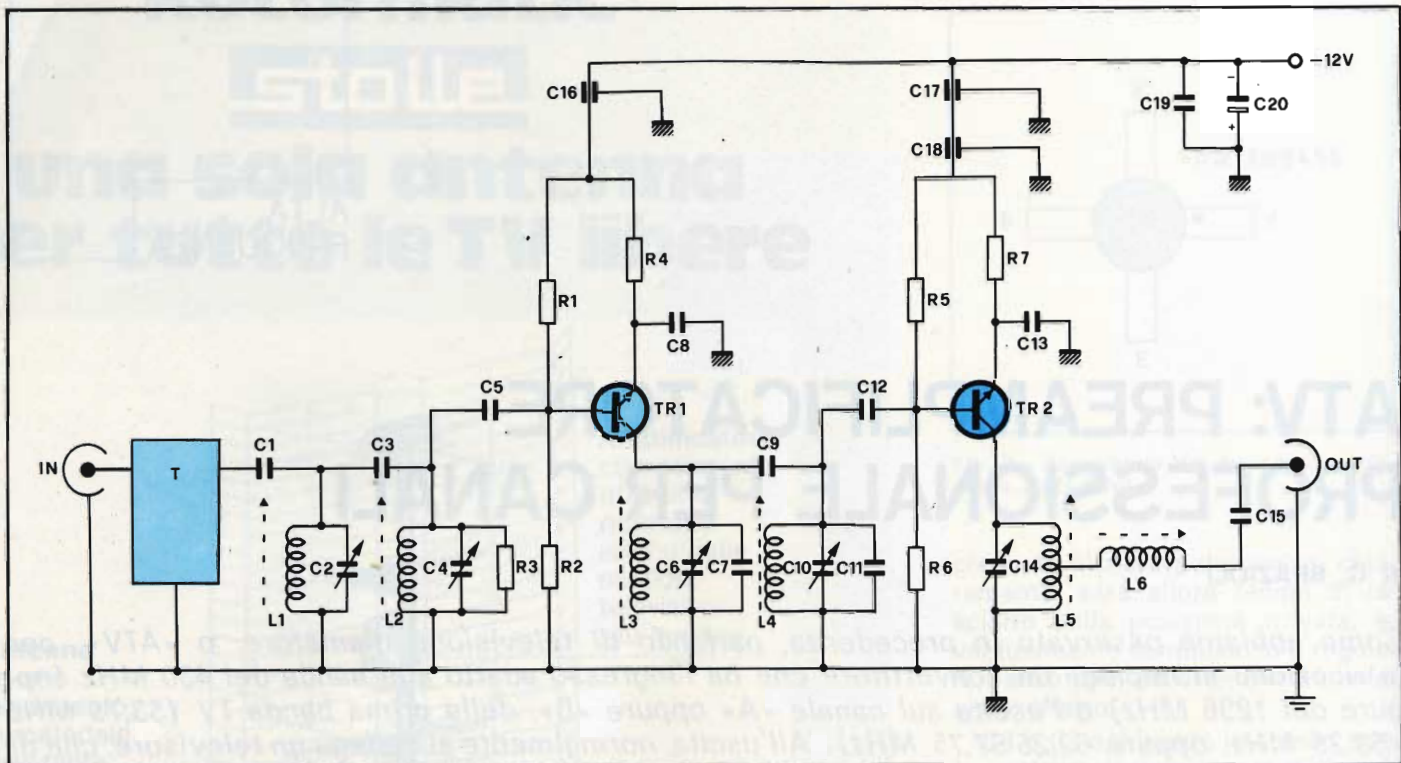


Fig. 1 - Schema elettrico del «booster» professionale per i canali televisivi A e B, destinato all'uso ATV amatoriale.

facile l'acquisto di ogni prodotto, anche se il costo della vita segue facilmente uno standard più elevato.

Tra l'altro, meraviglia anche vedere come OM non solo italiani, ma europei (francesi, britannici, olandesi) si rassegnino sempre ad utilizzare strani carcassoni televisivi che sembrano appena acquistati dal rigattiere, per la ricezione: evidentemente è comune il pensiero che l'unico componente della stazione su cui si può risparmiare è il TV-monitor.

Visto che tale pensiero è generalizzato (confessiamo che anche il televisore da noi adibito alla ricezione ATV è un GBC non certo nuovo) pensiamo possa essere utile il progetto di un «potenziatore» della sensibilità, ovvero di un booster da inserire tra il converter e l'ingresso del monitor. Molti appassionati del ramo, forse diranno: «eh ... ancora un booster, basta! Che barba, la solita roba!». Ecco, qui è la differenza: non si tratta della «solita roba» ma di un amplificatore molto specifico, molto meditato e che non ha l'uguale nel campo degli accessori TV usuali. Il nostro, infatti, ha prestazioni professionali, ed è concepito anche come meccanica professionalmente. Perché tanta cura? Beh, un booster comune, generalmente tiene più conto del guadagno che del rumore prodotto, mentre il nostro viene dal ragionamento inverso; prima di tutto si è curato il minimo rumore, poi l'ottenimento del maggior guadagno. Sebbene il profano possa credere il contrario, ottenere il minor rumore è alquanto più difficile che aumentare l'amplificazione; per ingigantire quest'ultima, basta aumentare il numero degli stadi posti in cascata, mentre per limitare il primo, è necessario studiare il circuito a fondo, scegliere elementi attivi che lavorino «al risparmio» cioè molto lontano dalle prestazioni-limite, come frequenza, prima di tutto, e poi in tutti gli altri parametri.

Occorrono inoltre diverse piccole «astuzie di pro-

getto» che solo l'esperienza insegna, ma non è tutto: l'amplificatore deve al tempo stesso servire da **preselettore**, ovvero deve tassativamente operare solo sui segnali desiderati, escludendo ogni disturbo a frequenza più elevata o più bassa, quindi deve anche essere **pesantemente filtrato**, ed ottenere questa funzione non è semplice e non appartiene di certo ai «booster» del commercio, che anzi sono a **larga banda**.

La nostra soluzione per tutti i problemi appare come schema elettrico nella figura 1. Il disegno appare abbastanza complesso, ma non deve intimidire, perché, come vedremo in seguito, la realizzazione può essere affrontata da parte di chiunque abbia una certa pratica di montaggi RF.

Seguiamo piuttosto il circuito, al fine di renderci conto delle varie funzioni.

L'ingresso ha il valore di 75Ω , per adattarsi all'uscita del convertitore da noi illustrato nel numero di luglio-agosto 1977, o di altri apparati similari. Al boccettone fa subito seguito un attenuatore Dralowid professionale a «T», che ha sempre il valore di 75Ω ; questo, comandato da un alberino frontale, serve da comando semifisso del guadagno per adattare il tutto ai diversi segnali, deboli, forti, addirittura «DX».

Il C1 porta i segnali al primo filtro, che comprende L1-C2 ed L2-C4. Tale filtro altamente selettivo (ha un «Q» ottimo) è strettamente accoppiato dal C3; R3 serve per allargare la banda quanto serve.

L'involuppo del segnale passa alla base del TR1 tramite C5.

Il TR1 è un moderno BFY90 S.G.S./ATES, transistoro dalla frequenza di taglio vicina ai 1000 MHz capace di dare un guadagno standardizzato di 12 dB. Il BFY90 è connesso con l'emettitore a massa (C8) per la polarizzazione si impiegano R1 ed R2, mentre per la stabilizzazione di emettitore serve R4.

Il collettore del TR1 fa capo ad un successivo doppio filtro formato da L3, C6 e C7, nonché L4, C10, C11; il C11 è opzionale, deve essere collegato solo se in sede di taratura l'accordo dà scarsi risultati. Anche in questo filtro C9 accoppia strettamente gli elementi che risonano; C12 trasferisce il segnale amplificato-filtrato al TR2.

Anche quest'altro, e più del precedente, è scelto con estrema oculatezza; si tratta di un transistor sempre S.G.S./ATES progettato per lavorare come amplificatore di potenza intermedia nei trasmettitori VHF; noi l'abbiamo preferito perché in questo circuito (dove lavora più che «al risparmio») dà un rumore comparativamente **bassissimo**.

Il TR2, opera a sua volta con l'emettitore comune (C13), polarizzato da R5-R6 e stabilizzato da R7; il guadagno ulteriore introdotto da questo transistor fa sì che all'uscita il rapporto generale V'/V sia dell'ordine di 23 dB, con un rumore massimo (che ci permettiamo di definire eccezionale) che non supera 3,7 dB.

Il secondo stadio non giunge all'uscita in modo aperiodico, come si fa in altri apparati più semplicistici, bensì tramite un ulteriore buon accordo filtrato: C14-L5, L6-C15.

Gli amplificatori a due stadi che lavorano nelle VHF con il massimo guadagno, non di rado tendono ad oscillare, quindi il disaccoppiamento sull'alimentazione è molto accurato; si impiegano i condensatori bypass C16, C17, C18 (passa chassis) e C19, C20, «crossing» tra positivo e negativo.

L'alimentazione del booster può essere ricavata da altri apparecchi presenti nella stazione ATV, essendo semplicemente a 12 V, senza necessità di stabilizzazione ($\pm 10\%$). Volendo, nulla impedisce di montare, come nel prototipo, un piccolo alimentatore interno formato da un trasformatore di rete da 5 W, un ponte rettificatore, un filtro spianatore a p-greco costituito da un resistore da 100 Ω e 3 W, due elettrolitici da 220 $\mu\text{F}/30 \text{ VL}$, un diodo zener da 12 V, 1 W.

In tal modo siamo già entrati nella **pratica** circuitali, quindi possiamo proseguire in tal modo verificando i dettagli di montaggio.

L'amplificatore impiega un contenitore TEK0 professional, formato da una scatola in ferro stagnato centrale che misura 210 mm in lunghezza, 55 in larghezza, 20 in profondità, più due frontalini e due scocche di chiusura: si veda la fotografia di testo.

La scatola è divisa in tre diversi settori accuratamente schermati reciprocamente tramite le «paratie» previste dalla Casa costruttrice che devono essere saldate a massa con un arnese dalla notevole potenza. In tal modo si hanno tre spazi, che andando dall'ingresso all'uscita misurano in lunghezza: 75 mm, 70 mm, 65 mm.

Nel primo spazio sono contenuti: l'attenuatore T; L1, L2, C2, C4, resistori e condensatori accessori. Le connessioni, come ben si vede dalla fotografia, sono corte e dirette, effettuate con gli stessi reofori delle parti, senza che intervenga alcun collegamento filare o ponticello. Le due bobine impiegano supporti del diametro di 6 mm, in plastica, muniti di nuclei svitabili: L1 è costituita da 8 spire strettamente affiancate, in filo di rame smaltato da $\varnothing 0,8 \text{ mm}$ **che serve anche per tutti gli altri avvolgimenti**.

L2 è identica.

ELENCO COMPONENTI

R1	= resistore da 4,7 k Ω - 1/2 W - 5%
R2	= resistore da 8,2 k Ω - 1/2 W - 5%
R3	= resistore da 1 k Ω - 1/2 W - 5%
R4	= resistore da 1,5 k Ω - 1/2 W - 5%
R5	= resistore da 560 Ω - 1/2 W - 5%
R6	= resistore da 2,2 k Ω - 1/2 W - 5%
R7	= resistore da 68 Ω - 1/2 W - 5%
C1	= condensatore ceramico a disco da 12 pF
C2	= compensatore a pistone da 3-22 pF
C3	= condensatore da 4,7 pF NPO
C4	= eguale al C2
C5	= eguale al C1
C6	= eguale al C2
C7	= condensatore ceramico da 5,8 pF
C8	= condensatore ceramico a «pasticca nuda» da 1 nF
C9	= eguale al C3
C10	= eguale al C2
C11	= condensatore ceramico da 5,6 pF
C12	= condensatore ceramico da 8,2 pF
C13	= eguale al C3
C14	= eguale al C2
C15	= condensatore ceramico da 15 pF
C16	= condensatore passante da 1 nF
C17	= eguale al C16
C18	= eguale al C16
C19	= condensatore ceramico da 1,5 nF
C20	= condensatore elettrolitico da 220 μF 12 VL
L1-L2-L3-	
L4-L5-L6	= vedi testo
T	= attenuatore professionale a «T», 75, della DRALOWID
TR1	= transistor tipo BFY90 (da non sostituire)
TR2	= transistor tipo 2N3866 (da non sostituire)
Accessori	= scatola TEK0 completa di divisori, supporti per le bobine muniti di nuclei per VHF, prese coassiali di ingresso e uscita, minuterie varie.

C2 e C4 sono del tipo «a pistone» da saldare sullo chassis e l'anello che forma lo statore serve da capocorda «caldo».

Il transistor TR1 è connesso «a cavallo» sullo schermo, con la connessione di base ed emettitore dal lato ingresso, ed il collettore ed il reforo «schermo» dall'altro. Il condensatore bypass di emettitore C8 è una pasticca «nuda» direttamente saldata sulla scatola (che è pesantemente stagnata dalla fabbrica) da un lato, ed al terminale nell'opposto.

Il filo di collettore del TR1 penetra nello scompartimento mediano e si salda a C6, C7, L3. Oltre a questo accordo, il comparto racchiude L4, C10 e C11, nonché C12.

Anche in questo caso C6 e C10 sono a «pistone» e servono da porta-connessioni sul lato caldo; gli avvolgimenti, sempre mantenendo il medesimo filo e supporto, hanno i dati seguenti: L3, 6 spire accostate; L4, 8 spire accostate.

Anche TR2 «cavalca» il secondo schermo, con la base e l'emettitore da un lato, il collettore dall'altro, ed anche questo transistor utilizza il C13 a forma di pasticca nuda saldata sulla lamiera. Il terzo scom-

COMUNICATO

**La validità della
campagna
abbonamenti
alle riviste JCE
è prorogata
al 20 febbraio 1978**

**Lo spostamento della data
è determinato da esigenze
di snellimento amministrativo.**

**La data del 20/2/1978
è perciò utile
per sottoscrivere
gli abbonamenti
e ricevere
gli omaggi.**

**È l'occasione
da cogliere
in tempo.**

parto della scatola contiene solamente C14, L5, L6, C15. La bobina L5 è costituita da 10 spire stesso filo e supporto con presa centrale, L6 utilizza 9 spire.

E' necessario dire che i terminali facenti capo alla massa generale devono essere **ottimamente** saldati, ed altrettanto vale per gli innesti dei componenti, dei bipass? Crediamo di no, perché se dovessimo trattare questi dettagli l'articolo sarebbe «senza fine ...».

Nel prototipo, le uscite **sono due** connesse direttamente in parallelo perché un coassiale giunge al televisore, l'altro ad uno «S-meter» appositamente realizzato di cui parleremo con ogni probabilità in futuro. Naturalmente, se non si prevede l'impiego di uno S-meter, l'uscita può essere unica.

Sorvoliamo sulla sezione alimentatrice per le ragioni suddette. Ora, fatto abbastanza importante, come si può allineare un amplificatore come quello descritto? Diremmo che qui iniziano le più dolenti note, perché come abbiamo specificato per gli altri blocchi circuitali che possono costituire un ricevitore «ATV», allo scopo servono strumenti molto precisi, molto attendibili, però non straordinari visto che normalmente equipaggiano il laboratorio del buon riparatore TV.

Serve uno sweep, all'ingresso, ed un tracciatore di curva all'uscita, naturalmente oscilloscopico. Se interessa per l'uso il canale «A», la curva di risposta dell'amplificatore deve essere **piatta** tra 53,75 e 59,25 MHz, con un rapido decadere degli estremi non oltre 3 MHz da ogni lato «alto» e «basso». Se interessa il canale «B» (la scelta dipende ovviamente dalle zone di lavoro) il tratto lineare di amplificazione deve correre da 62,25 MHz ad almeno 67,75 MHz.

La giusta banda passante, ed il ripido decadere del guadagno sulle frequenze vicine, può essere ottenuto regolando i nuclei delle bobine ed i compensatori. Poiché di questo «booster» sono stati realizzati numerosi esemplari, secondo le nostre abitudini, possiamo dire che la miglior banda piatta, anche con le tolleranze in gioco, è indicativamente ottenuta con C2-C4 alla metà del valore, C6 quasi al massimo del valore, C10 al minimo se manca C11, o al massimo nell'inverso.

C14 dovrà essere quasi sempre regolato per il massimo.

Relativamente alle bobine, se queste sono ben realizzate, L1 avrà il nucleo quasi tutto svitato all'esterno, L2 regolato mediamente; L3 sarà più o meno nelle condizioni di L1, L4 può avere il nucleo anche assente, L5, come L6 i nuclei quasi totalmente estratti.

Non vogliamo, con questa elencazione, dire che «se si fa così certo va tutto bene» perché gli stessi lettori ben comprendono che da un apparecchio all'altro vi sono sostanziali differenze costruttive, ma dare un «di massima» indubbiamente utile. Oppure un punto di partenza utile per le regolazioni strumentali, senza perdere tanto tempo.

Anche se si dispone di una sorgente di segnale dalla qualità mediamente buona, tipo «generatore di monoscopio-testa di indiano» sconsigliamo di effettuare la regolazione detta «per tentativi»; nessun televisore può essere più utile di un sistema che manifesti la curva di risposta. Certo, che se mancano i necessari sussidi, anche per tentativi, avendo la necessaria pazienza si può giungere ad un risultato accettabile; ma **accettabile** e non ottimo!

CONSIDERAZIONI SUL RENDIMENTO DEGLI ALTOPARLANTI

di S. GRISOSTOLO

Nell'atto di progettare un diffusore acustico, tra i diversi parametri che il progettista deve tenere in considerazione vi è quello relativo alla efficienza o rendimento del diffusore stesso.

Nell'articolo tale aspetto è esaminato, dal punto di vista tecnico, inteso come analisi delle diverse soluzioni proposte dagli inizi dell'alta fedeltà fino ai nostri giorni.

In un certo senso, l'elevato rendimento sta nei confronti di un sistema di altoparlanti come il risparmio di carburante sta al motore dell'automobile. Si tratta — sostanzialmente — di uno degli obiettivi verso i quali sono orientati diversi progettisti, che cercano con ogni mezzo di raggiungerlo, sebbene debbano spesso ricorrere ad un compromesso con altri parametri non meno importanti.

L'argomento è di una certa attualità anche per l'attività commerciale in senso stretto, dato che, come molti rivenditori sanno, l'acquirente di un impianto ad alta fedeltà viene spesso impressionato favorevolmente dal più potente tra due sistemi di altoparlanti confrontati tra loro, anche se (in alcuni casi specialmente) l'unica reale differenza che sussiste tra i due sistemi è quella di livello, che però nasconde altre importanti mancanze.

In altre parole, l'elevato rendimento è assai facile da dimostrare. Ciò che resta invece da dimostrare è in cosa consistano gli altri svantaggi che possono essere presenti in un diffusore ad alta efficienza.

RELAZIONI TRA RENDIMENTO E PRESTAZIONI

Il rendimento, che esprime semplicemente il rapporto tra la potenza acustica generata da un altoparlante e la potenza elettrica ad esso inviata, viene di solito considerato alto se può essere espresso con un valore percentuale relativamente elevato che la percentuale corrisponde al 10% o ad un valore maggiore), e basso se invece viene espresso da un valore dell'ordine di 0,5%, o ancora inferiore.

Per la maggior parte, i sistemi di altoparlanti per impieghi domestici attualmente usati presentano un rendimento nominale dell'ordine dell'1% o ancora inferiore, soprattutto nei confronti della gamma più bassa dello spettro sonoro. Tuttavia, come accade per il fattore di consumo da parte dei motori a scoppio, la percentuale del rendimento non ha alcun rapporto diretto con altre prestazioni caratteristiche di un altoparlante.

Ecco quindi una selezione degli argomenti che vengono considerati in favore del rendimento elevato, unitamente ad alcune polemiche che dovrebbero mettere i suddetti parametri in una migliore prospettiva. **Gli altoparlanti ad alto rendimento «suonano più forte»**

Ciò è vero in pratica per molti dispositivi ad alto rendimento, e costituisce anche un aspetto di notevole importanza negli impianti di amplificazione per usi pubblici, come pure nelle sale da concerto, dove gli altoparlanti a elevato rendimento possono essere accoppiati con amplificatori di grande potenza, per svolgere adeguatamente il ruolo che viene loro affidato.

Persino alcune installazioni domestiche di alto livello possono implicare l'impiego di altoparlanti ad alto rendimento, per ottenere il livello sonoro desiderato, ma ciò costituisce più l'eccezione che la regola.

Occorre comunque considerare che esiste un altro aspetto nei confronti del quale deve essere dimensionato il livello di ascolto: ci riferiamo alla potenza massima ammissibile.

Se un sistema di altoparlanti ad alto rendimento può produrre livelli di pressione acustica dell'ordine di 100 dB ad una certa distanza di ascolto, con una potenza di eccitazione di 1 W (più che sufficiente), mentre subisce danni rilevanti con una potenza di eccitazione di 2 W, il livello massimo di ascolto raggiunge il valore di 103 dB; tale valore però può essere eguagliato o persino superato da diversi sistemi a basso rendimento, ma a bassa distorsione che funzionino con amplificatori sufficientemente potenti.

Di solito, però per fortuna, gli altoparlanti ad alto rendimento presentano capacità di dissipazione di potenza elettrica applicata del tutto rispettabili, ed emet-

tono alti livelli di pressione acustica con una certa facilità, in quanto dissipano poca potenza elettrica sotto forma di calore (fenomeno questo che contribuisce in massima parte al deterioramento degli altoparlanti).

Tuttavia, anche sotto questo aspetto sono state riscontrate alcune eccezioni, sebbene siano piuttosto rare.

Gli altoparlanti ad alto rendimento suonano a livelli elevati anche se eccitati con una potenza elettrica ridotta.

Questo concetto può essere considerato esatto: tuttavia, se desta un certo interesse in virtù della probabilità di un risparmio sull'acquisto dell'amplificatore, è opportuno considerare più attentamente.

Gli altoparlanti di buona qualità e di rendimento elevato non sono affatto economici: può capitare infatti che l'alto rendimento in un buon altoparlante determini costi di produzione e di vendita elevati, tali che la spesa necessaria per l'acquisto può essere sfruttata per allestire un impianto stereofonico di tipo più convenzionale.

In altre parole, gli altoparlanti ad alto rendimento, abbinati ad un amplificatore di potenza ridotta, possono comportare una spesa molto maggiore di quella che si riscontra impiegando altoparlanti a basso rendimento, pilotati da un amplificatore di grande potenza.

Gli altoparlanti ad alto rendimento «suonano più forte» con minore distorsione

Si e no. Alcuni progettisti di sistemi di altoparlanti a sospensione acustica ed a basso rendimento hanno sostenuto per molto tempo che i «Woofers» da essi adottati presentano una distorsione armonica inferiore, ed una potenza di uscita utile più elevata nei confronti delle frequenze più basse, rispetto a qualsiasi altro impianto del tipo ad alto rendimento, che potesse reggere al confronto.

Apparentemente, i loro argomenti hanno qualche merito. Ad esempio, alcuni sistemi ad alto rendimento di una certa popolarità presentano una potenza acustica di uscita quasi virtualmente nulla quando la frequenza dei segnali da riprodurre si trova molto al di sotto del limite di 45 Hz.

Di conseguenza, sebbene essi possano vantare rendimenti del 5 o del 6% al di sopra di 50 Hz, il loro livello di uscita nominale alla frequenza di 30 Hz può essere considerato quasi pari allo 0%, rispetto probabilmente allo 0,25% che caratterizza un sistema di medie caratteristiche, del tipo a sospensione acustica.

In questo caso, è chiaro che l'altoparlante a basso rendimento vince «per difetto».

Per quanto riguarda invece i suoni a frequenza più elevata, i sistemi ad alto rendimento impiegano complessi magnetici di una certa robustezza, in grado di funzionare con potenze di uscita sorprendenti, prima che possano essere riscontrate delle distorsioni percepibili dall'orecchio umano.

Con determinati livelli d'ascolto (piuttosto elevati) è presumibile che si presentino fenomeni di distorsione con qualsiasi sistema a basso rendimento, ma l'intero problema si riduce a quale vuole essere il livello effettivo di ascolto.

Se ci riferiamo a livelli di riproduzione per i quali entrambi i sistemi di altoparlanti funzionano bene, entro i rispettivi limiti di potenza, non esiste alcun moti-

vo valido per il quale un sistema può essere migliore dell'altro, o viceversa. Tuttavia, vale la pena di notare che molti altoparlanti ad alto rendimento, progettati con lo scopo di sonorizzare spazi volumetrici notevoli, possono risultare alquanto direzionali a distanza ridotta, mentre alcuni tipi di altoparlanti per impieghi domestici o di minore rendimento funzionano con una caratteristica di dispersione che maggiormente si adatta all'ascolto da distanza ridotta.

MOTIVI TECNICI DELL'INEFFICIENZA DI ALCUNI ALTOPARLANTI

C'è stata un'epoca, diversi anni orsono, in cui praticamente tutti i buoni sistemi di altoparlanti per impianti domestici presentavano un rendimento quanto meno moderato. Era anche l'epoca in cui non erano ancora in commercio gli impianti stereo, per cui era necessario soltanto un trasduttore acustico, che aveva la tendenza a presentare dimensioni piuttosto notevoli.

Una volta creata la riproduzione stereofonica, sorse immediatamente l'esigenza di disporre di altoparlanti di minori dimensioni, esigenza che venne prontamente soddisfatta con l'introduzione delle casse per altoparlanti del tipo da installare sulle librerie, normalmente denominati «bookshelf-size».

Alcuni di questi modelli mantennero un'efficienza, (rendimento) abbastanza soddisfacente attraverso un semplice espediente che consisteva nell'eliminare ogni responso della gamma molto bassa delle frequenze. Altri mantennero e persino estesero invece il responso sulle frequenze basse, con un certo sacrificio però del rendimento.

Oggi, vale a dire ora che la tecnica concettuale sulla quale si basa la progettazione degli altoparlanti è stata notevolmente perfezionata, possiamo rilevare che — in genere — la riduzione delle dimensioni di un sistema di altoparlanti porta inevitabilmente ad un minore rendimento sulle frequenze più basse (e probabilmente anche sul massimo livello sonoro ottenibile), vale a dire sul rendimento.

Fortunatamente, l'introduzione degli altoparlanti «bookshelf» si è verificata in un'epoca in cui gli amplificatori cominciarono a diventare sia più potenti sia più economici, per cui tutti i perfezionamenti apportati dal punto di vista del rendimento contribuirono poco, alle prestazioni globali dell'impianto.

Esistono però altre ragioni per le quali il rendimento della maggior parte degli altoparlanti di buona qualità continua a tendere ad assumere valori piuttosto ridotti. L'aneddoto che segue ne illustra alcune.

Un tecnico si accinse a progettare un sistema di altoparlanti. Egli scelse una unità che gli sembrava adatta e abbastanza economica, la montò in una cassa acustica, e eseguì quindi delle misure, per studiare cosa sarebbe accaduto. (Incidentalmente, poteva trattarsi di qualsiasi tipo di altoparlante, ad esempio un «Woofers», un «Mid-range», oppure un «Tweeter», poiché la struttura magnetica che racchiude la maggior parte dei «Tweeter» si comporta alla stessa stregua della cassa acustica nelle quali viene installato un «Woofers»).

Come risultato, egli ottenne una curva di responso come quella illustrata in tratto continuo nel grafico che riportiamo: osservando questa curva si può rilevare

che l'altoparlante presentava un buon rendimento in diversi punti lungo la sua gamma di responso, soprattutto nella zona A, nella quale essa presenta la classica risonanza in cassa acustica (piuttosto priva di smorzamento, nella fattispecie), con una caduta piuttosto rapida, e nella zona C, dove però le gravi irregolarità della curva di responso denotano che il cono sembra quasi sul punto di rompersi, vibrando con notevole ampiezza entro piccoli tratti della curva di responso, anziché lungo il suo intero sviluppo. Dalla curva si poteva dedurre che quell'altoparlante funzionava con un rendimento acustico soddisfacente per una potenza di eccitazione piuttosto esigua, ma anche che i suoni da esso prodotti risultavano piuttosto miseri con una zona di risonanza bassa (A) e suoni stridenti nella gamma più acuta (C).

Solo nella zona B, che risultava piatta e priva di picchi si otteneva quella qualità sonora che viene considerata auspicabile da qualsiasi progettista, e che il nostro tecnico cercava di ottenere lungo l'intera curva di responso.

Quindi, cosa decise di fare?

Innanzitutto, se l'altoparlante consisteva in un «Midrange» oppure in un «Tweeter», egli poteva eliminare la zona A, risolvendo completamente il suo problema mediante la scelta di una frequenza di «crossover» più elevata.

Se si trattava invece di un «Woofers», egli avrebbe dovuto probabilmente mantenere la zona A, ma avrebbe dovuto smorzarla in modo che si adattasse meglio al livello corrispondente alla zona B. In entrambi i casi, egli perdeva indubbiamente qualcosa in efficienza pur ottenendo un miglioramento sotto il punto di vista qualitativo.

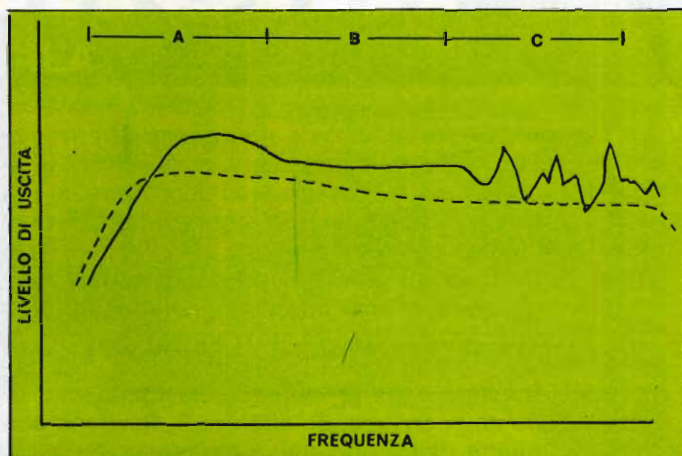
Considerando ora la zona C, le difficoltà erano minori, ma anche nei suoi confronti esistevano due possibilità di intervento fondamentali. Egli poteva eliminare la zona C attraverso la rete di «crossover» (e ciò significava generalmente l'aggiunta di una unità supplementare per riempire la curva di responso in quella gamma di frequenze, con un'alternativa piuttosto costosa), oppure poteva riprogettare il cono dell'altoparlante in modo da controllare il punto di rottura che determinava l'inconveniente.

Tuttavia, effettuando la modifica del cono, quel tecnico lo rese più pesante (il che corrispondeva a spostare su di un valore più basso la curva tipica di risonanza, in modo che il rendimento globale risultasse ridotto, nel senso che la curva di responso assumeva l'andamento illustrato in tratteggio nel medesimo grafico.

Questa modifica poteva essere considerata in un certo qual senso controproducente almeno per quanto riguardava il rendimento, ma diede adito alla realizzazione di un trasduttore di qualità elevata, nel senso che la gamma utile delle frequenze riproducibili era stata estesa in modo più che apprezzabile. Ciò — in definitiva — costituì un notevole passo in avanti agli effetti del risultato finale dell'intero impianto, e del suo costo.

IL FATTORE PIU' IMPORTANTE PER IL RENDIMENTO

Vale certamente la pena di rilevare che qualsiasi progetto di un sistema altoparlante amplificatore rappresenta il risultato cumulato degli sforzi compiuti dal



Le prestazioni originali del trasduttore (rappresentate dalla curva in tratto continuo) possono essere «migliorate» e possono quindi assumere un andamento più soddisfacente per il progettista, come quello espresso dalla curva tratteggiata, ma — contemporaneamente — con un certo sacrificio per quanto riguarda il rendimento.

progettista per risolvere i problemi di maggiore importanza. Se il rendimento fosse stato il problema più importante per il nostro tecnico, egli avrebbe dovuto trovare un altro modo per rendere il suo sistema efficiente e buono, eventualmente a scapito del responso sulle frequenze basse, o delle dimensioni.

Il rendimento è stato sempre considerato come un argomento di grande importanza da parte di alcuni Fabbricanti di altoparlanti del passato, quindi è importante per chiunque si interessi seriamente di questa branca dell'elettronica, avere la possibilità di valutare questo parametro, e di tenerne conto sotto ogni possibile punto di vista. Ecco quindi alcune norme al riguardo.

Il rendimento globale di un diffusore dotato di più altoparlanti dipende solitamente dal rendimento del «Woofers». Se un altoparlante A presenta le stesse dimensioni di un altoparlante B, ma risulta almeno in teoria diverse volte più efficiente, assicurarsi che esso non presenti invece un rendimento scadente sulle frequenze basse, con un rapporto di grandezza del medesimo ordine. Si rammenti che, installando nella medesima cassa acustica un «Woofers» di maggior rendimento, si ottiene in genere una riduzione delle prestazioni sulle frequenze molto basse.

L'aumento del rendimento è uno dei possibili motivi per impiegare una cassa acustica munita di un foro supplementare sul pannello anteriore, cioè di una cassa «a riflessione».

Questo condotto di uscita tarato, consente un aumento del rendimento dell'unità per le frequenze basse di circa 3 dB, ma con alcune alterazioni sul responso globale alle frequenze basse, ed inoltre si ottiene anche una discesa più ripida della curva di responso, nei confronti dell'estremità sinistra.

Esistono però diversi tipi di casse acustiche munite di questa uscita supplementare per le onde sonore, ed esistono anche diversi metodi per sintonizzarla, per cui l'aumento del rendimento (se sussiste) non è prevedibile, semplicemente con calcoli teorici.

Alcune casse acustiche di questo tipo non presentano alcun vantaggio agli effetti del rendimento rispetto ad una cassa completamente chiusa, ma può darsi

che si sia fatto uso dell'uscita supplementare delle onde sonore, per ottenere altri vantaggi, come ad esempio un maggiore responso sulle frequenze più basse.

Incidentalmente, i sistemi di altoparlanti che impiegano di solito radiatori supplementari passivi per le frequenze basse possono essere considerati come tipi speciali di casse a riflessione nel qual caso sussistono le medesime regole.

Il controllo di volume dell'amplificatore non può essere considerato come un sistema sufficientemente sicuro per indicare il rendimento relativo, quando si confrontano tra loro diversi tipi di altoparlanti. Se l'altoparlante A, dopo aver predisposto la manopola su una posizione che corrisponde alle ore 9, funziona con lo stesso volume di ascolto dell'altoparlante B, quando per quest'ultimo la manopola del volume viene predisposta sulle 12, ciò potrebbe significare che l'altoparlante A presenta un rendimento maggiore. Il fenomeno può però anche significare che l'altoparlante A è caratterizzato da un'impedenza molto più bassa, per cui fa erogare una quantità molto maggiore di potenza dall'amplificatore, a parità di posizione del potenziometro del volume.

Le medesime considerazioni possono essere appli-

cate ad alcuni esemplari dei cosiddetti sistemi di altoparlanti «equalizzati». Questi diffusori possono presentare di per sé un rendimento più che soddisfacente a frequenze intermedie, mentre possono invece denotare un rendimento molto scarso sulle frequenze molto basse.

Per rimediare a questo sbilanciamento, il progettista di solito aggiunge un equalizzatore elettronico, per aumentare la intensità dei segnali a frequenza bassa. Tuttavia, con questo provvedimento egli aumenta anche le esigenze di potenza richieste all'amplificatore, sebbene la regolazione del volume possa essere piuttosto bassa, ed anche se l'amplificatore sembra apparentemente adattarsi a questa situazione.

La sezione predisposta per la riproduzione di suoni a frequenza bassa del sistema di altoparlanti risulta in tal caso ancora a basso rendimento, e implica quindi sempre la disponibilità di una forte potenza, per poter generare una pressione acustica elevata.

Non tutti i sistemi equalizzati fanno però uso di una notevole esaltazione delle frequenze basse. Nella maggior parte dei casi le cifre riportate in riferimento a questa esaltazione sono facilmente rilevabili, e possono servire come guida agli effetti delle esigenze di potenza per un determinato livello d'ascolto.

Novità! Risparmio! Precisione!



A richiesta caricatore per resistenze sciolte che si può mettere e tagliare alla macchinetta taglia-piega per Nastrato secondo le Vostre esigenze di lavorazione.

Nuova macchinetta taglia-piega per resistenze nastrate grandi e piccole.

Registrate per qualsiasi misura o grandezza. Progettate per risolvere l'elevato costo della mano d'opera sul piccolo o medio artigiano e sull'Industria risparmiando tempo e avendo il prodotto preciso e risultato ottimo a modico prezzo, recuperando la spesa in poco tempo sulla mano d'opera.

Pezzi tagliati l'ora dai 30.000 ai 50.000.
Alimentazione 24 Volt.

Per informazioni telefonare o scrivere a:

O.LA.MEF s.n.c.
Officina Lavorazione Meccaniche
di Pier Giorgio e Renzo Fausone
Via Nizza Reg. Monforte, 121
Tel. (0141) 81.506 - 831.536
CANELLI (Asti)

INDUSTRIE

Formenti

ITALIA

LINEA

PHOENIX



PH 6026 TC - ZENIT

Televisore a colori da tavolo 26"

ULTRAMODULAR TELECOMANDO

INDUSTRIE FORMENTI ITALIA S.p.A.

direzione commerciale e sede legale
MILANO Via Fluggi, 2 - 20159 - Telef. 02/680.258 - 603.578

stabilimenti

CONCOREZZO (MI) (20049) Casella Postale 18 - Via Ozanam, 32 - Tel. 039/640.821/2/3/4/5

SESSA AURUNCA (CE) (81100) S.S. Domiziana Km. 0,830 - Tel. 0823/930.052

LISSONE (MI) (20035) Via Matteotti, 61A - Tel. 039/41123/4

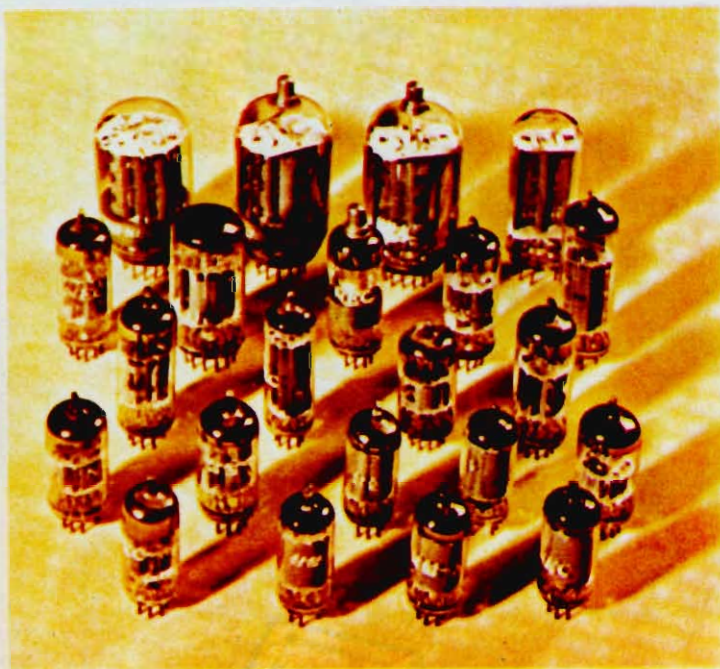
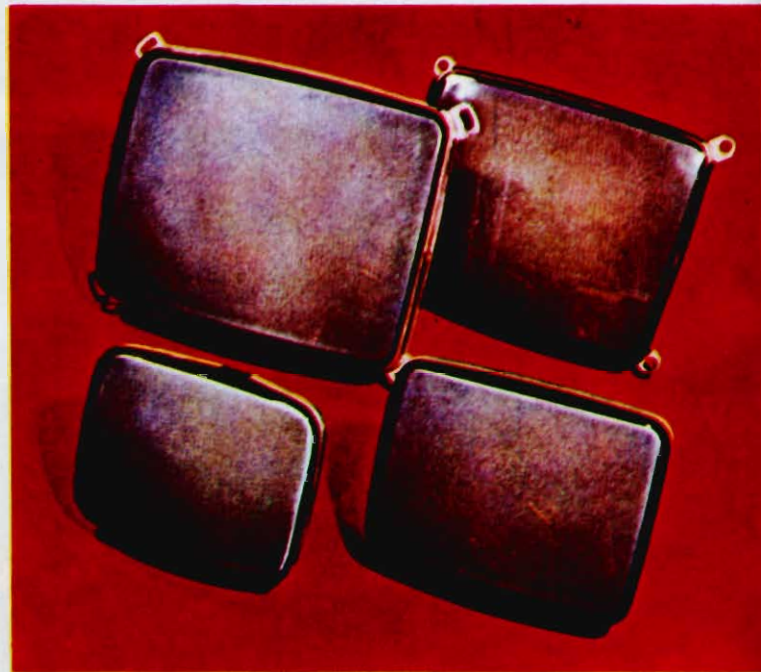




ITELCO
ELETTRONICA MARCHIO REGISTRATO

**PER L'INDUSTRIA
E RICAMBI:**

- Cinescopi 4,5"-5"-6"-9"-11"-12"-14"-17"
- Cannoni elettronici 20 e 29 mm.



**PER L'INDUSTRIA
E RICAMBI:**

- Tubi riceventi serie europea
- Tubi riceventi serie americana
- Tubi Vidicon per telecamere



ITELCO
ELETTRONICA

Sede Legale e Commerciale: Via Gran S. Bernardo, 16 - Tel. 34.90.497-31.58.36
Magazzino e Servizio Tecnico: Via California, 7 - Tel. 48.77.97-48.77.98
TELEX 53534 - MILANO

PROGRESSI TECNICI DELLA PROGETTAZIONE DI GIRADISCHI

di S. GRISOSTOLO

A seguito delle iniziative intraprese da alcune importanti Fabbriche che operano in questo campo, sono state migliorate le prestazioni dei giradischi, soprattutto per quanto riguarda la costanza della velocità di rotazione, la silenziosità, la protezione dei dischi ed il passaggio di segnali indesiderati dal motore ai circuiti di ingresso dell'impianto di amplificazione. L'articolo che segue sintetizza ciò che è stato fatto di recente in questo settore, ed illustra alcuni particolari costruttivi.

Negli ultimi anni si sono registrati grandi progressi tecnici nella fabbricazione dei giradischi a partire dalla presentazione del sistema denominato a «trasmissione diretta», rappresentato dalla sigla «DD» («direct drive»), che si è affiancato al sistema convenzionale di trazione mediante cinghie o pulegge.

Questo nuovo metodo di trasmissione dal motore al piatto rotante consente di ottenere notevoli risultati, sotto il punto di vista dei fenomeni di «wow» e «flutter», come pure per quanto riguarda il rapporto tra segnale e rumore.

A differenza dei sistemi basati sull'impiego di cinghie e di pulegge, il sistema «DD» non implica l'impiego di componenti meccanici accessori per trasferire l'energia rotante generata dal motore, oltre al fatto che contribuisce a neutralizzare le interferenze esterne ed il peggioramento qualitativo dell'ascolto derivante da eventuali circuiti di alimentazione in corrente alternata. Infine, si è rivelato utile per migliorare le prestazioni globali di un giradischi, e per prolungare la durata utile dell'apparecchiatura.

Sebbene si tratti di un sistema adottato in un primo tempo soltanto nei giradischi di qualità elevata, attualmente il suo impiego è stato esteso anche ad alcuni giradischi di qualità media, e di produzione di massa.

I MOTORI PER I GIRADISCHI «DD»

Le prestazioni di un giradischi appartenente a questa nuova ca-

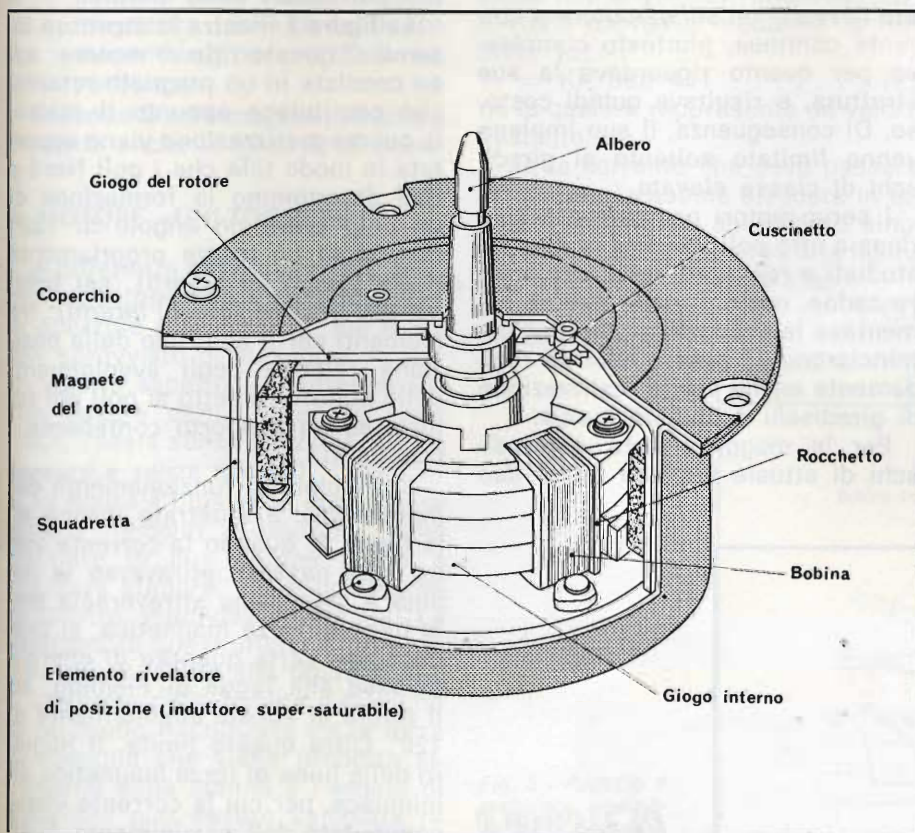


Fig. 1 - Spaccato di un servo-motore funzionante a corrente continua, del tipo BSL.

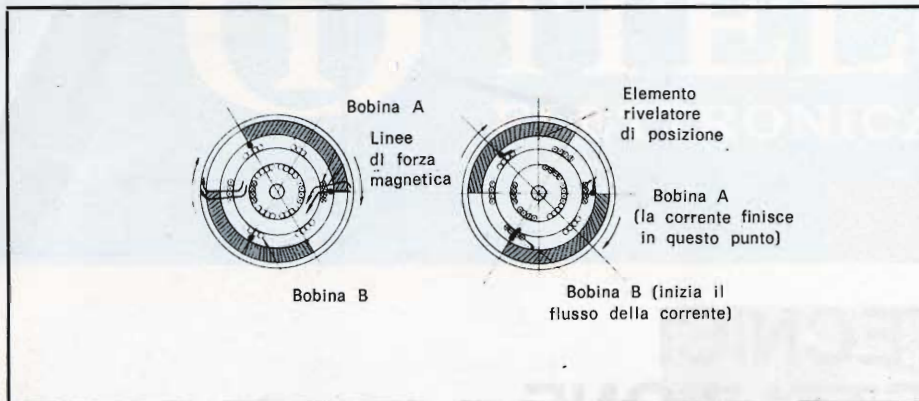


Fig. 2 - Principio di rotazione nel servo-motore per corrente continua tipo BSL.

tegoria, in cui il piatto viene ad essere parte integrante del motore stesso, si imperniano sulle caratteristiche intrinseche del motore «DD».

Dal momento che il piatto ruota con una velocità molto bassa, le eventuali mancanze di uniformità nella forza di torsione determinano i fenomeni noti con i nomi di «wow» e «flutter»; se tali mancanze di uniformità della forza di torsione si verificano nella gamma di frequenze che interessa il secondo fenomeno citato, quest'ultimo non può essere eliminato neppure aggiungendo al sistema di trascinamento un dispositivo supplementare di correzione.

Innanzitutto, prenderemo in considerazione il servo-motore multipolare a corrente continua. Si tratta di un motore che, dal punto di vista strutturale, è suscettibile di mancanze di uniformità nella forza di torsione, che — a loro volta — determinano una certa incostanza nella velocità di rotazione.

Esistono numerosi sistemi mediante i quali è possibile rendere minima tale mancanza di uniformità: ad esempio, è possibile aumentare il numero delle fessure presenti nello statore, allo scopo di aumentare in modo proporzionale la

frequenza delle mancanze di uniformità della forza di torsione, facendo così in modo che esse vengano assorbite dal piatto rotante, che grazie alla sua notevole massa inerziale, contribuisce a mantenere costante la velocità di rotazione.

D'altro canto, i servo-motori funzionanti a corrente alternata denotano con minore entità queste mancanze di uniformità della forza di torsione, ma il rendimento del motore è molto basso, per cui tende a trasformare l'energia elettrica in calore con maggiore facilità.

Il sistema a trazione diretta («DD») cominciò ad essere adottato nel 1968, ed il primo motore era in realtà un servo-motore a corrente continua, piuttosto complesso per quanto riguardava la sua struttura, e risultava quindi costoso. Di conseguenza, il suo impiego venne limitato soltanto ai giradischi di classe elevata.

I servo-motori per corrente continua a otto poli vennero in seguito studiati e realizzati, ed il loro prezzo cadde, mano a mano che ne aumentava la produzione, per cui cominciarono ad essere adottati rapidamente anche per la realizzazione di giradischi di qualità media.

Per la maggior parte, i giradischi di attuale impiego fanno uso

di servo-motori a corrente continua che presentano appunto otto poli. Tuttavia, dal momento che la mancanza di uniformità della forza di torsione di questi motori è ancora relativamente elevata, questi tipi di giradischi lasciano ancora spazio per quanto riguarda il miglioramento delle loro prestazioni.

Questo fatto ha dato adito a diverse iniziative attraverso le quali si è tentato di sviluppare nuovi tipi di motori del tipo «DD», che avessero una struttura più semplice, e che consentissero nel contempo di ridurre ulteriormente le mancanze di uniformità della forza di torsione. I due modelli sviluppati più recentemente sono il servo-motore denominato BSL per corrente continua, ed il modello «UNI-torque».

IL SERVO-MOTORE BSL PER CORRENTE CONTINUA

Il servo-motore tipo BSL (incidentalmente, questa sigla costituisce le iniziali dei termini inglesi «Brush and Slot-less», vale a dire «senza spazzole e senza fessure») è sprovvisto appunto di fessure nello statore, ed è stato studiato allo scopo di linearizzare, la forza di torsione, sfruttando le caratteristiche particolari dello statore.

La figura 1 illustra la struttura interna di questo tipo di motore: esso consiste in un magnete rotante, che costituisce appunto il rotore, la cui magnetizzazione viene apporata in modo tale che i poli Nord e Sud determinino la formazione di un polo entro un angolo di 120°, nonché in un rotore propriamente detto (giogo ed albero), sei bobine, uno statore (giochi interni), tre elementi per il controllo della posizione relativa degli avvolgimenti dello statore rispetto ai poli del rotore, ed un supporto contenente i cuscinetti.

Il principio di funzionamento del motore BSL è illustrato invece alla figura 2: quando la corrente viene fatta passare attraverso la bobina A, che viene attraversata dalle linee di forza magnetica, si produce una certa quantità di energia in base alla legge di Fleming, ed il rotore si sposta angularmente di 120°. Oltre questo limite, il numero delle linee di forza magnetica diminuisce, per cui la corrente viene commutata dall'avvolgimento A all'avvolgimento B, attraverso il qua-

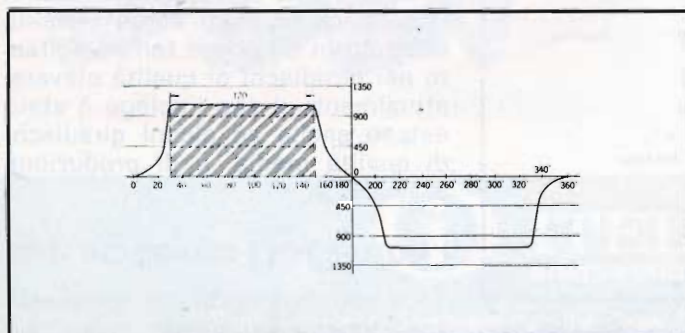


Fig. 3 - Densità di flusso del magnete rotante.

le cominciano a passare nuove linee di forza magnetica, per cui il rotore si sposta di altri 120°.

Di conseguenza, la corrente viene commutata tre volte per ciascuna rotazione completa della parte mobile. Per la realizzazione di questo principio si fa uso di induttori saturabili, che svolgono la funzione di elementi rivelatori della posizione agli effetti della commutazione.

La distribuzione della densità di flusso magnetico del magnete facente parte del rotore è sostanzialmente piatta, come si osserva nel grafico di **figura 3**. Il numero delle linee di forza magnetica è costante entro un settore di 120°, vale a dire entro la zona in cui viene prodotta la forza meccanica di rotazione, quando la corrente passa attraverso gli avvolgimenti. La forza «F» che viene prodotta può essere espressa mediante la seguente formula:

$$F = BIN L \dots \dots \dots (1)$$

nella quale:

F = forza prodotta

I = numero delle spire dell'avvolgimento

L = lunghezza effettiva dell'avvolgimento

B = numero delle linee di forza magnetica (densità del flusso magnetico) per unità di superficie

Essendo B ed I costanti, risulterà costante anche la forza di torsione.

IL MOTORE «UNI-TORQUE»

A differenza del motore BSL, questo nuovo tipo non è soltanto privo di spazzole e di fessure, ma è anche sprovvisto di nucleo, e — sotto questo aspetto — potrebbe anche essere definito con la sigla BSCL (ossia senza spazzole, senza fessure e senza nucleo).

La **figura 4** illustra lo spaccato di questo modello di motore: esso consiste in due bobine piatte a struttura stellare, ed in un magnete rotante, suddiviso in otto poli. La struttura di quest'ultimo è resa ancora più evidente alla **figura 5**.

La forma della bobina è tale che la relazione riscontrata tra la forza di torsione che viene prodotta all'interno della bobina e l'angolo di rotazione può essere calcolata rispetto ad un'onda sinusoidale (vedi **figura 6-A**).

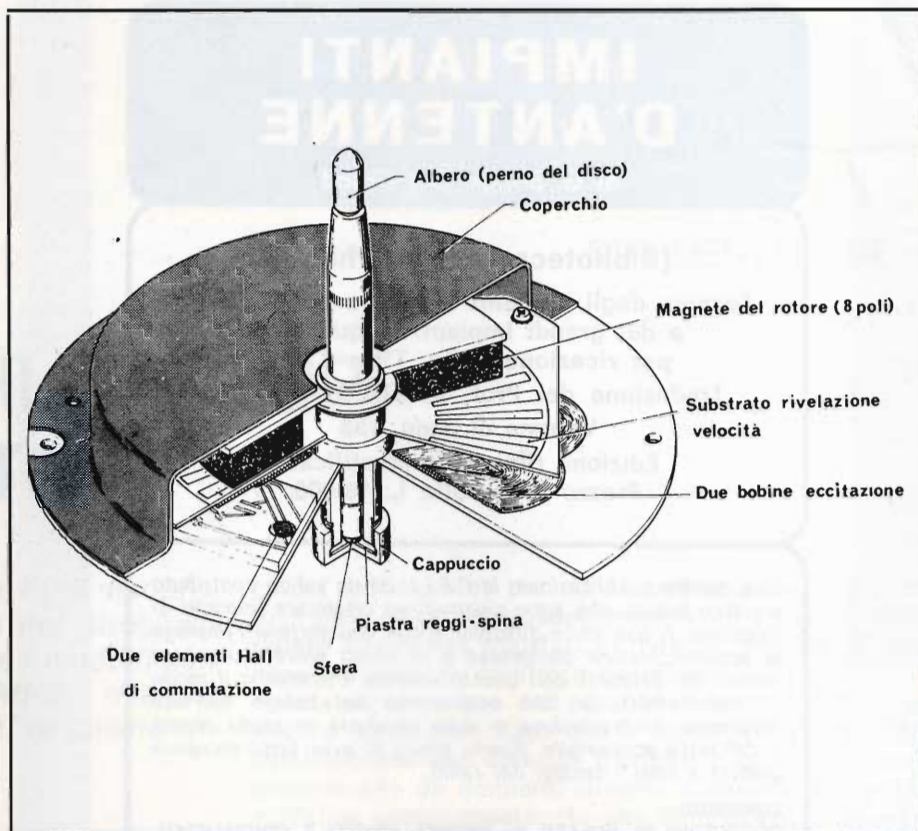


Fig. 4 - Spaccato del motore tipo «Uni-torque».

L'entità di questa forza di torsione (T_1) in questo caso è una funzione dell'angolo di rotazione (Θ), e viene espressa mediante la formula (2):

$$T_1 = K i_1 \text{ Sen } 4 \Theta \dots \dots \dots (2)$$

nella quale K rappresenta un valore costante.

Se la corrente che deve passare attraverso le bobine disposte in tal modo assume un andamento sinusoidale, come si osserva alla figura 6-B, avremo in tal caso che:

$$i_1 = I \text{ Sen } 4 \Theta \dots \dots \dots (3)$$

di conseguenza,

$$T_1 = KI \text{ Sen } 4 \Theta \dots \dots \dots (4)$$

L'altro gruppo di bobine (2) viene a trovarsi in una posizione che si trova spostata di 22,5°. L'angolo di fase della corrente che scorre attraverso la bobina (1) differisce di 90° da quello della corrente che scorre attraverso la bobina (2).

L'intensità di quest'ultima corrente può essere valutata in base all'espressione

$$i_2 = I \cos 4 \Theta \dots \dots \dots (5)$$

La forza di torsione prodotta invece all'interno della bobina (2) può essere calcolata mediante que-

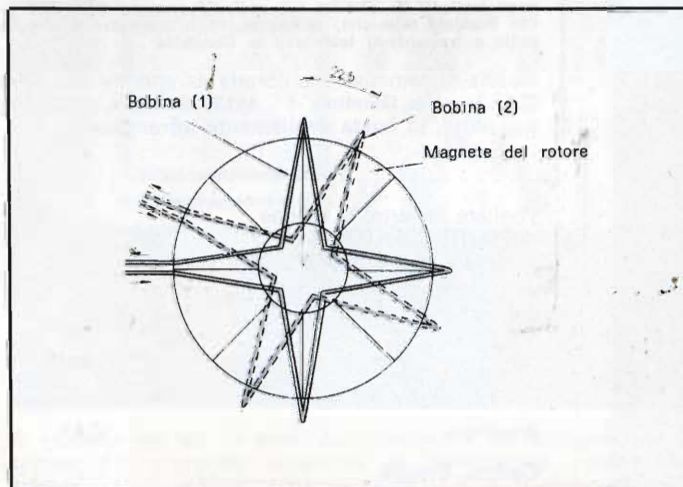


Fig. 5 - Aspetto e reciproca posizione delle bobine e del magnete rotante.

IMPIANTI D'ANTENNE

di G. Boggel Ing Grand

(Biblioteca Tecnica Philips)

Tecnica degli impianti singoli e centralizzati e dei grandi impianti di quartiere per ricezione radio, TV e CATV

Traduzione del Prof. AMEDEO PIPERNO

Volume di pagg. 158

Edizione rilegata e plastificata

Prezzo di vendita L. 15.000

Con questa pubblicazione, la C.E.L.I. dà un valido contributo a tutti i tecnici che sono chiamati ad effettuare impianti di ricezione di una certa difficoltà e che comportano l'impiego di apparecchiature complesse e di costo elevato. Anche i tecnici più esigenti, con questo volume, troveranno il modo di approfondire le loro conoscenze nel campo dell'alta frequenza. La trattazione è stata condotta in modo chiaro e del tutto accessibile. Siamo sicuri di aver fatto un'opera gradita a tutti i tecnici del ramo.

CONTENUTO:

DESCRIZIONE DI IMPIANTI DI ANTENNA SINGOLI E CENTRALIZZATI: Piccoli impianti centralizzati VHF/UHF con impiego di amplificatori di gamma - Amplificatori di canale sintonizzabili collegati con amplificatori di gamma od a larga banda - Impianti VHF/UHF più estesi in versione selettiva di canale e con elevato livello di uscita - Impianti selettivi di canale in VHF e conversione di canali UHF in VHF standard oppure in canali VHF speciali - Impianti centralizzati per grandi collettività con posto di ricezione separato e rete di distribuzione attiva in larga banda VHF - Tecniche di grandi impianti - Esigenze tecniche nei grandi impianti centralizzati - TV in GHz (prospettive, stato attuale della tecnica e possibilità di impiego nei grandi impianti centralizzati) - Tv in via satellite — **COMPONENTI PASSIVI PER IMPIANTI CENTRALIZZATI:** Prese di antenna - Partitore a più vie (splitter) - Partitore di derivazione o derivatore - Miscolatori di canali e di gamme - Filtro di soppressione di gamma e di canale (trappola) - Attenuatori dipendenti dalla frequenza (equalizer), indipendenti dalla trappola (pads) - Antenne per diffusione radio TV — **ELEMENTI COSTRUTTIVI ATTIVI PER IMPIANTI GA/GGA:** Amplificatori a larga banda - Amplificatori a larga banda con possibilità di selezione - Amplificatori di canale (preamplificatori e amplificatori principali) - Amplificatori di canale con AGC (controllo automatico di guadagno) - Amplificatori per gruppi di canali - Convertitori di frequenza e «channel units» professionali - Amplificatori professionali a larga banda con regolazione a frequenza pilota e compensazione della temperatura - Controllo automatico delle condizioni di funzionamento e segnalazione dei guasti nei grandi impianti — **CAVI COASSIALI PER LA TECNICA DI IMPIANTI SINGOLI (EA), IMPIANTI CENTRALIZZATI (GA) E GRANDI IMPIANTI CENTRALIZZATI (GGA) A 75:** Proprietà meccaniche dei cavi - Caratteristiche elettriche dei cavi e prescrizioni DIN - Cavo per TV via cavo e sue particolarità costruttive - Armature del cavo (connessione, elementi riduttori ed innesti) — **APPARECCHI DI MISURA E DI CONTROLLO PER IMPIANTI GA e GGA:** Introduzione al calcolo del livello e ai diagrammi di conversione - Direttive, prescrizioni tecniche (DIN, VDE, RCA, FTZ e speciali prescrizioni delle poste tedesche) - Segni grafici (negli schemi) negli impianti di antenna per radio-TV secondo DIN 4500 — **APPENDICE:** Standard televisivi, tabelle emittenti televisive e frequenze per FM audio e trasmettenti televisive in Germania.

Cedola di commissione libraria da spedire alla Casa Editrice C.E.L.I. - Via Gandino, 1 - 40137 Bologna, compilata in ogni sua parte, in busta debitamente affrancata:

Vogliate inviarmi il volume
IMPIANTI D'ANTENNE
a mezzo pacco postale, contrassegno:

Sig.

Via

Città

Provincia CAP

Codice Fiscale

Sel. 2/78

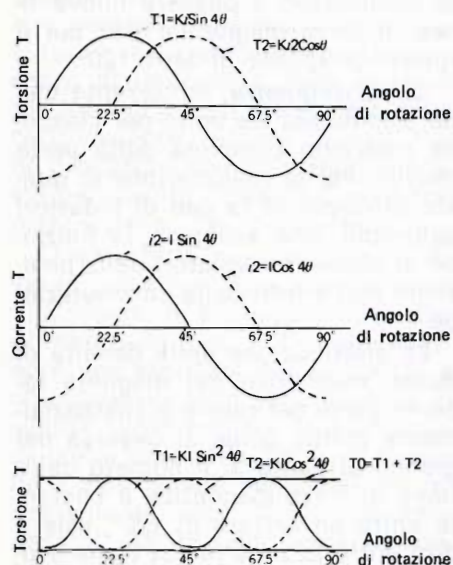


Fig. 6 - Rappresentazione grafica delle relazioni che intercorrono tra la forza di torsione e l'angolo di rotazione.

st'altra formula:

$$T_2 = KI \cos^2 4\theta \dots \dots \dots (6)$$

Di conseguenza, la forza di torsione totale che viene prodotta (T_0), ossia la forza di torsione (T_1) prodotta in una bobina, e la forza (T_2) prodotta nell'altra bobina, corrisponde a:

$$T_0 = T_1 + T_2 = (\sin^2 4\theta + \cos^2 4\theta) = KI \dots \dots \dots (7)$$

Dal momento che entrambi i fattori K ed I sono costanti, la forza totale di torsione prodotta (T_0) è costante (vedi figura 6-C), indipendentemente dalla velocità di rotazione.

Per consentire il passaggio delle onde sinusoidali di corrente con uno sfasamento di 90° alle bobine (1) e (2), nel motore «UNI-torque» si fa uso di due elementi Hall: a causa della particolare forma delle bobine, e della forma d'onda tipica della corrente di eccitazione, questo tipo di motore è sostanzialmente privo di fluttuazioni di velocità di rotazione.

CONCLUSIONI

Abbiamo visto come sia possibile ridurre drasticamente le fluttuazioni di velocità mediante l'impiego di nuovi tipi di motori elettrici; se si utilizza inoltre per il loro pilotaggio circuiti elettronici ad alta precisione si ottengono giradischi con caratteristiche tali da essere considerati «virtualmente perfetti».

ALCUNI OSCILLOSCOPI A CONFRONTO

L'autorevole rivista americana EDN ha provato un gruppo di oscilloscopi dei principali costruttori, prendendo in esame i modelli con larghezza di banda di 40÷120 MHz. I risultati di queste prove sono presentati in questo articolo.

Molti nostri lettori apprezzeranno certamente questo test sugli oscilloscopi della gamma intermedia i cui risultati sono riassunti nella tabella compresa in questo articolo.

Sono stati provati strumenti da banco, a cassette, compatti, e tipi corredati di multimetro digitale.

Sono stati raccolti dati su oscilloscopi Tektronix, Hewlett-Packard, Philips, Vu-Data, Ballantine e Du-mont, usando per i paragoni il medesimo complesso di standards.

Le caratteristiche principali sono espresse a fian-

co dei dati misurati per consentire un paragone diretto. I dati degli oscilloscopi realmente misurati dalla rivista americana riportati in neretto, mentre gli altri sono riportati in carattere normale.

Attenzione a fare dei paragoni troppo stretti sulle misure effettuate, dato che è stato provato solo un oscilloscopio per ciascun modello e gli oscilloscopi provenivano da ambienti diversi. I modelli Ballantine e Philips erano apparecchi per dimostrazioni, mentre EDN ha avuto in prestito gli oscilloscopi Tektronix e H.P. da banchi di scuole o di collaudi di fabbrica.

I dispositivi di test erano calibrati secondo il NBS con una precisione dello 0,1% o migliore.

Come sono stati provati

La maggior parte delle misure fatte da EDN per questo rapporto sono procedure standard di calibrazione. Ad esempio, per misurare la banda a -3 dB è stato utilizzato un segnale uguale a 6 div, onda sinu-



Un trigger accoppiato in c.c. caratterizza il modello Philips 3212. L'oscilloscopio ha in opzione la batteria; un apparecchio simile è il modello 3214 con base dei tempi ritardata.



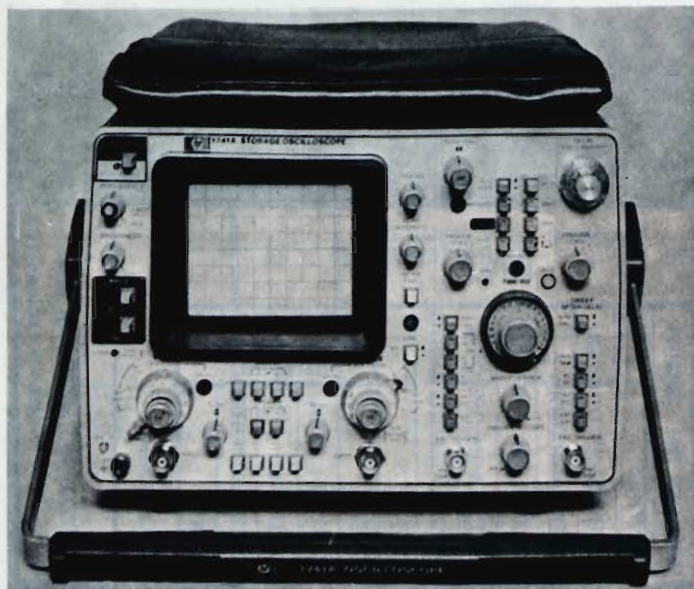
Il modello 442 da 35 MHz della Tektronix si distingue per il trigger c.c., completa possibilità di differenziale, holdoff del trigger, ricerca-traccia, funzionamento X-Y e fusibile esterno.

GLI OSCILLOSCO

COSTRUTTORE (IMPORTATORE)	MODELLO	LARGHEZZA DI BANDA (MHz)			SENSIBILITA'		VERTICALE (%)				ORIZZONTALE	
		NOMINALE (3 dB)	MISURATA (5 mV/div.)		MASSIMA (mV/div)	MINIMA (V/div)	PRECISIONE		LINEARITA'		SPAZZOLAMEN.	
			AL CONNETTORE BNC	ALLA SONDA			5 mV/div	MINIMA SENSIBILITA'	2 DIV (B = in basso) (T = in alto)	RINGING	GAMMA PIU' VELOCE MAGNIFICATA (ns)	GAMMA PIU' LENTA (s)
BALLANTINE (Vianello)	1040A	40	45	37	{ 5 (BW) 1 (1/2BW)	20	1.1	-0.6	{ -3.2 (B) ON (T)	2	20	2
	1100P	100			5	10	±3			2	5	1
	1064	60			5	10	±3			2	10	1
HEWLETT PACKARD	1707B	75	86 (10 mV)	81	10	5	-0.4	-0.3	1.2	1	10	2
	1740A	100	108	110	{ 5 (BW) 1 (40 MHz)	20	-2.2	-0.6	1.6	1	5	2
	1741A	100			{ 5 (BW) 1 (35 MHz)	20	±3				5	2
	1743A	100	114	123	{ 5 (BW) 1 (40 MHz)	20	-0.2	0.6	ON	2	5	2
	{ 182C* 1809A 1825A }	100	112 (10 mV)	135	10	5	0.8 (10 mV)	ON	1.2	1	5	1
PHILIPS	3212	25			2	10	±3				20	0.5
	3214	25	27	27	2	10	0.1	0.5	{ 1.3 (B) 3.7 (T)	1	20	0.5
	3240	50			5	2	±3				10	0.5
	3243	50	64	64	5	2	ON	ON	2.7	4	10	0.5
	3244	50			5	2	±3				5	0.5
	3260E	120	130	137	5	2	+0.2	1.4	0.1	6	5	1
	3261	120			5	2	±3				5	1
TEKTRONIX (Silverstar)	442	35			2	10	±3				10	0.5
	455	50	{ 62 (A) 59 (B)	{ 66 (A) 61 (B)	5	5	-0.2	{ 0.2 (A) 1.0 (B)	0.5	1	5	0.5
	465	100	115	120	5	5	ON	-0.2	ON	2	5	0.5
	{ 5440* 5B42 5A48 }	60	82	67	{ 5 (BW) 1 (25 MHz)	10	+0.3	ON	ON	4	10	5
	{ 7603* 7B53A 7A18 }	75	77	103	5	5	-0.4	-0.8	ON	FLAT	5	5
	PS935A (WITH 975 DMM)											
VU-DATA (Sistrel)					5	20	±3		3		10	1.25

NOTE

- Le indicazioni in neretto e i pallini pieni rappresentano valori realmente misurati da EDN. Le indicazioni in chiaro e i circoletti sono indicazioni ricavate dai dati del costruttore.
 - Le parentesi nelle «caratteristiche» indicano degli optional (non compresi nel prezzo riportato).
- * Oscilloscopi a cassette con diverse configurazioni.
 † I prezzi non comprendono le sonde.
 — Non ancora disponibili in Italia.



Il minioscilloscopio Vu-Data con opzione DMM/contatore, 35 MHz modello PS 935 è un doppia traccia con una sensibilità di 5 mV/div.

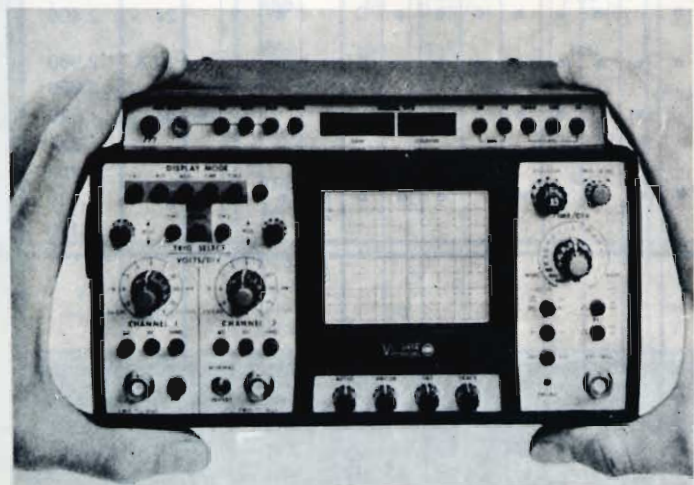
soidale a 50 kHz, sincronizzato nel modo «free-running» ed è stata aumentata la frequenza finché l'ampiezza del segnale si riduceva a sole 4,2 div.

Le misure di linearità verticale sono state rilevate con lo spostamento del segnale sul tubo a raggi catodici di due divisioni in su e in giù tramite il comando di posizionamento verticale.

Per misurare il ringing dell'oscilloscopio è stato usato un impulso di 5 div di ampiezza con tempo di salita veloce nella portata 5 mV/div. Nelle misure spazzolate la linearità dello sweep è stata migliorata utilizzando dei marks.

Il jitter del ritardo è stato misurato con la Base tempi principale su 1 ms/div e la Base tempi ritardata su 0,5 μ s/div.

Gli intervalli di tempo sono stati misurati su 8 ms, usando il moltiplicatore del tempo di ritardo (DTM), (eccetto per l'HP 1743A che può fare direttamente



La visualizzazione su un terzo canale del trigger è una caratteristica standard nell'oscilloscopio Hewlett-Packard modello 1741 A, da 100 MHz con memoria.

la misura di delta C). Per il modello 465 oltre alla misura col DTM, sono state verificate le prestazioni del DM 44 montato sopra il 465 ed entrambi i sistemi sono risultati entro le caratteristiche.

Tektronic e Philips attivi nei modelli a basso prezzo

Oltre gli oscilloscopi nella gamma 40-120 MHz sono stati esaminati due oscilloscopi Philips e Tektronix da 25 MHz e dei Vu-Data da 35 MHz. L'attacco della Philips alla linea Tektronix T900 comprende i modelli 3214 (con B.T. ritardata) e 3212 (senza) entrambi dotati di trigger con accoppiamento c.c. La risposta della Tektronix, è arrivata qualche mese fa con la presentazione del modello 442 che ha: trigger in c.c., che mancava ai T900, possibilità di misure differenziali, trigger composito e selezione tramite commutatore dei modi chopper/alternato.

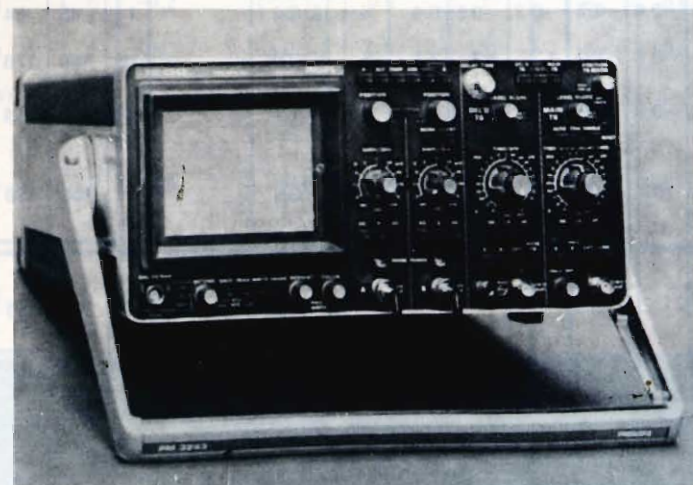
Il modello 442 dispone in più rispetto ai Philips di holdoff del trigger, di pulsante ricerca-traccia, e di fusibile esterno. Però entrambi gli oscilloscopi Philips possono tuttavia in opzione essere alimentati a batteria.

Il modello PS 935 da 35 MHz della Vu-Data complica ulteriormente la situazione offrendo in opzione DMM e contatore (PS 935/975). Si tratta di un minioscilloscopio che ha conseguentemente un piccolo CRT, ma offre un buon rapporto fra prezzo e prestazioni e BW (larghezza di banda).

Il Tektronic 645 come King Kong

Gli oscilloscopi della gamma intermedia servono un mercato che si accresce sempre più (secondo stime prudenziali sui 100 milioni/anno di dollari) di quello degli oscilloscopi di basso costo. Buona parte dell'attenzione si concentra attorno alla larghezza di banda di 100 MHz; in questo campo il modello Tektronix 465 regna sovrano. (Secondo la Tektronix il modello 465 è l'oscilloscopio meglio venduto in ogni tempo).

C'è poco da meravigliarsi quindi che la più recente serie Hewlett Packard 1740 e il modello 3260 Philips abbiano cercato di migliorarsi rispetto al model-



Utilizzando il modo di visualizzazione Ax-B del modello 3243 Philips da 50 MHz si possono osservare direttamente le forme d'onda e i transistori di potenza. Questo oscilloscopio a memoria dispone anche di holdoff del trigger.

lo 465. La H.P. ha introdotto un terzo canale per visualizzare il trigger sul modello 1740A da 100 MHz e ha conservato questa caratteristica sul successivo modello 1741 A (con memoria). Il modello 1743A, presentato a maggio, dispone inoltre di un ulteriore affinamento per misure di tempo a cristallo con precisione entro $\pm 0,002\%$. E' stato riscontrato che il suo indicatore a 5 digit è preciso entro due conteggi.

Anche il modello 465 Tektronix ha la visualizzazione del trigger, ma non come terza traccia; un pulsante premuto porta alla visualizzazione del segnale di trigger. Come nelle misure di tempo, un clamshell DM 44 garantisce al modello 465 una precisione dei tempi dell'1%, ma l'apparecchio da provato aveva una precisione entro 0,1%.

Il modello 3260 E Philips offre una larghezza di banda aumentata a 120 MHz e un peso inferiore, esattamente per lo stesso prezzo del modello 465.

Tuttavia esso non ha visualizzazione del trigger, cerca-traccia, spazzolamento miscelato, uscite dal gate e trigger composito.

Una importante caratteristica evidenziata dalla Philips è la capacità del modello 3260E di sincronizzare segnali fino a 200 MHz, particolarmente utile nelle applicazioni ECL. Infatti l'apparecchio che abbiamo provato ha sincronizzato un segnale di 2 div a 240 MHz, contro i 176 MHz del modello 465 Tektronix, i 180 MHz per lo H.P. 1740A e i 190 MHz dell'H.P. 1743A.

Attenzione all'attenuazione della larghezza di banda

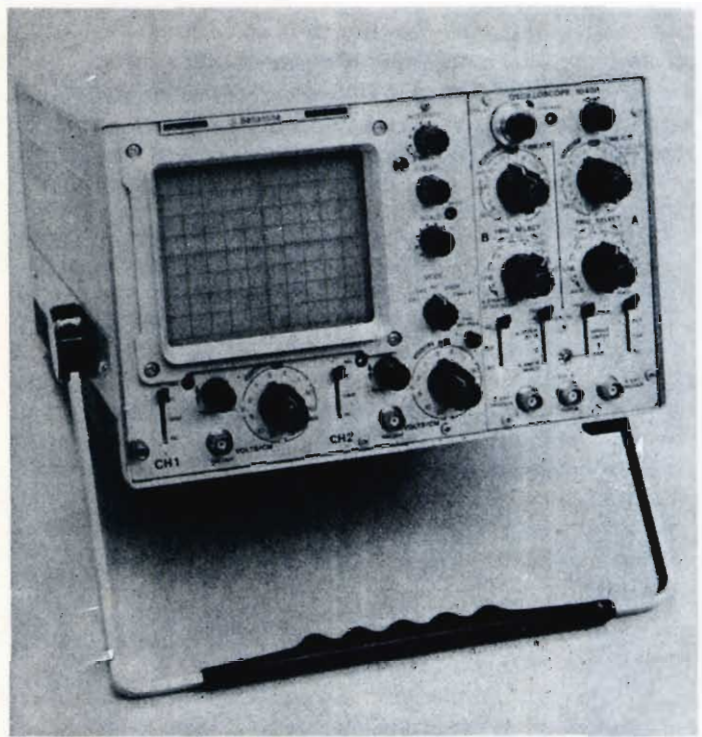
Naturalmente, l'osservazione di segnali con frequenza molto più alta della larghezza di banda caratteristica comporta delle attenuazioni del segnale verticale. Ad esempio un segnale c.c. di 6 div si riduce al limite della larghezza di banda a 4,2 div e a 3 div alla frequenza doppia della larghezza di banda. Nelle misure di sincronizzazione effettuate si è aumentato il segnale in ingresso per mantenere l'ampiezza sullo schermo pari a 2 div man mano aumentava la frequenza.

Oltre all'ampiezza di banda del trigger, altri due fattori erano a favore dello strumento Philips. Primo: la capacità di ingresso è di 15 pF sul modello 3260E, rispetto ai 20 pF dei concorrenti HP e Tektronix. Ciò significa un aumento della indipendenza d'ingresso dell'oscilloscopio Philips del 33%, un valore significativo alle frequenze più alte. A 100 MHz ad esempio l'impedenza nominale di 1 M Ω diventa solo 79 Ω con 20 pF è di 105 Ω . Secondo: il consumo del modello 3260E è di 45 W, rispetto ai 75 W del modello 465 e ai 100 W per l'HP 1740A.

Per segnali molto piccoli, la serie di oscilloscopi HP 1740 ha una portata di 1 mV/div con larghezza di banda ridotta (da 35 a 40 MHz) su entrambi i canali.

Per raggiungere una sensibilità di 1 mV/div nel modello 465, bisogna collegare in cascata il canale 1 e 2 riportando l'uscita del canale 1, posta sul retro, allo ingresso del canale 2. Una uscita del segnale verticale è opzionale nel modello Philips 3260E.

Una caratteristica interessante degli oscilloscopi HP è la loro capacità di sincronizzarsi con segnali esterni molto piccoli. Sebbene il modello 1740A venga dato per una sensibilità di 100 mV, la sincro-



Un prezzo inferiore di quelli delle altre unità nel mercato della gamma intermedia distingue il modello Ballantine 1040 A da 40 MHz. Il suo magnificatore verticale x5 consente una sensibilità di 1 mV/div.

nizzazione è stata ottenuta con 7 mV contro i 100 mV per il modello 3260E.

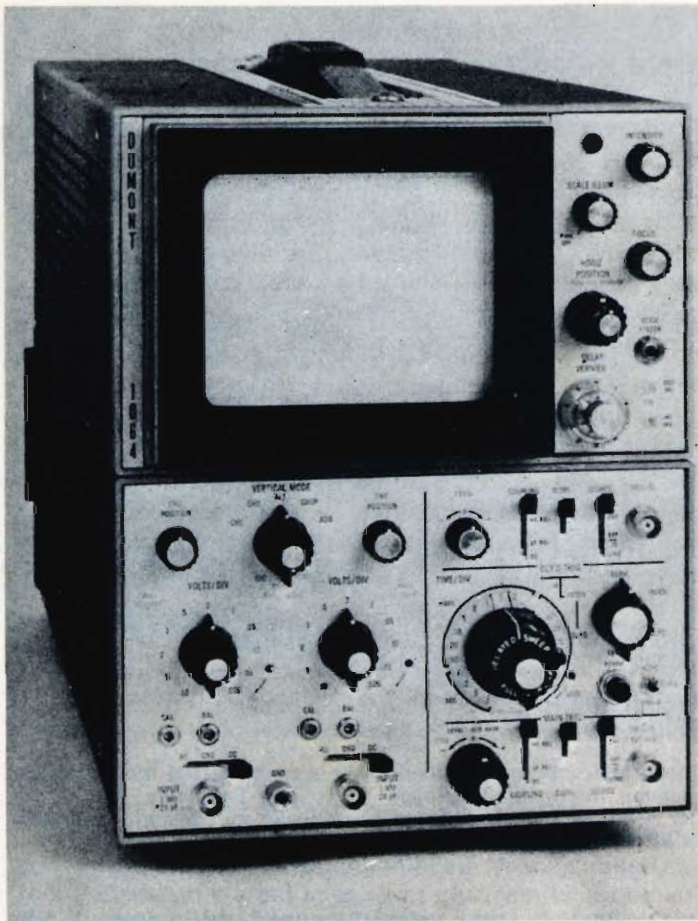
Una prova sullo spot

EDN giudica tutti e tre questi tipi semplici da usare, ma il Tektronix 465 ha delle caratteristiche che ne facilitano ulteriormente l'impiego, quali le spie luminose che adattano automaticamente le indicazioni delle gamme secondo che vengano usate sonde X1 o X10 e la spia che indica l'inserimento del magnificatore della B.T.

Finchè i tecnici di EDN non si sono familiarizzati con il modello 1740A HP non riuscivano a dire a colpo d'occhio se alcuni dei suoi pulsanti fossero premuti o meno; ma questo inconveniente sparì rapidamente con l'uso.

Un altro fattore di confronto per gli utilizzatori di oscilloscopi sono le dimensioni dello spot. La Tektronix inizialmente esaltava il modello 465 come lo strumento che aveva lo spot più piccolo della serie 180 HP. Venne poi la serie 1740 HP con dimensioni dello spot metà di quelle del modello 465. Quindi la Tektronix migliorò le dimensioni dello spot del suo modello 465. Le misure soggettive di EDN hanno indicato lo HP come il migliore, seguito da vicino dal Philips, quindi dal Tektronix, in pratica è stato constatato che tutte le tracce permettono di lavorare senza difficoltà anche quando si debbano esaminare critici dettagli di «ringing» sul segnale.

Chi desideri una alternativa a basso costo di questi oscilloscopi, può provare il modello 1100P da 100 MHz della Dumont. Non dispone della visualizzazione del trigger né di batteria in opzione, ma mol-



Con una larghezza di banda di 60 MHz, il modello 1064 Dumont compete con gli apparecchi da 50 MHz di costo più elevato.

te delle sue caratteristiche eguagliano quelle dei concorrenti in questa larghezza di banda.

In verità EDN non ha potuto provare questo modello, perchè durante il limitato arco di tempo in cui operò, la «clinica» degli oscilloscopi non ne aveva uno disponibile. Le sue caratteristiche tecniche però compaiono nella tabella.

Philips sconvolge il mercato dei 50 MHz

La Philips è stata recentemente particolarmente aggressiva, nell'area dei 50 MHz con l'introduzione del modello 3240, un oscilloscopio doppia traccia con base dei tempi ritardata, con il modello 3243, versione a memoria, e con il modello 3244, a 4 canali. Il modello 3243 offre inoltre il modo di visualizzazione AxB per l'osservazione diretta delle forme d'onda di potenza e di transistori di potenza, oltre a holdoff del trigger che il modello 3240 non ha. Il modello 3244 a quattro canali aggiunge il trigger composito sulle basi dei tempi principale e ritardata.

La partecipazione Tektronix in questo campo è il modello 455, un concorrente diretto del Philips 3240. Non è stato provato il modello 3240, ma possono valere i risultati del modello 3243. Questi risultati mostrano un vantaggio nella sincronizzazione dello strumento Philips, che sincronizza con mezza divisione, contro una divisione per il modello 455, e che mantiene la sincronizzazione fino a 120 MHz contro i 64 MHz del modello 455 provato.

Il modello 455 è risultato tuttavia in testa per quanto riguarda la sincronizzazione esterna (45 mV contro 200 mV), la massima velocità della B.T. (5 ns/div contro 10 ns/div), la linearità verticale e il ringing dell'impulso. Per quanto riguarda le possibilità, il modello 455 dispone di visualizzazione del trigger, holdoff del trigger, ricerca-traccia e spazzolamento miscelato, che non si ritrovano nel modello 3240. D'altra parte l'oscilloscopio Philips dispone di uscite per dei segnali delle B.T. principale e ritardata, che non esistono nel modello 455.

Un po' su un po' giù

La Ballantine si inserisce nel mercato degli oscilloscopi della gamma intermedia con il suo modello 1040A da 40 MHz, che vanta il prezzo più basso, e un magnificatore verticale x5 (a metà larghezza di banda) che porta la sensibilità a 1 mV/div. E' dotato anche di holdoff del trigger, di spazzolamento singolo e misto (mixed sweep), ma non ha visualizzazione del trigger, ricerca-traccia nè batteria di alimentazione in opzione.

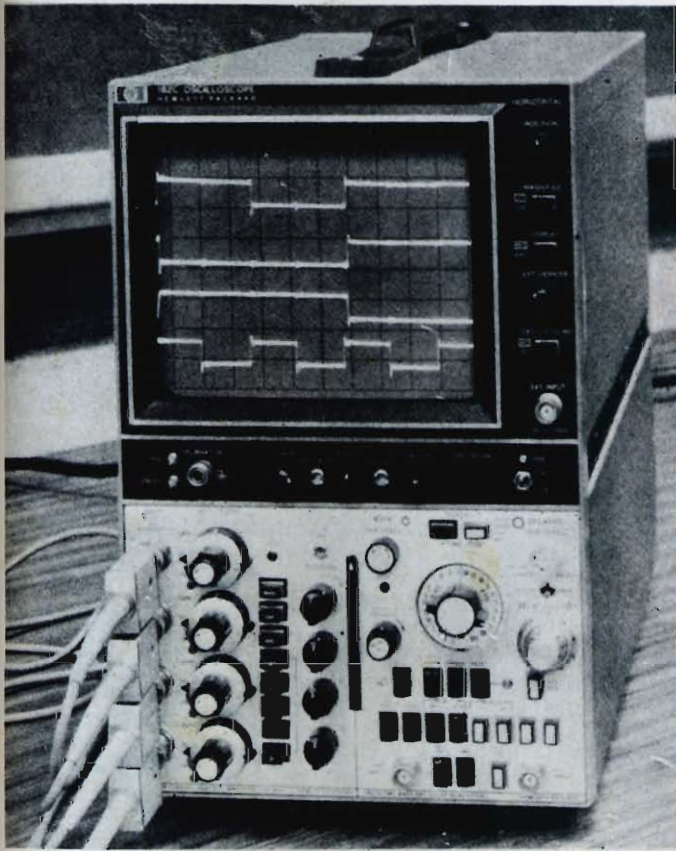
Durante la prova del 1040A, EDN ha trovato qualche difficoltà per la grossolanità della regolazione del comando di posizione verticale; non era facile far coincidere la traccia con una linea del reticolo senza passare oltre o rimanere sotto. Il comando di posizione orizzontale era molto meglio, ma sempre più brusco di quelli degli apparecchi concorrenti. La linearità verticale era un po' fuori nella parte inferiore del CRT, e lo spazzolamento orizzontale più veloce è risultato di solo 20 ns/div. Per il resto, il 1040 è stato come una rispettabile alternativa alle unità da 50 MHz.

Il modello 1064 Dumont mette in mostra sia una maggior larghezza di banda (60 MHz) che un prezzo minore di quelli degli oscilloscopi da 50 MHz, comprende holdoff del trigger a spazzolamento singolo, oltre a facilità quali ricerca-traccia e spie luminose per indicare il posizionamento dei vernieri in posizione non calibrata. I suoi punti negativi consistono nella mancanza di mixed sweep e di visualizzazione del trigger e nell'aver una capacità d'ingresso di 24 pF.

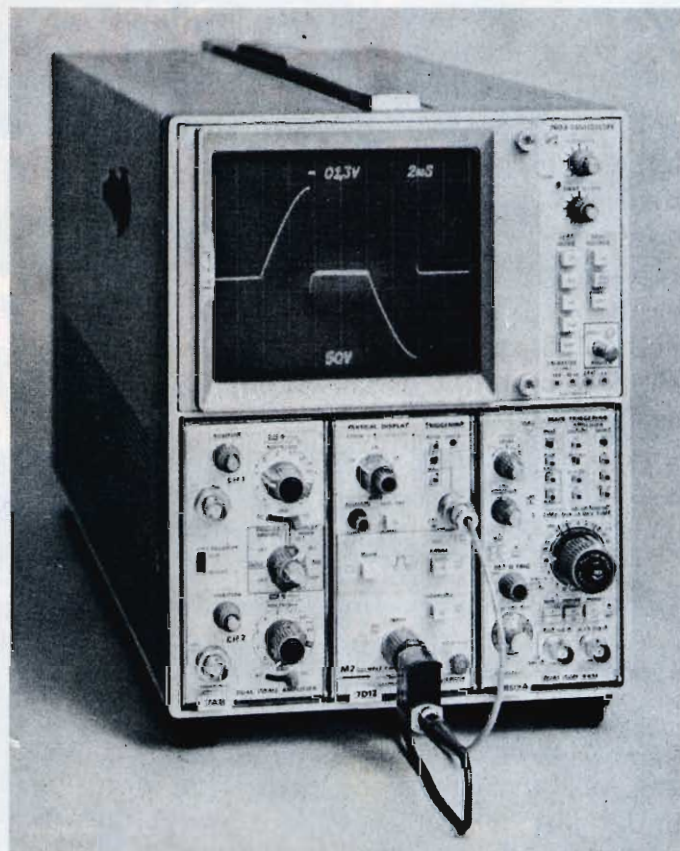
A cassette o non a cassette

La nostra tabella di confronto mostra una differenza di prezzo significativa fra gli oscilloscopi compatti descritti e i loro equivalenti a cassette: la serie HP 180 e Tektronix 5400 e 7603. Alla domanda perché si debba pagare un extra di 1000 dollari o più rispetto a un oscilloscopio equivalente, i product managers responsabili di queste linee hanno risposto con una sola parola: flessibilità. Uno strumento a cassette può adattarsi a una gamma più ampia di misure di un apparecchio compatto.

Se le vostre necessità di misura sono fisse per ora e per il prossimo futuro, e se sono soddisfatte da un oscilloscopio compatto esistente, acquistatelo; risparmierete soldi. Ma se sospettate che le vostre necessità possano cambiare con il prossimo progetto, o se avete bisogno di una particolare flessibilità, il mondo un po' più costoso degli oscilloscopi a cassette, potrà soddisfarvi meglio.



Il modello a cassette 182 C della Hewlett-Packard da 100 MHz si sincronizza con segnali esterni di solo 7 mV.



Questo apparecchio a cassette da 75 MHz della Tektronix, modello 7603, unisce prestazioni e prezzo della gamma intermedia con la flessibilità dei suoi corrispondenti serie 7000 della gamma superiore.

Un oscilloscopio! No. Un analizzatore di spettro! No ...

L'universo degli oscilloscopi a cassette comprende la serie 180 HP e le serie 5000 e 7000 Tektronix; EDN ha provato un apparecchio per ciascuna linea. Queste linee offrono le più svariate caratteristiche dei cassette amplificatori ad alta sensibilità, differenziali con offset c.c., a 4 canali, con ritardo digitale e lettura alfanumerica sul CRT oltre a una miriade di basi dei tempi. I cassette possono convertire il vostro oscilloscopio in un analizzatore di spettro, in TDR, in oscilloscopio sampling, in contatore/temporizzatore e perfino in un tracciatore di curve.

Naturalmente EDN non ha potuto provare tutte le varianti di questi oscilloscopi a cassette; vi suggeriamo di consultare i cataloghi HP e Tektronix per i dettagli. E' stato tuttavia provato un rappresentante per ciascuna linea, cioè il modello 182C della HP da 100 MHz, i modelli Tektronix 5440 da 60 MHz e 7603 da 75 MHz, ognuno con il cassette riportato sulla tabella.

Il venerabile HP 182C si è comportato ragionevolmente bene per quanto riguarda le prestazioni e ha potuto sincronizzarsi esternamente con solo 7 mV. Ma il suo prezzo è piuttosto elevato.

La sensibilità verticale del modello 1809A che è stato provato era di 10 mV/div e non di 5 mV/div ma era preciso e lineare. Inoltre, sebbene la traccia del 1809A fosse più fine (come si è già fatto notare nelle osservazioni sulle dimensioni dello spot) e più

difficile da mettere a fuoco, l'oscilloscopio era facile da usare.

Entrambe le serie Tektronix hanno la possibilità di letture alfanumeriche sul CRT. Il modello 5440 che è stato provato aveva una velocità massima dello spazzolamento magnificato di 10 ns/div e non di 5 ns/div. E benché avesse più ringing di quanto ci si aspettasse, il margine sul prezzo rispetto alle altre linee a cassette è notevole. Normalmente un Tektronix della serie 7000 sarebbe classificato all'estremo superiore della gamma delle frequenze e del costo, ma il modello 7603 abbina prezzo/prestazioni da gamma intermedia con la flessibilità della serie 7000.

Leggete MILLECANALI di febbraio

- troverete:
- quanto è ascoltata la Rai?
 - gli audiovisivi
 - il sistema dolby per una musica senza fruscii

Il generatore per la migliore assistenza TVC.



Progettato per fornire i 5 segnali di prova per l'installazione a domicilio di televisori bianco/nero e colori. Le dimensioni compatte (110x230x210) e il peso contenuto (1,25 kg) lo rendono particolarmente adatto per impieghi esterni; può essere portato nella borsa degli attrezzi. Funzionamento secondo standard CCIR 625 linee, sistema G. Barre di colore conformi al sistema PAL.

- **PM 5501.** Strumento particolarmente leggero e compatto per assistenza a domicilio.
- Cinque segnali di prova per TV bianco/nero e colore
- Segnali RF commutabili: banda III VHF e banda IV UHF
- Nota a 1 kHz per taratura audio

Desidero ricevere un'offerta per n. generatori TV	SE 2/78
Ente/Ditta	
Nome	
Indirizzo	
Telefono (.....)	

Philips S.p.A. - Sezione Scienza & Industria - Viale Elvezia, 2 - 20052 Monza - Tel. (039) 361.441



**Strumenti
Elettronici di misura**

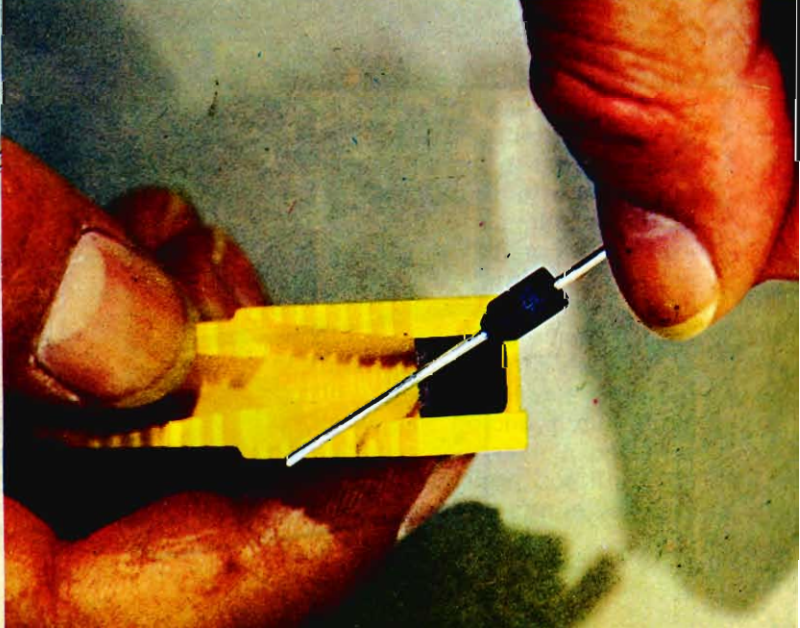
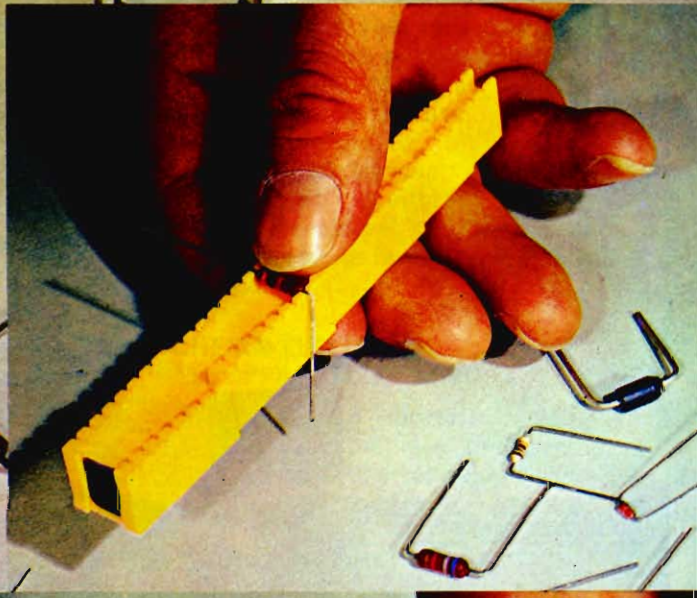
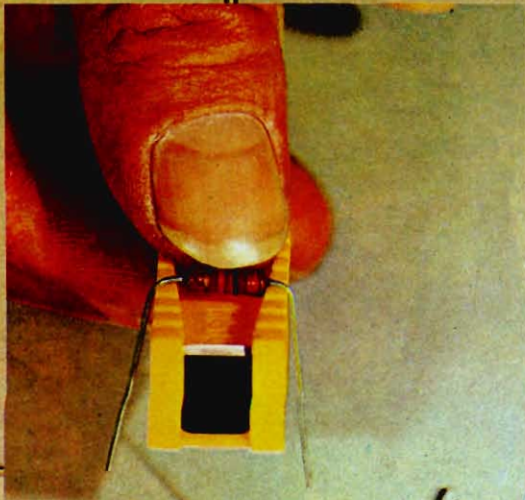
PRONTA CONSEGNA

PHILIPS

HELPER

**aiutante
di
laboratorio**

(per la messa in piega
dei circuiti
.....e altro)



PLAY® KITS PRACTICAL ELECTRONIC SYSTEMS

C.T.E. INTERNATIONAL
BAGNOLO IN PIANO REGGIO EM. (ITALY)

BUONO

per l'acquisto di un helper

lire 990 anziché 1650

OFFERTA AUTUNNO INVERNO

Ricorda!
Quando scegli
uno strumento di misura, la sua
specializzazione
deve essere
anche la tua.



E' vero. Ci sono tanti e rispettabilissimi strumenti di misura, ma l'importante per te è che siano specializzati nel tuo problema. I tester PANTEC - una divisione della Carlo Gavazzi - ti offrono questa specializzazione al più alto livello, perchè nascono da una specifica esperienza nel tuo settore. Questa esperienza, ben nota nel campo degli strumenti elettronici e dei sistemi integrati di controllo, ti propone ora il nome PANTEC come una precisa garanzia di affidabilità e precisione.

Questo ed altri tester PANTEC
sono disponibili presso
il tuo Rivenditore.

PANTEC
DIVISION OF CARLO GAVAZZI

Strumenti di misura
alla misura del tuo problema.

CARLO GAVAZZI S.p.A. - 20148 MILANO - Via G. Ciardi, 9 - Tel. (02) 40.20 - Telex 37086
BOLOGNA - GENOVA - ROMA/Eur - FIRENZE - PADOVA - TORINO



MISURE DI TEMPERATURA IN MODULAZIONE DI FREQUENZA

di F. D'APRILE

La determinazione in modo accurato e preciso di grandezze fisiche, quali la temperatura, è sempre stata di notevole interesse. Diverse sono, infatti, le realizzazioni tecniche riportate in letteratura da vari autori.

Spesso si tratta di apparati atti alla trasmissione della temperatura in forma analogica, ma anche di circuiti capaci di trasmettere misure di temperatura in forma digitale.

A seconda delle esigenze sperimentali vengono impiegati diversi sensori di temperatura, quali, ad esempio, termocoppie del tipo Cu-Cost., Fe-Cost., NiCr-Ni, PtRh-Pt, o sensori resistivi di Ni oppure di Pt. Comunque, quasi sempre si tratta di apparati in cui la determinazione della temperatura e la sua trasmissione a distanza avviene con collegamento diretto.

Il circuito presentato in questo articolo permette, invece, la trasmissione di misure di temperatura in FM. Ciò facilita la esecuzione di misure anche in siti di difficile accesso per lo operatore. L'apparato, che impiega come circuito-sensore di temperatura l'unità integrata LM3911, può essere impiegato con successo anche in altri tipi di misure da trasmettere a distanza, previa sostituzione dell'elemento sensore.

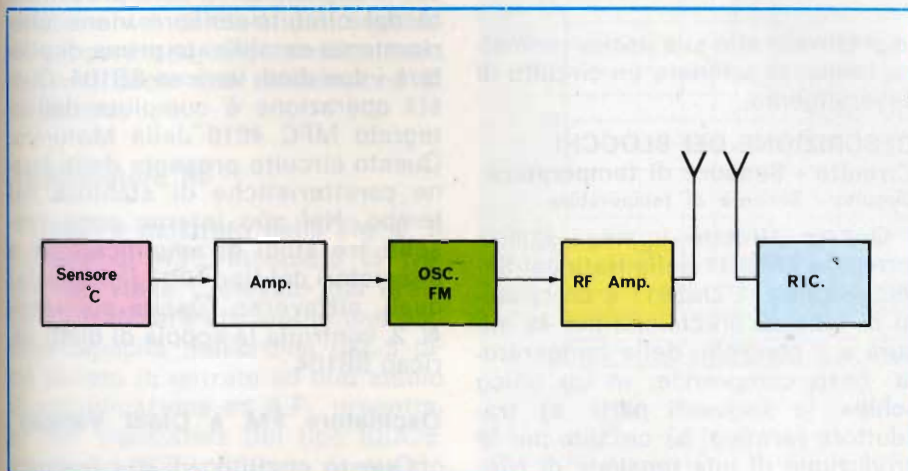


Fig. 1 - Schema a blocchi generale dell'apparato per misure di temperatura in FM.

SCHEMA A BLOCCHI GENERALE DELL'APPARATO DI MISURA

Lo schema a blocchi generale dell'apparato per misure di temperature in FM è riportato in Fig. 1. Come è evidente esso è costituito dalle seguenti parti: a) circuito sensore di temperatura; b) amplificatore integrato BF; c) oscillatore FM a diodi varicap; d) amplificatore RF; e) ricevitore.

Un alimentatore stabilizzato da 12 V, in versione integrata, completa l'apparato.

SCHEMA ELETTRICO DELL'APPARATO DI MISURA

Nella Fig. 2 è riportato lo schema elettrico completo del circuito per la misura e la trasmissione FM della temperatura.

Il segnale di misura proveniente dal circuito-sensore (l'integrato LM 3911) (3) viene amplificato dallo stadio a transistor 2N2905 e quindi dall'integrato MFC 4010A. Il segnale di temperatura, così amplificato, è prelevato dal pin N. 2 del MFC 4010A ed utilizzato per comandare la coppia di diodi varicap BB104, (per un approfondimento sulla teoria e le applicazioni dei diodi varicap si vedano i riferimenti "1" e "2"), le caratteristiche dei quali sono riportate in Fig. 3 e in Tab. 1. L'azione di comando dei varicap consiste appunto nel far variare la capacità presente alla loro giunzione p-n. Poiché i due diodi varicap sono connessi in parallelo al circuito risonante, costituito da L1-C1, ne consegue che la variazio-

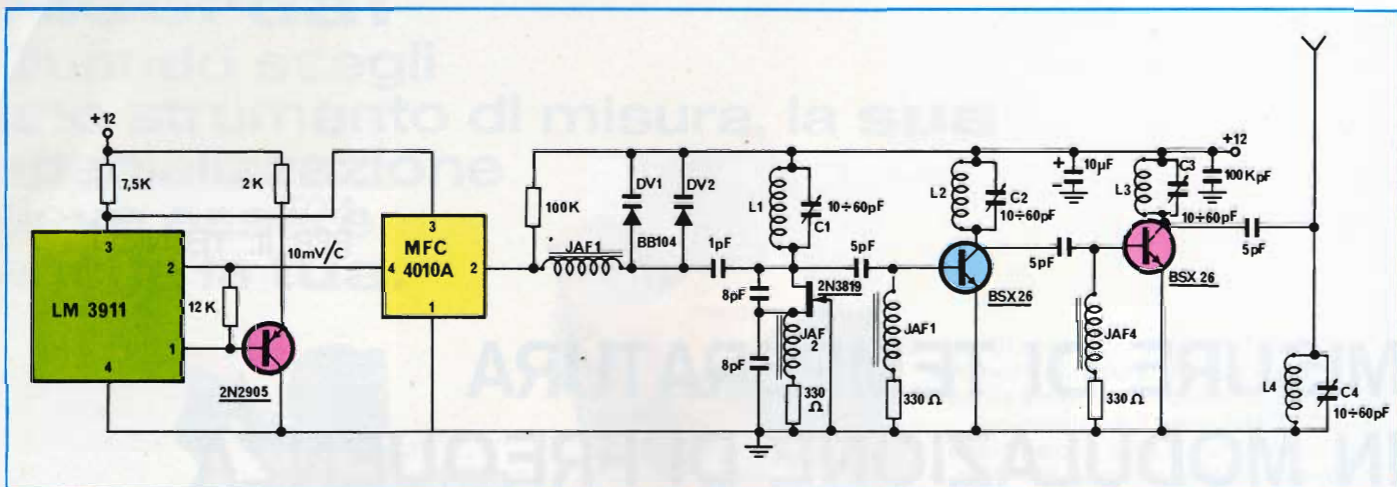


Fig. 2 - Schema elettrico del circuito per la misura e trasmissione in M della temperatura. (Parte trasmittente).

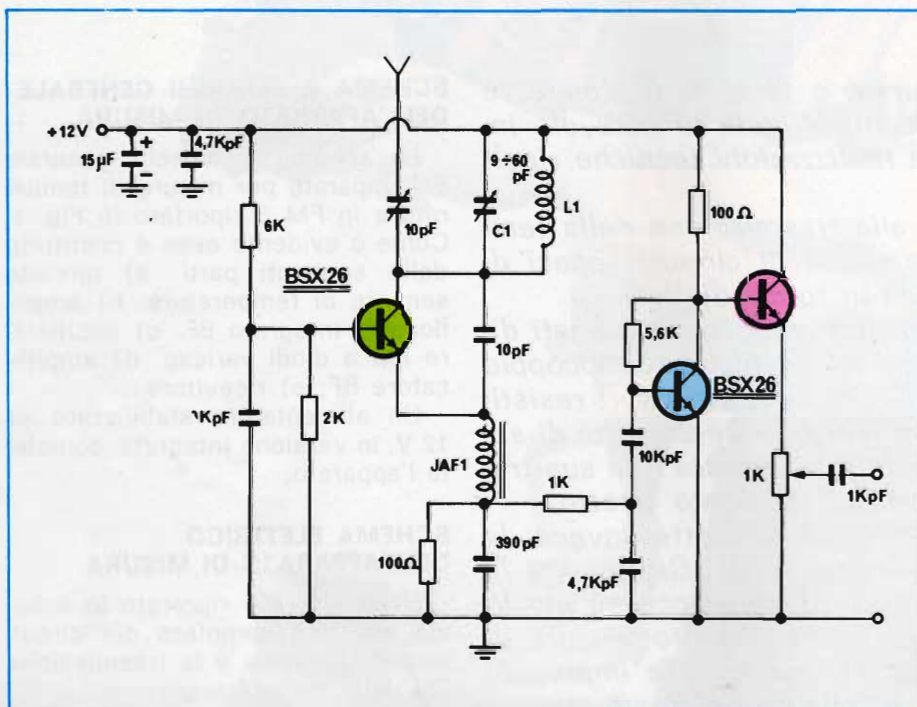


Fig. 2a - Schema elettrico del circuito per la misura e trasmissione in M della temperatura. (Parte ricevente).

ne della loro capacità determina una variazione della frequenza portante dell'oscillatore a FET 2N3819. In sostanza, una variazione di temperatura rivelata dal circuito-sensore comporta una modulazione di frequenza nel trasmettitore. Due stadi successivi, che impiegano entrambi transistori BSX26, provvedono ad amplificare ulteriormente il segnale RF.

Un circuito a transistori del tipo BSX26, con circuito risonante accordato alla frequenza di trasmissione, costituisce la parte ricevente dell'apparato di misura. Il segna-

le prelevato alla sua uscita permette, infine, di azionare un circuito di asservimento.

DESCRIZIONE DEI BLOCCHI

Circuito - Sensore di temperatura

Circuito - Sensore di temperatura

Questo circuito impiega l'unità integrata LM3911 della National Semiconductor. L'LM3911 è un circuito di elevata precisione per la misura e il controllo della temperatura. Esso comprende, in un unico «chip», le seguenti parti: a) trasduttore termico; b) circuito per la produzione di una tensione di riferimento; c) un amplificatore ope-

razionale.

Il circuito-sensore di temperatura può lavorare tra -25°C e $+85^{\circ}\text{C}$. Esso è tarato direttamente in gradi Kelvin, fornendo in uscita un segnale proporzionale alla temperatura con un rapporto pari a $10\text{ mV}/^{\circ}\text{K}$. Comunque, grazie alla presenza dell'operazionale, l'unità integrata LM3911 permette di ottenere altri fattori di scala.

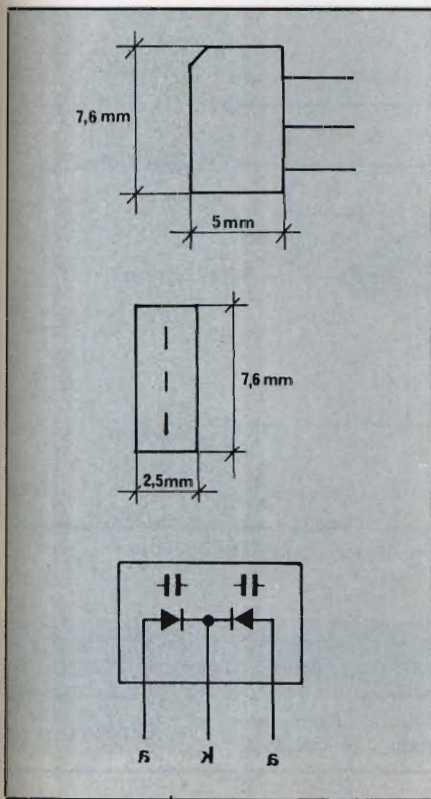
Nell'intervallo di temperatura compreso tra -25°C e $+85^{\circ}\text{C}$, l'unità integrata presenta una linearità tipica pari allo 0,5%, una stabilità pari allo 0,3%, ed una ripetibilità dello 0,3%. In uscita dell'LM3911 è presente un ulteriore stadio amplificatore a transistori del tipo 2N2905. In Fig. 4 e Fig. 5 sono riportati, rispettivamente, lo schema a blocchi e quello elettrico dell'integrato LM3911.

Amplificatore integrato di BF

Come già accennato in precedenza, il segnale di misura proveniente dal circuito-sensore viene ulteriormente amplificato prima di pilotare i due diodi varicap BB104. Questa operazione è compiuta dall'integrato MFC 4010 della Motorola. Questo circuito presenta delle buone caratteristiche di stabilità nel tempo. Nel suo interno sono presenti tre stadi di amplificazione a transistori del tipo NPN, l'ultimo dei quali, attraverso l'uscita sul «pin» N. 2, controlla la coppia di diodi varicap BB104.

Oscillatore FM a Diodi Varicap

Questo circuito ad alta frequenza impiega come transistore un FET



Dati meccanici caratteristici dei diodi Varicap BB104.

del tipo 2N3819, un circuito risonante L1-C1 con caratteristiche riportate nella Tab. 2, che determinano la frequenza di emissione.

Giostrando essenzialmente sui due componenti L1 e C1 è possibile far variare la frequenza portante dell'oscillatore nella gamma FM (88-108 MHz), sino ad arrivare alla frequenza di 145 MHz. Va anche aggiunto, che, poiché i diodi varicap sono collegati in parallelo alla bobina L1 e al condensatore C1, essi partecipano, con la loro piccola capacità, a stabilire la frequenza di emissione dell'oscillatore. Più esattamente, pilotati dal segnale di temperatura, essi determinano nell'oscillatore una modulazione di frequenza.

Amplificatore RF

Come è mostrato nella Fig. 2, il segnale di A.F., modulato in frequenza, viene prelevato dal **drain** del FET 2N3819 attraverso una piccola capacità dell'ordine dei 5 pF ed inviato in entrata ad uno stadio di amplificazione ad A.F., progettato con transistor del tipo BSX26. Connesso sul collettore di questo transistor si trova un gruppo L2-C2

TAB. 1 — DATI CARATTERISTICI DEI DIODI VARICAP BB104

Tensione inversa	V_R	max	30 V
Corrente inversa	I_R	<	20 nA
Temperatura alla giunzione	T_j	max	100 °C
Capacità del diodo a 1 MHz e $V_R = 3$ V	C_d		37-42 pF
Rapporto delle capacità a $f = 1$ MHz	$C_d (V_R = 3 \text{ V})$		tipico
	$C_d (V_R = 30 \text{ V})$		2,65
Resistenza in serie a $f = 100$ MHz	r_d		tipico 0,3 Ω
Capacità del diodo a 1 MHz e $V_R = 30$ V	C_d		14 pF
Corrente continua diretta	I_d		100 mA

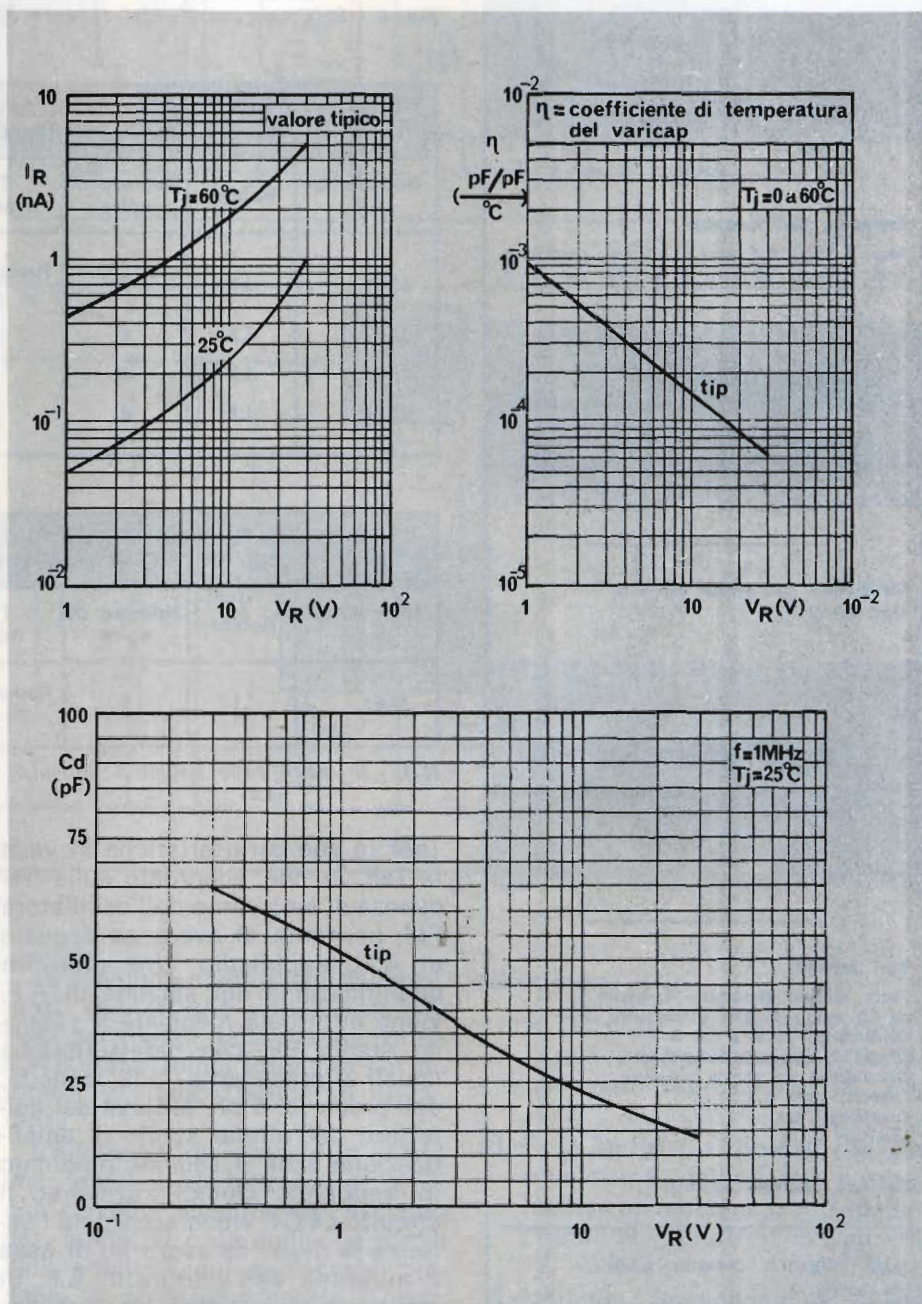


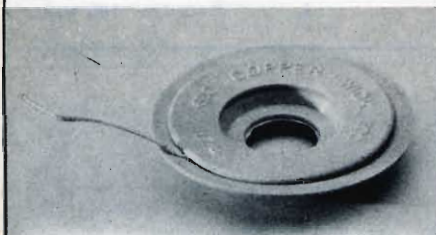
Fig. 3 - Caratteristiche elettriche dei diodi Varicap BB104.

epcc

**CERCHIAMO
AGENTI-DISTRIBUTORI**

Treccia dissaldante COPPER WICK

- tipo 2 larghezza 1,25 mm.
 » 3 » 1,9 mm.
 » 4 » 2,5 mm.
 » 5 » 3,5 mm.



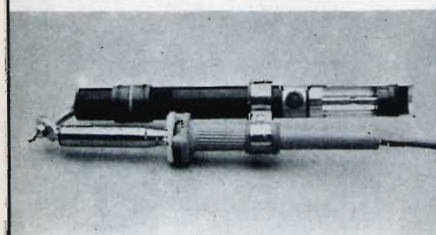
Aspiratore per dissaldare

Mod. A lungh. 215 mm., Ø 20 mm., peso 80 g.
 Mod. B lungh. 195 mm., Ø 20 mm., peso 80 g.



Dissaldatore con pompa aspirante

Mod. DS-2B



Altri prodotti

- Punte saldanti Durotherm lungavita da 4,5 mm. a 21 mm. di diametro
- Saldatore da 15 W a 800 W
- Dissaldatori ad aria compressa
- Dissaldatori con pompa a vuoto
- Cassette porta C.S.
- Distributori C.I.
- Inseritori C.I.
- etc.

Chiedere cataloghi completi

ELME PRODOTTI CHIMICI S.A.S.
 Via Arosio, 4
 20148 MILANO

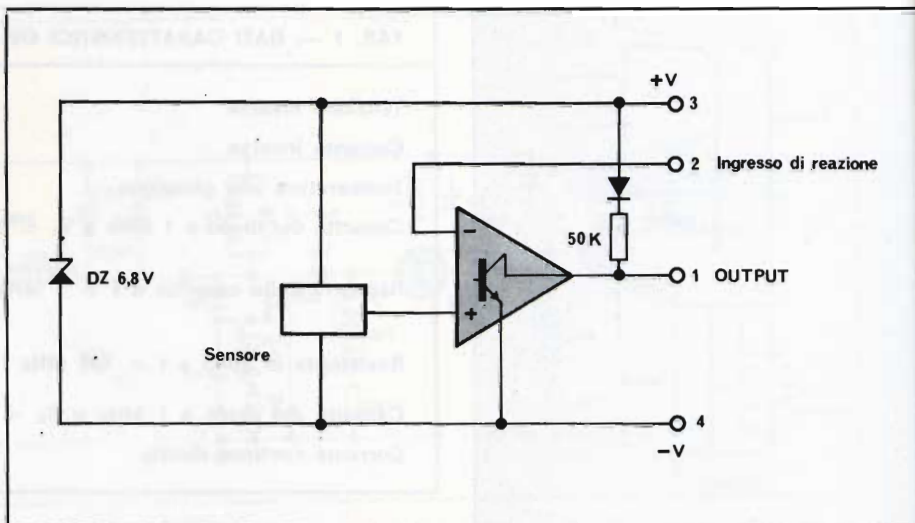


Fig. 4 - Schema generale del sensore di temperatura integrato LM3911.

TAB. 2 — DATI CARATTERISTICI RELATIVI ALLE BOBINE E CONDENSATORI DEL TRASMETTITORE DI MISURE DI TEMPERATURA

Impedenza A.F.	Bobina	Numero di spire	Tipo di materiale	Diametro bobina	Capacità
JAF1	L1	6	Rame smaltato Ø = 1 mm	3 mm	C1 = 10 ÷ 60 pF
JAF2	L2	6	»	3 mm	C2 = 10 ÷ 60 pF
JAF3	L3	6	»	3 mm	C3 = 10 ÷ 60 pF
JAF4	L4	6	»	3 mm	C4 = 10 ÷ 60 pF

TAB. 3 — DATI CARATTERISTICI RELATIVI ALLE BOBINE E CONDENSATORI DEL RICEVITORE DI MISURE DI TEMPERATURA

Impedenza A.F.	Bobina	Numero di spire	Tipo di materiale	Diametro bobina	Capacità
JAF1	L1	6	Rame smaltato Ø = 1 mm	3 mm	C1 = 10 ÷ 60 pF

N.B. - Il valore delle bobine L1-L2-L3-L4 è di 0,18 µH.

(per le sue caratteristiche si veda la Tab. 2) che, accordato sulla frequenza di emissione dell'oscillatore FM, permette di avere un segnale di A.F. amplificato. Una ulteriore amplificazione del segnale di A.F. viene effettuata mediante il secondo stadio RF, con caratteristiche uguali al precedente. Una capacità, dell'ordine di 5 pF, preleva dal collettore dell'ultimo stadio di amplificazione a RF il segnale modulato in frequenza. Quindi attraverso il circuito L4-C4, viene accordata l'antenna in modo da avere su di essa il massimo dell'energia di A.F. Si ottiene così in uscita una potenza dell'ordine di 350 mW.

Ricevitore

Lo schema elettrico del circuito ricevente è mostrato in Fig. 2. Esso impiega transistori del tipo BSX26. Come è evidente dalla figura, sul collettore del transistor BSX26 è presente un gruppo L1-C1 accordato alla frequenza di trasmissione del trasmettitore di misure di temperatura. Sempre sul collettore dello stesso transistor è presente l'antenna ricevente con un piccolo condensatore di accordo. Il segnale modulato in frequenza, dopo la sua ricezione, viene amplificato da due stadi a transistor BSX26 e quindi utilizzato. In Tab. 3 sono riportati

Fig. 5 - Schema elettrico dell'integrato LM3911.

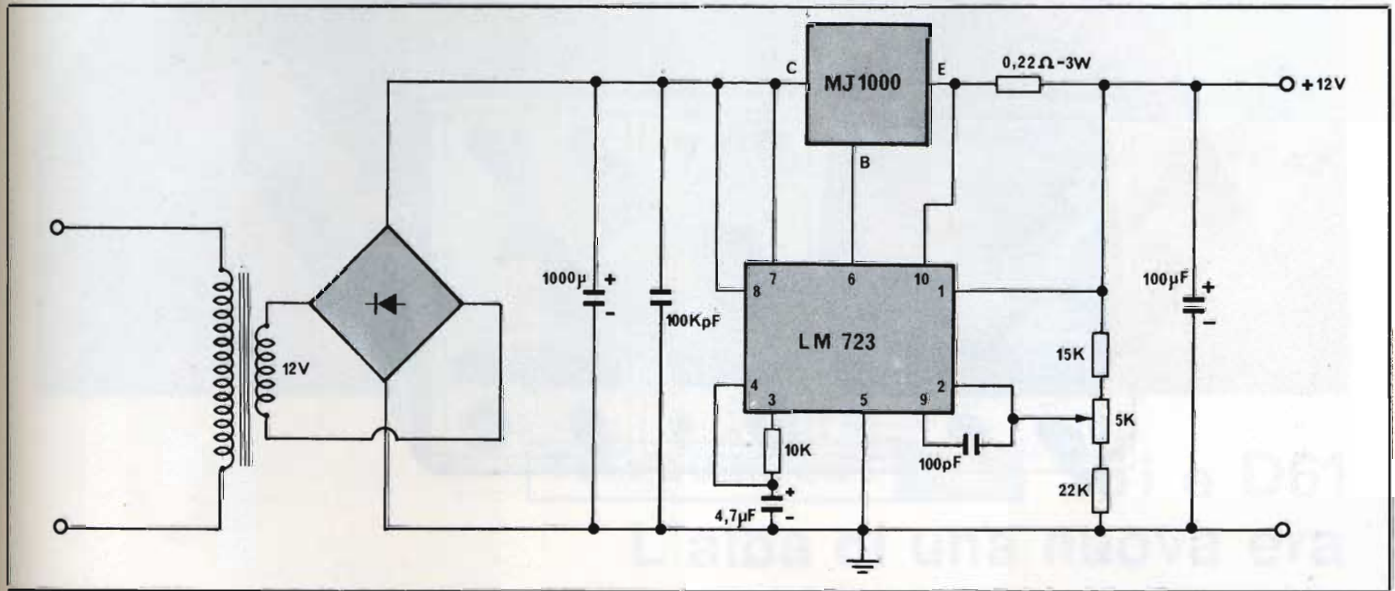
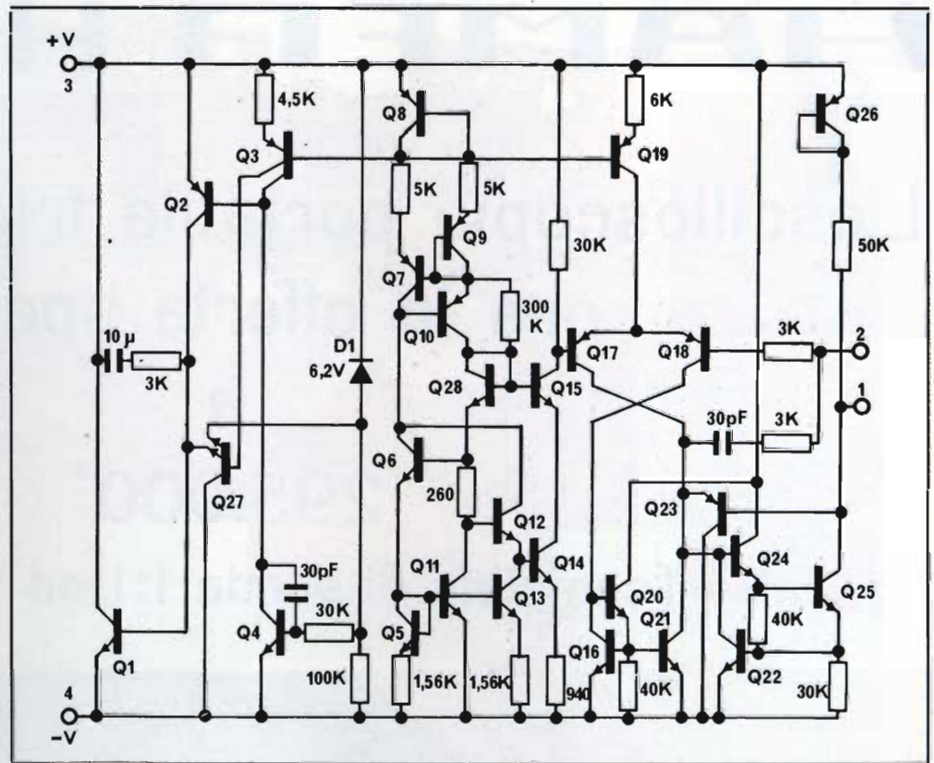


Fig. 6 - Schema elettrico dell'alimentatore dei +12 V.

i dati costruttivi relativi al gruppo L1-C1 del ricevitore.

Alimentatore stabilizzato dei +12 V

Lo schema elettrico completo dell'alimentatore stabilizzato da +12 V è riportato nella Fig. 6. L'alimentatore di tensione è in versione integrata ed impiega un integrato del tipo LM723 come stabilizzatore di tensione, ed un altro del tipo MJ1000 come stadio Darlington.

La tensione stabilizzata dell'integrato LM723, che può essere variata per mezzo della resistenza da 5 kΩ, viene quindi utilizzata per pilotare lo stadio Darlington di potenza.

L'alimentatore fornisce in uscita una tensione stabilizzata a 12 V, con corrente d'uscita pari a 3 Amper. Infine, vi è da aggiungere che l'alimentatore, qui presentato, presenta la protezione contro i corto circuiti e i sovraccarichi.

Riferimenti

- 1) F. D'Aprile - «Il diodo Varicap: Teoria ed applicazioni», Tecniche dell'Automazione, N. 7-8, 1972.
- 2) F. D'Aprile - «Apparato per la rivelazione dell'effetto piezoelettrico di sostanze allo stadio cristallino», Elettronica Oggi, N. 12, 1976.
- 3) National Semiconductor, Elettronica Oggi, N. 10, 1976.

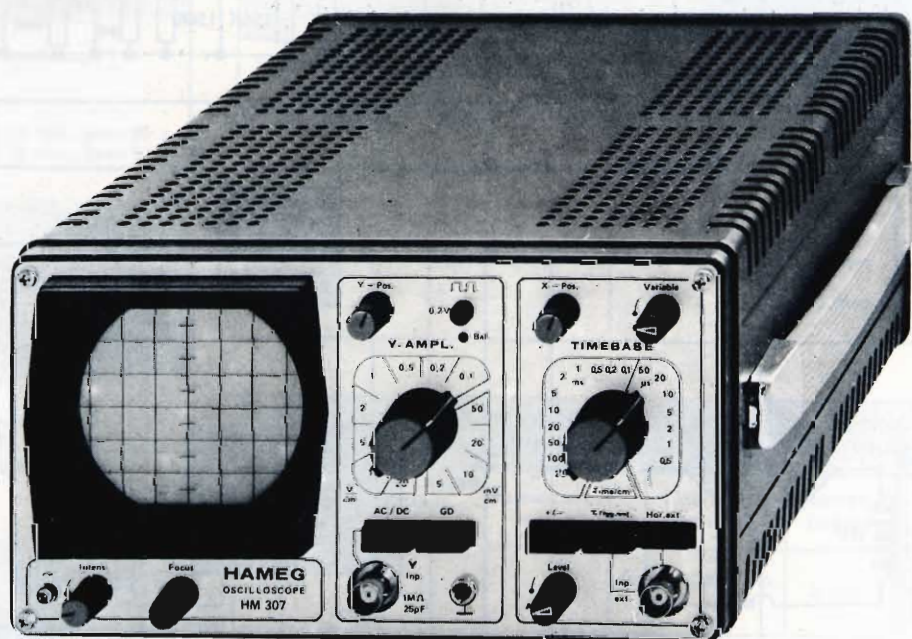
HAMEG HM 307

L'oscilloscopio portatile triggerato da 3"
ora in offerta speciale

a

295.000*

(completo di sonda 1:1 ed IVA 14%)



- Schermo da 3"
- Banda passante: 0 ÷ 10 MHz a -3 dB
- Sensibilità: 5 mV ÷ 20 V/cm in 12 passi
- Base tempi: 0,25 ÷ 0,5 μ s/cm in 18 passi
- Trigger: automatico/manuale

TELAV

TECNICHE ELETTRONICHE AVANZATE S.a.s.

20147 MILANO - VIA S. ANATOLONE, 15 -
TEL. 41.58.746/7/8
00187 ROMA - VIA DI PORTA PINCIANA, 4
TEL. 47.57.171 - 47.56.631
INDIRIZZO TELEGRAFICO: TELAV - MILANO -
TELEX: 39202

TAGLIANDO VALIDO PER

- Offerta e caratteristiche dettagliate oscilloscopi HAMEG
- Ordinazione di n. oscilloscopi HM307 completi di sonda 1:1 a 295.000* Lire IVA 14% compresa + spese di spedizione. Pagamento contrassegno.

Nome Cognome

Ditta o Ente Tel.

Via CAP

* Validità 28-2-78 per parità Marco Tedesco 1 DM = 388 \pm 3%.



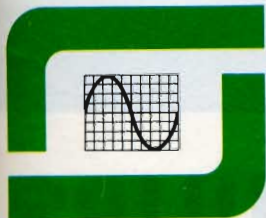
TELEQUIPMENT S61 e D61

L'alba di una nuova era

Ovvero l'oscilloscopio « facile ». La semplicità dei comandi, il grande schermo, l'elevata luminosità della traccia e la stabilità dei trigger permettono la piena utilizzazione di questi oscilloscopi anche all'operatore non ancora esperto.

Gli oscilloscopi S61 e D61 sono due tipici esempi di quanto la TELEQUIPMENT (azienda del gruppo TEKTRONIX) sia in grado di realizzare nel campo degli strumenti di alta qualità, ele-

vate prestazioni e costo contenuto. Grazie alle loro caratteristiche questi oscilloscopi rappresentano la scelta ideale per gli impieghi di laboratorio, per la didattica e per l'assistenza tecnica. La possibilità di sincronizzazione automatica sugli impulsi di quadro o di riga di un segnale televisivo rende il D61 particolarmente adatto ai tecnici operanti nel settore T.V.



silverstar

SEDE: 20146 MILANO - VIA DEI GRACCHI 20 - ☎ (02) 4996 (12 linee) 綫 39189
 FILIALE: 00198 ROMA - VIA PAISIELLO 30 - ☎ (06) 8448841 (5 linee) 綫 61511
 FILIALE: 10139 TORINO - P. ADRIANO 9 - ☎ (011) 443275/6-442321 綫 22181

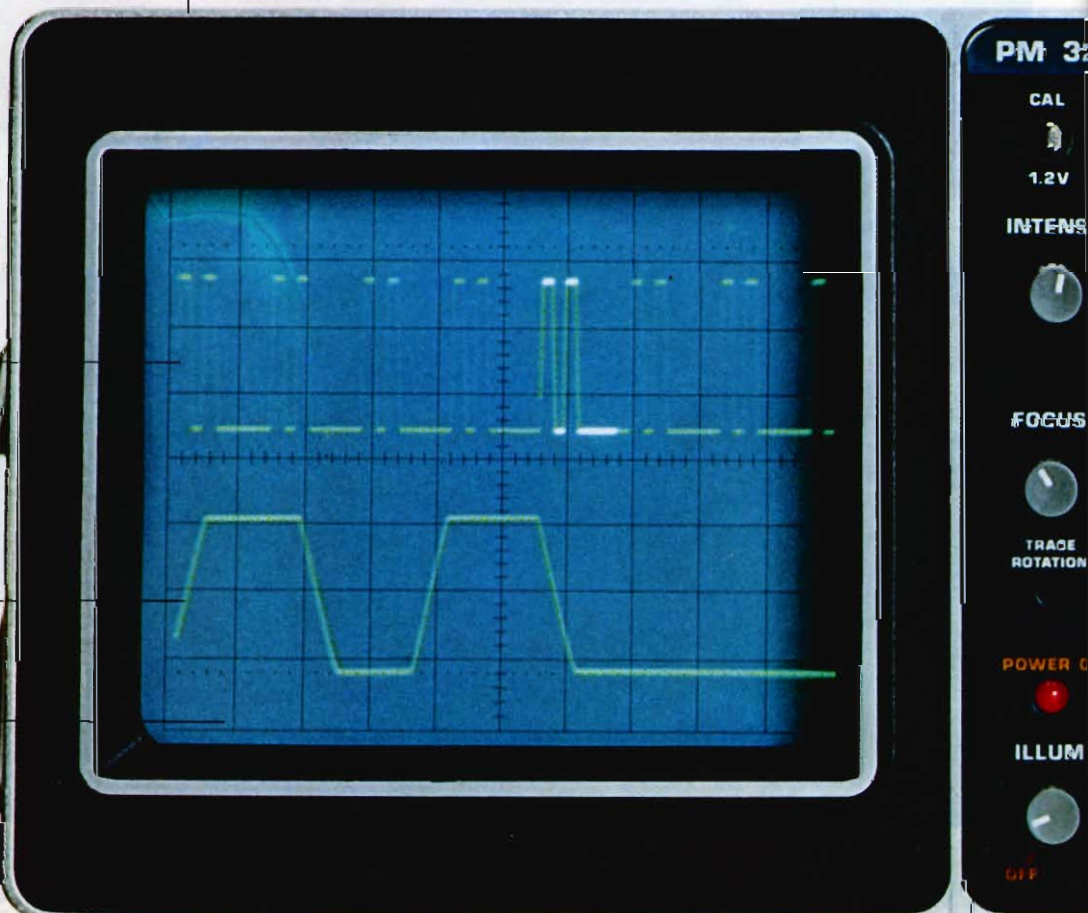
Philips: nuovi oscilloscopi p

La parte superiore del PM 3214 è piatta per consentire la sovrapposizione di più strumenti. La mancanza di fori di ventilazione sulla custodia metallica costituisce uno schermo.

Tubo con tensione di post-accellerazione di 10 kV del tipo a maglia, garantisce tracce particolarmente brillanti.

Spot di piccole dimensioni.

Reticolo interno, illuminazione variabile con continuità.



PM 3214. Dimensioni:
420 x 330 x 150 mm.
Peso circa 8,4 Kg.

Versione con una sola
base dei tempi.

PM 3212. Dimensioni:
420 x 297 x 150 mm.
Peso circa 7,9 Kg.

La robusta maniglia protegge il tubo a raggi catodici e i comandi durante il trasporto.

Il doppio isolamento fra la rete e lo strumento elimina la necessità del collegamento di terra (cioè cordone di rete a due conduttori) e con esso i problemi legati alle spire di terra e ai ronzii. L'oscilloscopio può anche essere alimentato da batteria a 24 V. (in opzione è disponibile la batteria interna).

I comandi del tubo a raggi catodici sono disposti convenientemente in modo che non si nascondano alla mano dello schermo.

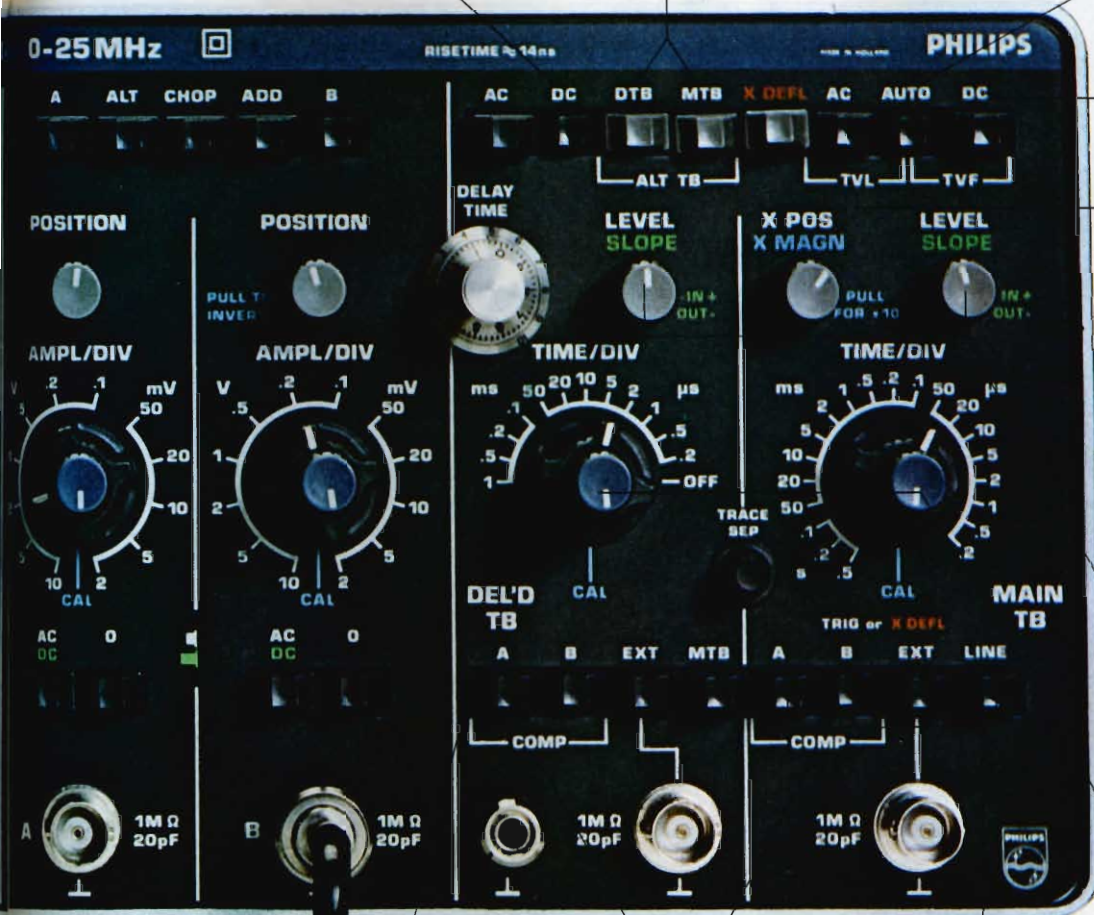
PHILIPS

professionali al giusto prezzo.

Accoppiamento c.c. del trigger anche per la base dei tempi ritardata.

La visualizzazione con base dei tempi alternata è una funzione che consente al PM 3214 di sostituire strumenti molto più costosi nella maggior parte delle applicazioni di misura. Premendo entrambi i comandi, vengono visualizzati i segnali della base dei tempi principale e ritardata, per uno o entrambi i canali.

L' "Auto" del trigger sul PM 3214 è qualcosa di più che un modo per ricercare la traccia; molto di più. In assenza di segnale compare sempre la linea zero, ma quando si inserisce un segnale è dal suo valore picco-picco, che viene derivato il livello di trigger. Ciò garantisce istantanea e sicura sincronizzazione nelle più svariate condizioni di misura.



L'accoppiamento c.c. del trigger nella base dei tempi principale costituisce una caratteristica importante per le forme impulsive con ciclo di carico variabile.

Trigger TV selezionabile tramite due pulsanti. In posizione TVF si ha il trigger a frequenza di quadro, in TVL a frequenza di riga. Questa utile caratteristica, abbinata all'alta sensibilità di 2 mV è ideale per la ricerca guasti, mentre la larghezza di banda di 25 MHz consente misure anche sugli stadi a FI.

Il comando di livello può essere utilizzato anche in posizione "auto". Il PM 3214 soddisfa quindi le esigenze dei laboratori, dell'assistenza e delle scuole grazie alla combinazione del trigger automatico e manuale.

Trigger separati per ciascuna base dei tempi da tutte le sorgenti possibili.

Trigger composito su entrambe le basi dei tempi. In "alternato", quando vengono premuti i pulsanti relativi, si può usare il trigger composito per fornire una visualizzazione stabile di due segnali non correlati, ad esempio due segnali di frequenza diversa o due segnali non in relazione di tempo (fase).

Ciascuna delle sorgenti di trigger selezionate per la base dei tempi principale può essere commutata sui canali orizzontali, consentendo al PM 3214 una visualizzazione X-Y.

Le basi dei tempi variabili con continuità semplificano le misure di fase, di tempo ed evitano "le rappresentazioni sdoppiate" nelle misure digitali.

nuovo



L.198.000+IVA

IL MULTIMETRO PROFESSIONALE* A BASSO PREZZO *della **FLUKE** naturalmente!

con l'assistenza tecnica e il servizio

SISTREL
SOCIETÀ ITALIANA STRUMENTI ELETTRONICI SPA

Via Timavo, 66 - 20099 Sesto S. Giovanni (Mi) - Tel. (02) 2485233 -
2476693 - Telex: 34346
Via G. Armellini, 39 - 00143 Roma - Tel. (06) 5915551 - Telex: 68356

- Ricevere un'offerta.
- Gradirei la visita di un Vs. Tecnico
- Essere inseriti nel Vs. mailing list.

NOME COGNOME

VIA TEL.

CAP CITTÀ DITTA

MANSIONI

LA PROPAGAZIONE DELLE ONDE Elettromagnetiche NELLO SPAZIO

seconda parte - di Piero SOATI

PROPAGAZIONE DELLE ONDE EM SOPRA LA SUPERFICIE TERRESTRE

In considerazione del fatto che la superficie terrestre nel suo insieme non è certamente da considerare un conduttore perfetto le componenti il campo elettrico che si irradiano da un'antenna trasmettente subiscono una certa inclinazione per cui parte di esse penetrano nel suolo dove sono rapidamente assorbite determinando una notevole perdita di energia.

Se invece le onde em si propagassero al di sopra di una superficie perfettamente conduttrice le linee di forza elettriche sarebbero perfettamente perpendicolari al suolo per cui non si verificherebbe alcuna perdita dell'energia irradiata. A queste condizioni ideali ci si avvicina quando le onde em viaggiano al di sopra di una superficie acquosa, come quella del mare o dei grandi laghi. Infatti l'acqua marina presenta una conduttività che è circa 5000 volte maggiore di quella propria dei terreni secchi.

La natura elettrica di un terreno, come è noto, è strettamente legata alla **costante dielettrica**, che si esprime con la lettera ϵ in unità semplici, con riferimento alla costante dielettrica del vuoto che, arbitrariamente, è fissata in 1 (cioè l'unità) e dalla **conduttività**, espressa dalla lettera δ , e che si esprime in mho/a e che è l'inverso della resistività.

La tabella 1 mette in evidenza le caratteristiche di costante die-

lettrica e conduttività di alcune classiche superfici terrestri.

Da quanto abbiamo detto risulta evidente che la profondità di penetrazione delle componenti elettriche delle onde em nel suolo

dipende strettamente dalle caratteristiche di quest'ultimo.

Nella seguente tabella 2 pertanto è messa in evidenza la profondità di penetrazione Pp, in metri, dell'energia radioelettrica, in fun-

TABELLA 1

Tipo di superficie	ϵ	δ mho/m
Acqua marina	80	4 ÷ 5
Acqua dolce	80	1 ÷ 10 x 10 ⁻³
Terreno molto umido	30	5 ÷ 20 x 10 ⁻³
Terreno medio	15	0,5 ÷ 5 x 10 ⁻³
Terra artica	15	5 x 10 ⁻⁴
Terreno molto secco e grandi città industriali	3	0,5 ÷ 1 x 10 ⁻⁴
Ghiaccio polare	3	2,5 x 10 ⁻⁵

TABELLA 2

Frequenza	Profondità di penetrazione (metri)				
	$\epsilon = 80$ $\delta = 4$	$\epsilon = 80$ $\delta = 5 \times 10^{-3}$	$\epsilon = 30$ $\delta = 10^{-2}$	$\epsilon = 10$ $\delta = 10^{-3}$	$\epsilon = 3$ $\delta = 10^{-4}$
10 kHz	2,5	71	50	164	507
100 kHz	0,79	23	16	52	173
1 MHz	0,25	10,6	5,5	21	95
10 MHz	0,080	9,5	3,0	16,7	92
100 MHz	0,026	9,4	2,9	16,7	92
1 GHz	0,013	9,4	2,9	16,7	92

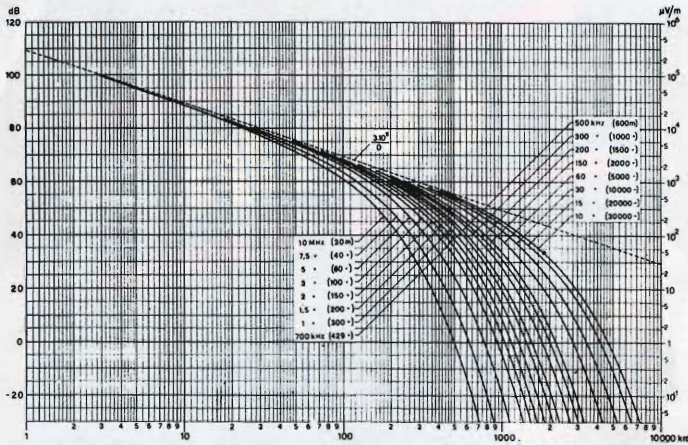


Fig. 1 - Curva di propagazione dell'onda di superficie su superficie marina. Costante dielettrica = 80, conduttività = 4 mho/m. Gamma frequenza 10 kHz ÷ 10 MHz.

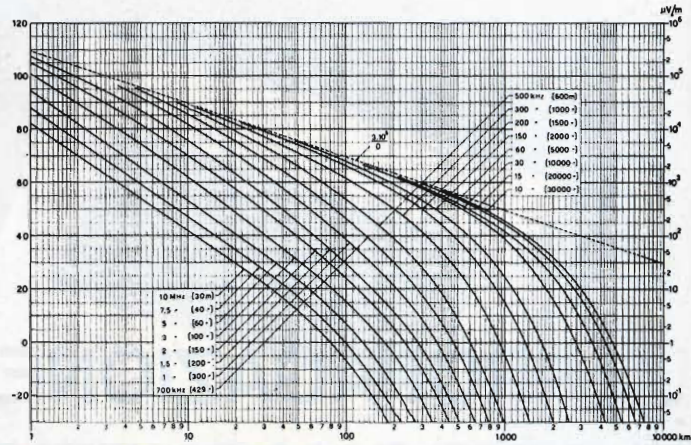


Fig. 4 - Curva di propagazione dell'onda di superficie sulla terra. Costante dielettrica = 4, conduttività = 3×10^{-3} mho/m. Gamma frequenza 10 kHz ÷ 10 MHz.

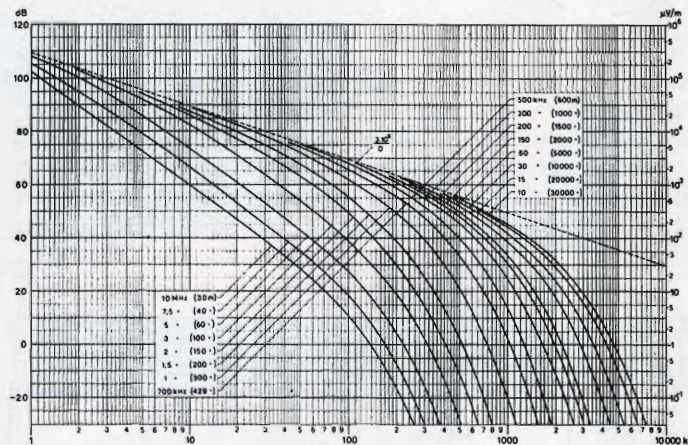


Fig. 2 - Curva di propagazione dell'onda di superficie sulla terra. Costante dielettrica = 4, conduttività = 3×10^{-2} mho/m. Gamma frequenza 10 kHz ÷ 10 MHz.

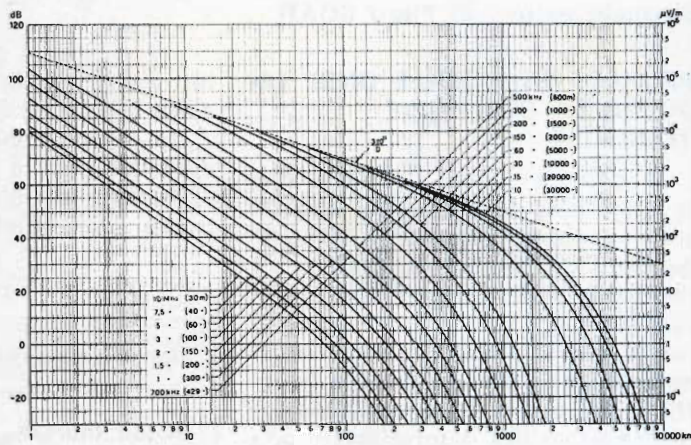


Fig. 5 - Curva di propagazione dell'onda di superficie sulla terra. Costante dielettrica = 4, conduttività = 10^{-3} mho/m. Gamma frequenza 10 kHz ÷ 10 MHz.

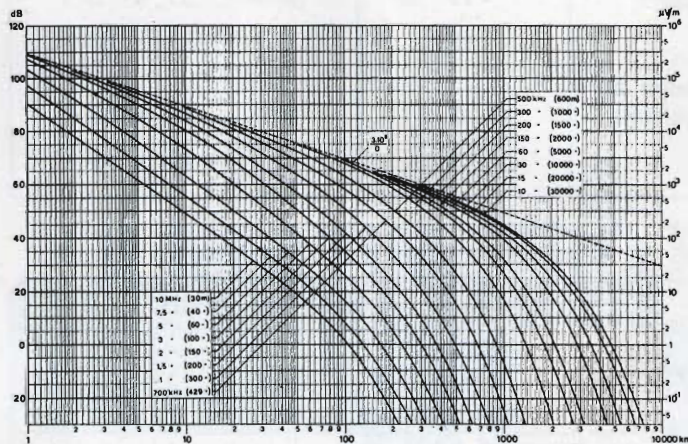


Fig. 3 - Curva di propagazione dell'onda di superficie sulla terra. Costante dielettrica = 4, conduttività = 10^{-2} mho/m. Gamma frequenza 10 kHz ÷ 10 MHz.

ONDA DI SUPERFICIE, TROPOSPERICHE ED IONOSPERICHE

L'onda di superficie, detta anche onda di terra (ground wave) è caratteristica di quasi tutte le lunghezze d'onda ad eccezione di quelle corte in cui tale componente si attenua rapidamente via via che si va verso le frequenze più elevate. Essa segue la curvatura terrestre ed è quindi soggetta a subire l'influenza del suolo che attraversa, ragione per cui nei suoi riguardi vale in modo particolare quanto si è detto nel paragrafo precedente.

L'intensità del campo elettromagnetico delle onde di superficie, in funzione della distanza, oltre che dalla natura del suolo è pure influenzato dalle condizioni meteorologiche, dall'altezza dell'antenna ed ovviamente dalla frequenza im-

zione di diverse caratteristiche di costante dielettrica, di conduttività e per valori differenti di frequenza.

Questa tabella mette altresì in evidenza che, ad eccezione per la propagazione al di sopra del mare, alle frequenze superiori a 10 MHz

la profondità di penetrazione è praticamente indipendente dalla frequenza.

Le figure 1, 2, 3, 4 e 5 rappresentano le diverse curve di propagazione dell'onda di superficie per differenti valori di conduttività e di costante dielettrica.

piegata. Quest'ultimo è un fattore molto importante poiché come si è già detto le perdite in energia aumentano notevolmente con il crescere della frequenza, tanto è vero che a partire da un valore di frequenza di 2 MHz il raggio di azione dell'onda di superficie si attenua rapidamente.

In linea di massima l'onda di superficie è polarizzata verticalmente per il fatto che la componente orizzontale viene corto circuitata dalla superficie terrestre.

Per frequenze aventi un valore superiore agli 8 MHz si nota frequentemente la cosiddetta **zona di salto** (skip zone) in cui si verifica un'area di silenzio, e nella quale non è possibile ricevere le emissioni di una data stazione. Questa zona viene sempre a trovarsi fra il limite di portata dell'onda di superficie ed il limite della zona di ricezione ionosferica (cioè del primo salto), fig. 6.

Le onde di superficie, quando interessano le gamme VHF, UHF ed altre più elevate, generalmente sono dette onde ottiche e si suddividono in **onde dirette** ed **onde di superficie riflesse**, come si è visto alla figura 3 della prima puntata. Da notare che la composizione ottica delle VHF e delle UHF, ed anche delle onde aventi frequenze attorno ai 3 MHz, è quella che assicura i collegamenti fra gli aerei mobili.

Pertanto l'onda diretta è da considerare la componente tipica che permette le comunicazioni fra posti situati a distanza ottica, fra aerei e stazioni terrestri, fra aerei o stazioni terrestri e astronavi in condizioni di visibilità, intendendo con ciò l'assenza di ostacoli diretti od indiretti. Essa è influenzata in modo trascurabile, in questo caso, dall'azione del suolo (in modo grossolano per comunicazioni fra aerei, o zone molto elevate si può ritenere che l'intensità di campo vari inversamente al quadrato della distanza) ma risente dei fenomeni di rifrazione dovuti all'atmosfera i quali, come si è già detto, in particolari condizioni permettono la ricezione a distanze notevolmente superiori all'orizzonte ottico.

L'onda di superficie riflessa è invece quasi sempre presente nel caso in cui l'emissione avvenga nella gamma delle onde medie tra-

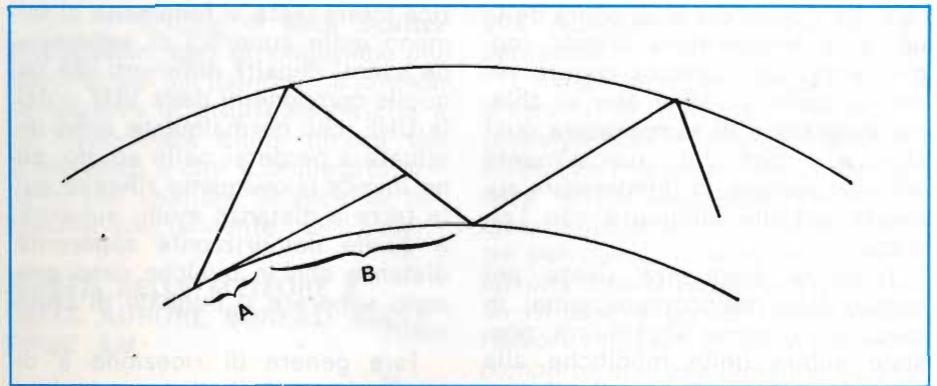


Fig. 6 - Zona di silenzio caratteristica delle emissioni aventi frequenza superiore agli 8 MHz. A = zona di ricezione dell'onda di superficie, B = zona di silenzio.

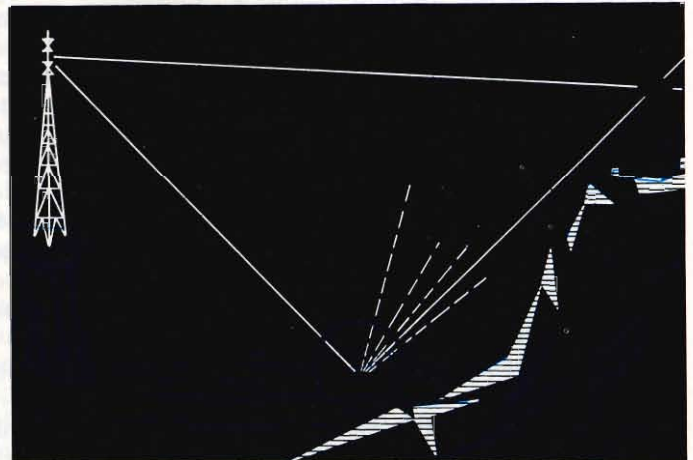


Fig. 7 - Esempio di onda diretta, in alto, e di onda di superficie riflessa. In questo caso la riflessione avviene ad opera di una superficie liquida.

mite stazioni collegate ad antenne installate ad una discreta altezza oppure sia effettuata su frequenze superiori ai 30 MHz, per collegamenti con stazioni a portata ottica e con antenne la cui altezza sia più volte maggiore del valore della lunghezza d'onda, come mostrano le figure 7 e 8.

In questo caso l'onda di superficie riflessa oltre ad accusare le perdite di energia a cui si è già fatto cenno può dare luogo ad una alterazione di fase rispetto all'on-

da diretta la qualcosa, al posto ricevente, oltre ad una diminuzione del campo em può provocare una certa distorsione dei segnali.

Nel caso di comunicazioni fra aerei il campo em, approssimativamente può essere calcolato mediante la seguente formula:

$$E = \frac{E' (4 h' h'')}{\lambda d^2}$$

in cui **E** = campo em, **E'** = campo dell'onda ottica a distanza unitaria, **h'**, **h''** = altezza dell'antenna ricevente e dell'antenna trasmittente, **λ** = lunghezza d'onda, **d** = distanza.

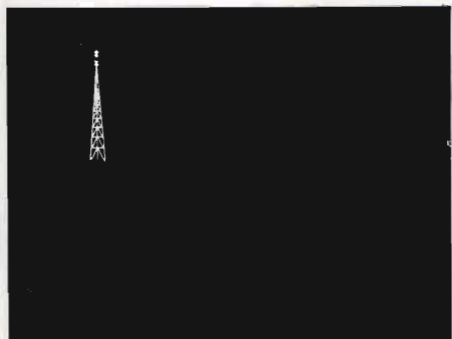


Fig. 8 - Esempio di onda diretta, in alto, e di onda di superficie riflessa da un mezzo in movimento.

ONDE TROPOSPERICHE

Premettiamo che si definisce come **troposfera** quella regione inferiore dell'atmosfera terrestre, immediatamente aldisopra della superficie della terra in cui, in condizioni di normalità la temperatura desce con l'aumentare dell'altezza, ad eccezione di certi strati locali in cui si manifesta inversione di temperatura; che si definisce come **tropopausa** il limite superio-

re della troposfera al di sopra della quale la temperatura cresce leggermente con l'altezza oppure resta costante e infine che si chiama **inversione di temperatura** quel fenomeno per cui, specialmente nella troposfera, la temperatura aumenta anziché diminuire con l'altezza.

Tutte le frequenze usate nel campo delle radiocomunicazioni, in modo più o meno accentuato, possono subire delle modifiche alla normale propagazione nella troposfera. Ciò naturalmente avviene quando in questa regione si verificano dei fenomeni che possiamo definire anormali, e che influenzano maggiormente le onde che normalmente hanno portata ottica le quali, già nelle normali condizioni dell'atmosfera trovano un ottimo mezzo di propagazione.

In relazione al fatto che l'indice di rifrazione dell'aria (**che varia in funzione della pressione barometrica, della temperatura, dell'umidità e che è legato al coefficiente dielettrico dell'aria stessa**) decresce normalmente con l'altezza, le onde ottiche del tipo VHF, ed in modo meno accentuato quelle UHF, subiscono un leggero curvamento che permette loro di raggiungere una distanza che si può considerare superiore del 15% alla distanza ottica vera e propria. In questo caso l'orizzonte raggiunto dalle onde em in tali condizioni viene detto **orizzonte apparente**.

Qualora a causa della presenza di masse calde nell'atmosfera si verifichi una **inversione di temperatura** (ossia che la temperatura che normalmente decresce di 6,5° per ogni chilometro di altezza invece aumenti) nella zona troposfe-

rica interessata al fenomeno si formano delle superfici di separazione aventi densità differenti per cui quelle componenti delle VHF e delle UHF, che normalmente sono destinate a perdersi nello spazio, sono invece nuovamente riflesse sulla terra a distanze molto superiori a quella dell'orizzonte apparente, distanze che in qualche caso possono superare il migliaio di chilometri.

Tale genere di ricezione a distanza è noto con il nome inglese di **duct** e viene detta a **guida d'onda** poiché in questo caso le onde em sono convogliate a grande distanza in un modo del tutto simile a quello che avviene nelle guide d'onda, questi condotti si formano ad altezze relativamente basse e pertanto sono soggetti a brusche variazioni anche a causa dei forti venti che dominano nelle regioni dell'alta atmosfera.

È un tipo di propagazione, assai frequente nel campo delle VHF, che avviene frequentemente nei mesi estivi, e che permette talvolta la ricezione dei programmi televisivi e delle emissioni a modulazione di frequenza, oltre quelle dei radioamatori che lavorano sulle frequenze di 50 MHz e 144 MHz, a distanze rilevanti.

ONDE IONOSFERICHE

Sono dette ionosferiche quelle componenti delle onde em la cui ricezione a grande distanza è resa possibile dalle riflessioni che esse ricevono negli alti strati della ionosfera e di cui si è diffusamente scritto nella puntata precedente.

Per raggiungere distanze rilevan-

ti ovviamente le onde em devono subire più riflessioni nello **strato F**, almeno per quanto concerne le onde corte, secondo il seguente concetto:

Numero di salti	Lunghezza del percorso (km)
1	meno di 4000
2	4000 ÷ 8000
3	8000 ÷ 12000

Ciò è chiaramente illustrato in figura 9.

Sebbene tutte le onde em che abbiano una frequenza compresa fra 10 kHz e 40 MHz possano subire delle modifiche al loro stato (fase, evanescenza e così via) negli strati ionosferici, le frequenze alte, cioè le onde corte di giorno e di notte e le onde medie e quelle lunghe di notte, sono quelle che maggiormente si avvantaggiano della presenza di detti strati.

PROPAGAZIONE PER DISPERSIONE

Nel recente dopoguerra è stato messo a punto un nuovo sistema di comunicazione a distanza tramite l'impiego di frequenze proprie della gamma UHF, ed anche maggiori, che è noto con il termine inglese di **Scatter Propagation** od anche **Tropospheric Scatter**.

Questo sistema sfrutta la presenza permanente di alcune zone di turbolenza della ionizzazione in prossimità delle quali, e per punti molto vicini fra di loro, si hanno degli indici di rifrazione alquanto differenti che consentono comunicazioni anche a distanze dell'ordine di 2000 km.

Come mostra la figura 10 a causa dello sparpagliamento le onde em giungono al ricevitore con una intensità piuttosto debole pertanto è indispensabile utilizzare dei trasmettitori di una certa potenza. Comunque in questi anni anche in tale campo si sono fatti progressi notevoli, poiché il sistema ha avuto ampia diffusione in tutto il mondo, pertanto attualmente si impiegano trasmettitori la cui potenza è compresa fra 1 kW e 50 kW con antenne paraboliche, sia in trasmissione che in ricezione, il cui diametro può oscillare fra i 4

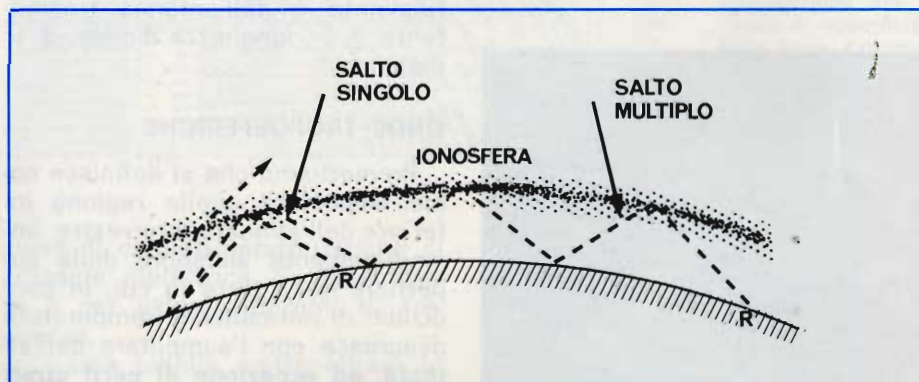


Fig. 9 - Onde ionosferiche. È visibile un'onda che dopo aver subito una leggera rifrazione si perde nello spazio, un'onda che subisce un solo salto ed un'altra che invece subisce tre salti.

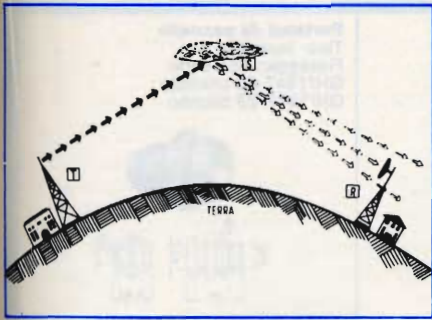


Fig. 10 - Esempio di propagazione per dispersione, scatter propagation. T = antenna trasmittente, R = antenna ricevente, S = zona di turbolenza.

m ed 20 m. Le gamme maggiormente usate sono le seguenti: 300 ÷ 450 MHz, 755 ÷ 985 MHz, 1700 ÷ 2500 MHz, 4400 ÷ 5500 MHz, mentre in passato si utilizzavano con risultati più scarsi, frequenze molto più basse, cioè dell'ordine di 40 ÷ 50 MHz.

A titolo di esempio si precisa che attualmente si sono realizzati dei sistemi di ponti radio in grado di coprire distanze dell'ordine di 250 km, usando la frequenza di 1000 MHz, con potenze di 1 kW, antenne aventi il diametro di 10 m e con una capacità di oltre 100 canali. Con potenza di 50 kW ed antenne aventi il diametro di 37 m è possibile coprire distanze di oltre 900 km con una capacità di 24 canali.

Con il termine di **Back Scatter Propagation**, cioè propagazione per dispersione all'indietro, s'intende un sistema di propagazione che è da considerare come un'eco del precedente e che è impiegato soltanto per studiare le zone di turbolenza, specialmente con i radar.

EFFETTI DELLE METEORE E DELLE AUREOLE BOREALI SULLE ONDE EM.

Il passaggio nell'alta atmosfera, cioè nella troposfera ed anche nella ionosfera, di meteore può dare luogo a fenomeni di ionizzazione i quali talvolta permangono per un periodo piuttosto lungo e che sovente possono essere la causa della riflessione a grandi distanze delle onde corte e delle componenti VHF che sono destinate a disperdersi nello spazio.

Poiché la caduta dei meteoriti nell'atmosfera è assai frequente si cerca di sfruttare questo fenomeno nel corso delle perturbazioni ionosferiche, cioè quando viene a mancare la regolare riflessione ionosferica e la propagazione delle gamme relative alle onde corte praticamente è chiusa, allo scopo di mantenere la continuità di certi collegamenti. In pratica si viene a realizzare un tipo di collegamento che può essere assimilato a quello precedentemente illustrato e cioè

alla ricezione a distanza per dispersione.

E' stato pure osservato che in presenza di un'aurora polare, la propagazione delle onde corte subisce una attenuazione tale da rendere le comunicazioni a notevoli distanze piuttosto difficoltose mentre per contro le onde metriche, e talvolta quelle centimetriche, sono riflesse a grandi distanze dall'aurora stessa la quale viene a comportarsi esattamente come uno strato riflettente.

In questo caso però la ricezione, specialmente dei segnali modulati, è quasi sempre difficile a causa dei complessi fenomeni di evanescenza.

Infatti un'aurora polare (un'aurora evidentemente può essere boreale ed australe) all'esame spettroscopico si presenta con delle righe appartenenti ad atomi eccitati di ossigeno e di azoto semplicemente, doppiamente e triplicamente ionizzati. Si ammette che questi ioni siano gli stessi che si trovano nello **strato F**, in parte dovuti all'assorbimento della radiazione solare, che hanno migrato verso i poli sotto l'influenza del campo magnetico terrestre ed in parte atomi divenuti ioni per il bombardamento subito nel momento della produzione dell'aurora polare.

(segue)

Nel numero in edicola

di SPERIMENTARE

troverete:

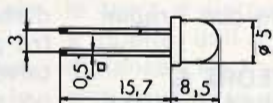
- Tremolo unit e treble booster
- Alimentatore stabilizzato
0 ÷ 20 Vcc - 0 ÷ 2,5 A
- Sonda termica e rivelatore di temperature differenziali
- Amplificatore RF/FM
- Visore digitale per stereo tuner

...E TANTI ALTRI ARTICOLI INTERESSANTI

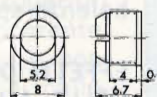
Led e portaled

in vendita nelle sedi
GBC

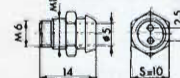
Led SIEMENS fascio diffuso
Tensione nominale: 2,5 V
Tensione inversa: 3 V
Potenza dissipata: 50 mW
Intensità luminosa: 1,5 mcd
Lunghezza d'onda della luce emessa: 575 nm
Mod. LD55A Giallo - GH/6110-10



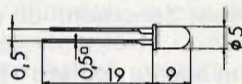
Portaled da pannello
Materiale: viala
GH/1944-20



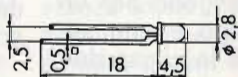
Portaled da pannello
Tipo: incavato
Fissaggio: con dado
GH/1947-20 cromato
GH/1947-22 brunito



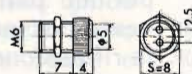
Led SIEMENS fascio diffuso
Tensione nominale: 1,7 V
Tensione inversa: 3 V
Potenza dissipata: 120 mW
Intensità luminosa: 2 mcd
Lunghezza d'onda della luce emessa: 560 nm
Mod. LD41A Rosso - GH/6100-10



Led SIEMENS fascio diffuso
Tensione nominale: 1,6 V
Tensione inversa: 3V
Potenza dissipata: 100 mW
Intensità luminosa: 1,5 mcd
Lunghezza d'onda della luce emessa: 655 nm
Mod. LD30A Rosso - GH/6130-00



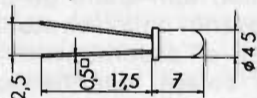
Portaled da pannello
Tipo: normale
Fissaggio: con dado
GH/1947-00 metallizzato
GH/1947-02 brunito



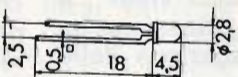
Visualizzatore numerico Led FAIRCHILD
Anodo comune, 7 segmenti
Simboli: 0 ÷ 9 con punto decimale a destra
Altezza simboli: 12,7 mm
Tensione diretta VF: 1,7 V
Corrente segmento di picco: 200 mA
Mod. FND - 500 Rosso GH/8400-00



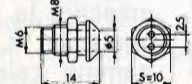
Led SIEMENS fascio diffuso
Tensione nominale: 2,3 V
Tensione inversa: 3 V
Potenza dissipata: 46 mW
Intensità luminosa: 3,2 mcd
Lunghezza d'onda della luce emessa: 560 nm
Mod. LD 57 A Verde - GH/6110-06



Led SIEMENS fascio diffuso
Tensione nominale: 2,5 V
Tensione inversa: 3 V
Potenza dissipata: 100 mW
Intensità luminosa: 1,5 mcd
Lunghezza d'onda della luce emessa: 650 nm
Mod. LD37A Verde - GH/6130-04
Mod. LD35A Giallo - GH/6130-05



Portaled da pannello
Tipo: normale
Fissaggio: con dado
GH/1947-10 cromato
GH/1947-12 brunito



Visualizzatore numerico Led FAIRCHILD
Anodo comune, 7 segmenti
Simboli: 0 ÷ 9 con punto decimale a destra
Altezza simboli: 9,5 mm
Tensione diretta VF: 1,7 V
Corrente segmento di picco: 200 mA
Mod. FND - 357 Rosso GH/8410-00



ACCENSIONE ELETTRONICA A SCARICA CAPACITIVA

UK 875



L'accensione elettronica UK 875 consente di migliorare sensibilmente le prestazioni dei motori degli autoveicoli.

In particolare, rispetto al sistema di accensione «convenzionale», questa accensione elettronica presenta i seguenti vantaggi:

- 1) Durata delle puntine praticamente illimitata.
- 2) Partenza istantanea anche a motore freddo e a bassissima temperatura ambiente.
- 3) Triplice durata delle candele.
- 4) Possibilità di usare carburanti poveri (metano, gas liquidi, ecc.).
- 5) Riduzione del consumo di carburante e dei gas incombusti.
- 6) Funzionamento sempre regolare in tutte le condizioni di marcia.
- 7) Tensione elevata e costante alle candele sia diminuendo che aumentando il numero di giri.
- 8) Piena erogazione di potenza del motore nei sorpassi e nelle marce ad elevata velocità.

L. 23.300

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI

G.B.C.
italiana

PRINCIPI FONDAMENTALI DEL TELETEXT E DEL VIEWDATA

seconda parte - di N. RIVOLTANI

RAPPRESENTAZIONE DEI GRAFICI

Ogni rettangolo di segni è suddiviso in 6 celle minori con un formato di 3x2 (**figura 10**). Poichè il rettangolo di display è costituito da dieci righe televisive, non è possibile suddividerle simmetricamente e si possono realizzare combinazioni come "3,4, 3", "4,3, 3" o "3, 3,4". Ognuna delle sei celle viene rappresentata con uno dei 7 bit dati memorizzati in ogni posizione segni della RAM. Il settimo bit (bit 6) viene utilizzato per la commutazione del modo di display.

Benchè i sistemi Teletext e Viewdata abbiano un dispositivo di display comune, essi utilizzano dei modi di trasmissione molto diversi. Vi sono quindi sistemi di elaborazione segnali e ingressi dati alla memoria di pagina distinti.

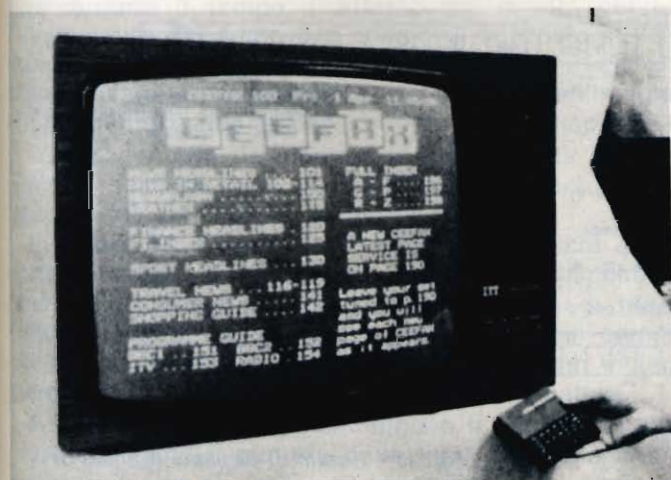
MEMORIA DI PAGINA

Il teletext è un sistema di trasmissione delle informazioni in cui sono trasmesse pagine con testo e grafici durante il tempo di ritorno del quadrato in forma codificata sopra righe televisive altrimenti non utiliz-

zate. Il sistema impiega una trasmissione binaria con una velocità di 6,9375 Mbit/s durante ogni riga dati, che trasmette informazioni di sincronismo e d'indirizzamento nonché il codice per una linea di 40 segni. Ogni riga dati contiene degli elementi binari sotto forma di segnale NRZ (non-return-to-zero) bivalente, che va dal livello del nero al 66% del livello del bianco (**fig. 11**).

Prima della sua inserzione nel segnale d'immagine il flusso dati passa attraverso un limitatore di banda avente una dissimetria di circa la metà della velocità dei bit, ossia ca. 3,5 MHz (**figura 12**).

Filtri di questo genere discriminano nel modo migliore fra "0" e "1" nel segnale ricevuto. Ogni riga dati è costituita da 45 byte di 8 bit ciascuno, i primi tre byte dei quali sincronizzano il ricevitore. I 2 byte seguenti portano le informazioni di indirizzo e di comando, mentre i 40 rimanenti forniscono il codice per una linea di segni, fuorchè nella linea di testa, in cui 8 byte supplementari contengono il numero della pagina. In **figura 13** si vedono la linea di testa e i formati di linea. Prima di arrivare alla memoria di pagina, i dati di Teletext trasmessi sul segnale BAS vengono elaborati in due diverse fasi. Il primo problema è la ge-



TELETEXT: Informazione senza fili.



VIEWDATA: Informazione su linea telefonica.

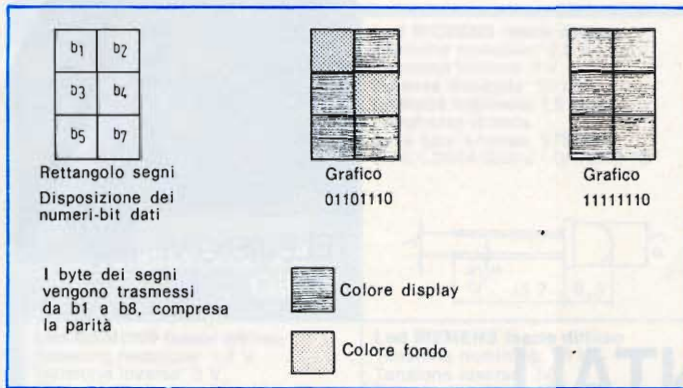


Fig. 10 - Celle grafici 3 x 2 con bit dati ed esempi.

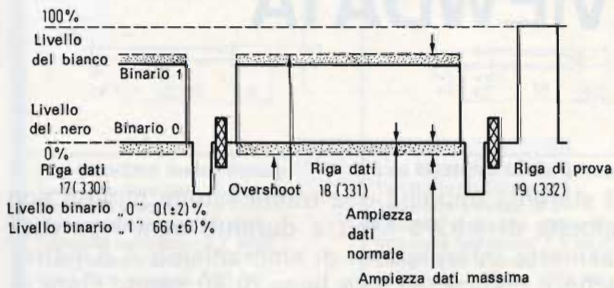


Fig. 11 - Livello dati.

nerazione di un flusso di dati digitali esenti da errori insieme con una cadenza di ritmo sincrona. Le condizioni poste da questo circuito influiscono sulla messa a punto del sintonizzatore e dell'amplificatore IF poichè gli overshoot che sono spesso presenti in un segnale video e in parte perfino desiderabili per il miglioramento della definizione dell'immagine, possono fortemente menomare un flusso dati.

La predisposizione è basata in generale su un circuito in cui i valori di picco e di gola del flusso dati vengono raddrizzati e memorizzati. Un circuito a valor medio genera allora una tensione che sta sempre nel mezzo della forma d'onda dei dati, anche quando sono presenti dei disturbi, come quelli rappresentati in figura 14. In figura 15 si vede il comportamento di un cosiffatto «data-slicer» adattabile.

L'avviamento della cadenza di ritmo viene impiegato per distinguere fra una riga dati di Teletext e gli altri segnali che vengono normalmente trasmessi anche durante il tempo di ritorno del quadro. La riga dati viene ottenuta per mezzo di un circuito accordato su 3,46875 MHz e viene attivato solo durante un periodo di riga dell'intervallo di ritorno del quadro. Il circuito predispone un flip-flop che genera un impulso di emissione del testo. Il flip-flop viene resettato dall'impulso di sincronismo di riga seguente. Segue un'ulteriore verifica, prima che i dati vengano accettati; essa è relativa alla posizione dell'impulso

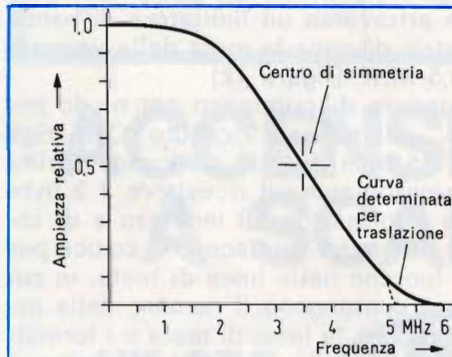


Fig. 12 - Spettro di un impulso dati.

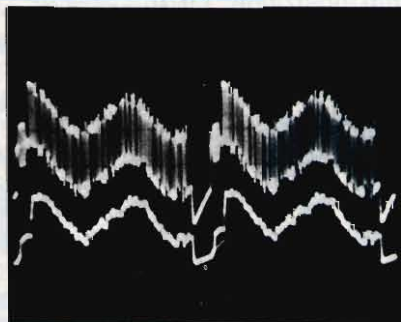


Fig. 14 - Effetto di un disturbo su un canale.

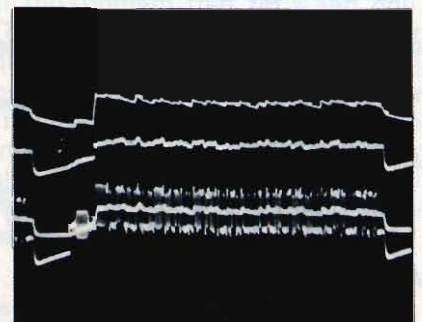


Fig. 15 - Comportamento di un tipico data-slicer adattabile.

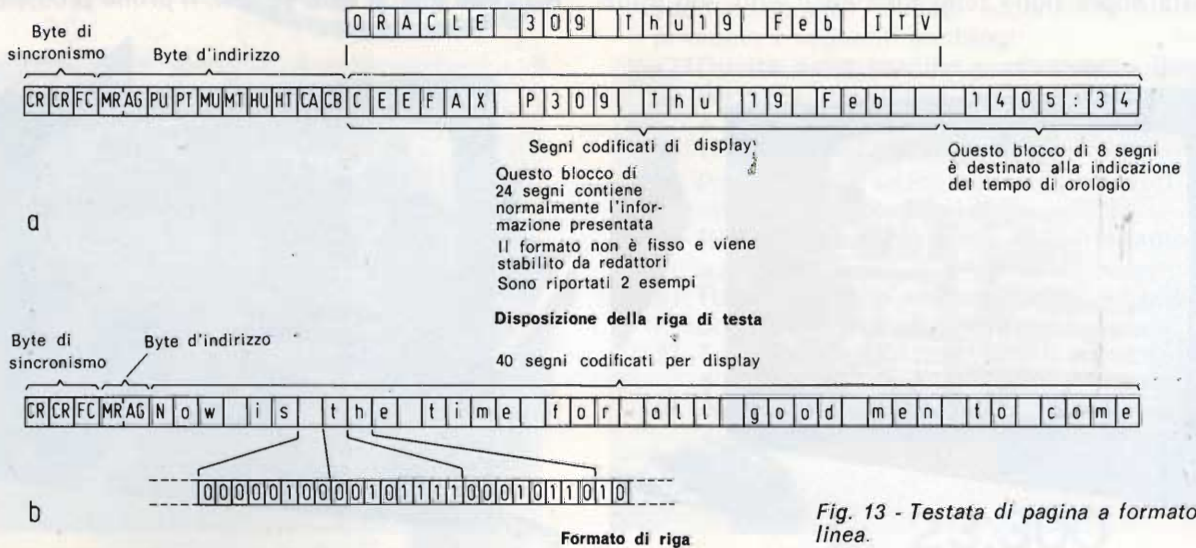


Fig. 13 - Testata di pagina a formato di linea.

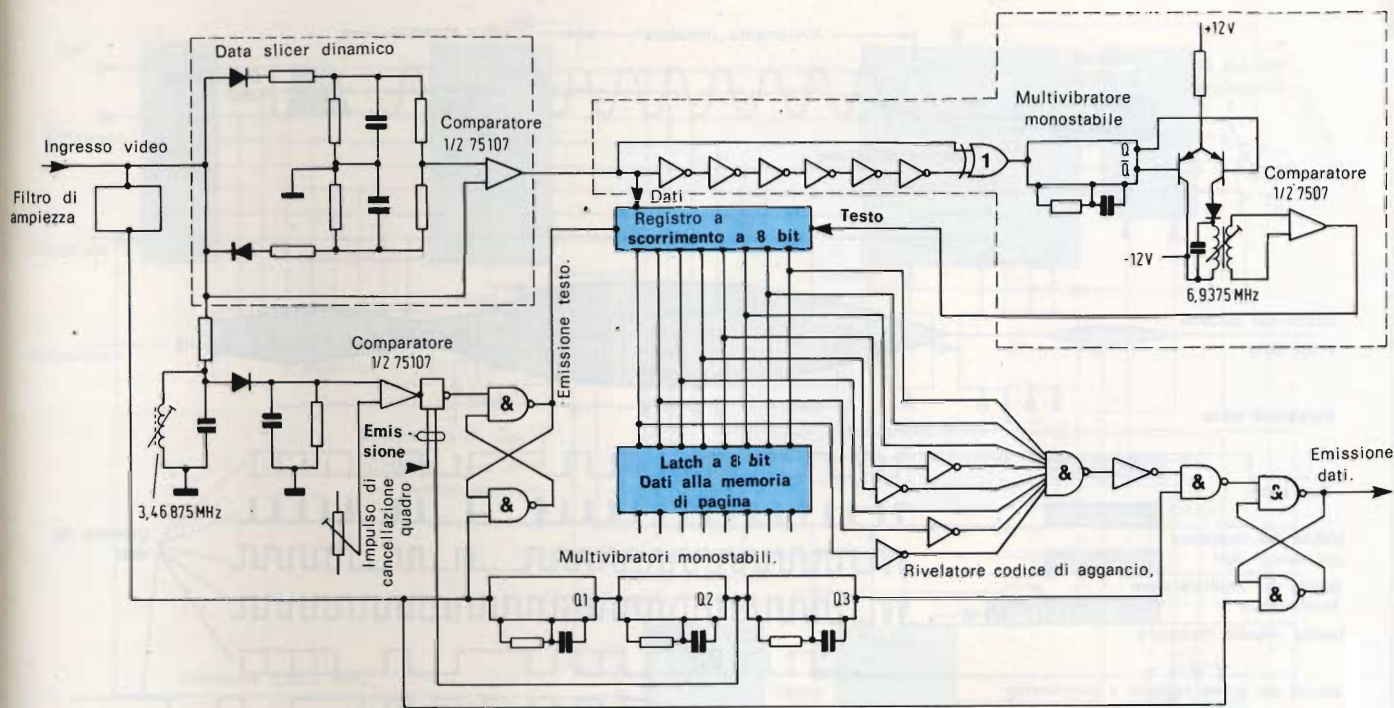


Fig. 16 - Circuito per l'estrazione dei dati.

d'uscita del codice di aggancio. L'impulso stesso viene impiegato allo scopo di avviare esattamente la decodificazione digitale, con il che tutte le funzioni distano dall'impulso del codice di aggancio di un numero contato di impulsi di ritmo.

Se durante l'intervento del ritorno del quadro viene trasmessa una riga il cui inizio contiene un segnale di 3,5 MHz, il multivibratore bistabile viene predisposto con l'emissione del testo.

Nel caso che il decodificatore sia bloccato, un impulso del codice di aggancio appare anche durante il periodo di riga. Un circuito per la preparazione dati è rappresentato in **figura 16** insieme con i corrispondenti oscillogrammi (**figura 17**). In questo modo il decodificatore viene messo a punto in modo da essere insensibile ai disturbi. Richiamiamo l'attenzione sul fatto che il circuito per il riconoscimento della riga durante il tempo di ritorno del quadro purchè l'avviamento del ritmo e il codice di aggancio si prestino nella giusta sequenza temporale. Con ciò diviene possibile predisporre il sistema per delle righe supplementari, non appena queste siano disponibili.

L'altro compito del codice di aggancio sta nell'iniziare la seconda fase dell'elaborazione, cioè l'accettazione dei dati con la memoria di pagina.

In **figura 16** è riportato lo schema a blocchi di un decodificatore. Il codice di aggancio predispose il latch di accettazione che separa l'impulso di reset dalla catena di divisione del ritmatore e poi comincia ad inviare i dati in byte di 8 bit ciascuno in una memoria da 1 byte con la cadenza del ritmatore.

I due primi byte dati contengono il numero di magazzino nonché il numero della linea dati, che viene trasmesso con gli ultimi 40 byte. Entrambi i dati sono protetti con un codice Hamming; questo consiste

nel fatto che in ogni byte vengono trasmessi 4 bit di protezione insieme con 4 bit d'informazione. Con ciò si può correggere un unico errore di bit, per contro l'intera linea viene rigettata nel caso che siano difettosi 2, 4 o 6 bit. Il numero di magazzino controllato viene confrontato con il numero scelto dall'utente. Quando i due numeri coincidono, il numero di linea controllato viene esaminato per stabilire se si tratti di una linea di zeri, cioè di una linea di testa. Quando è questo il caso, i successivi 8 byte, che sono anch'essi protetti con un codice Hamming e che contengono in forma BCD il numero di pagina e il tempo nominale, vengono esaminati per vedere se coincidono con quelli scelti dall'utente. Se si ha questa coincidenza, vengono lette le informazioni nella linea di zeri della memoria di pagina. Il numero di linea è stato caricato nel numeratore di linea così come è stato trasmesso prima dell'inizio della presentazione del testo.

Il numeratore di colonna viene comandato al ritmo di cadenza dei dati durante la lettura. Ciò è possibile in quanto la scrittura ha luogo solo durante il ritorno del quadro e la lettura durante la scansione diretta. I dati della linea di zeri di una pagina devono esser separati da quelli di un'altra linea della stessa pagina del periodo di cancellazione di un quadro. Ciò semplifica la cancellazione di una pagina. Se la linea di zeri non fosse separata dalle linee seguenti della stessa pagina di un intervallo di quadro, sarebbe pressoché impossibile cancellare la memoria entro l'intervallo di cancellazione di riga di 12 μ s senza impiegare una speciale memoria con ingresso a cancellazione. L'intervallo di un quadro fra le linee 0 e 1 significa che la memoria può, durante questo periodo, venir commutata su «scrittura». Se alle entrate dati

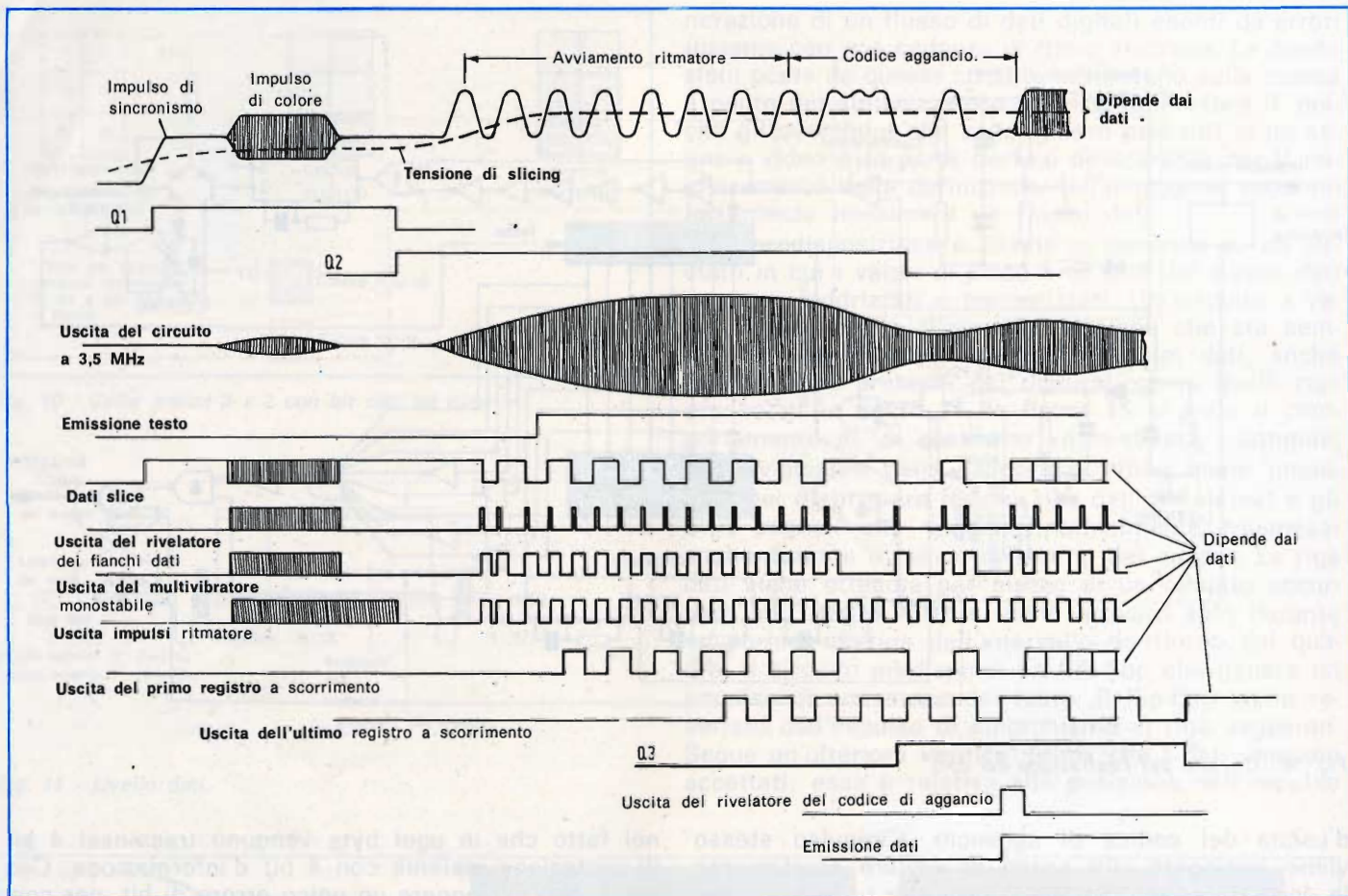


Fig. 17 - Forme degli impulsi per l'estrazione dei dati.

della memoria viene dato un codice di cancellazione, la memoria viene cancellata fino alla fine della cancellazione di quadro.

La necessità di cancellare la memoria di pagina è basata su due fattori. Dopo che è stato scelto un nuovo numero di pagina, il contenuto precedente della memoria di pagina dev'essere cancellato perché non vengano trasmesse delle linee inutilizzate o vuote e, se l'intera pagina non venisse preventivamente cancellata, potrebbero avanzare delle informazioni della pagina precedente. Dopo la scelta di una nuova pagina, la cancellazione dello schermo viene ritardata fintantoché la corrispondente testata di pagina non sia stata scritta.

Con ciò si evita che l'utente, prima della ricezione di una nuova pagina, debba vedere uno schermo vuoto. La pagina deve, inoltre, venir cancellata nel caso che il redattore trasmetta delle pagine «a rullo», cioè diverse pagine riunite sotto un unico numero.

Il redattore stabilirà quando la pagina di informazioni dovrà venir cambiata e interporrà la cancellazione della pagina (bit 4 = cancellare la pagina).

La pagina viene cancellata in quanto la memoria, durante la durata di un quadro, viene commutata su «scrittura» e la memoria da 1 byte che la rifornisce viene cancellata. Con ciò le posizioni di memoria vengono portate a 0.

Dopo che la memoria di pagina è stata cancellata, le linee del testo vengono lette in righe dati successive, per lo più in linee che si succedono immediata-

mente, nella memoria di pagina, ossia linea 1, 2, 3, 4, etc. Nel caso però che il tempo segnato dall'orologio deve venir variato, la linea di zeri non coincide con il nuovo tempo.

Le linee dati vengono innanzitutto controllate per stabilire se esse appartengono al magazzino giusto e se il numero di linea sia stato caricato nel numeratore di linea. Dopo il controllo di parità i dati vengono scritti nella memoria di pagina. Una conseguenza del controllo di parità nel caso di disturbi sui segnali è che la riscrittura successiva della pagina riempie gli intervalli presentatisi per errori di parità nelle precedenti operazioni, mentre sui segni giusti non vengono sovrapposte scritte errate (si possono realizzare solo errori singoli).

E' stata scelta una parità dispari per un motivo molto importante. Se la parità fosse pari, sarebbe possibile che in una intera linea di 40 segni si presentino solo l'1 o lo 0, senza che sia presente un unico fianco per la cadenza dati. Le peggiori sequenze di linee per la parità dispari sono:

01111111, 11111110 ripetute in una linea, o 10000000, 00000001, anch'esse ripetute in una intera linea.

Tali linee vengono chiamate «rompi ritmo» (clock crackers), perché offrono ai dati un numero minimo di fianchi per la sincronizzazione. In figura 19 è visibile il comportamento di un tipico circuito comandato da ritmatore con dati normali, come pure con una riga di «clock-crackers». In figura 20 è riportata un'in-

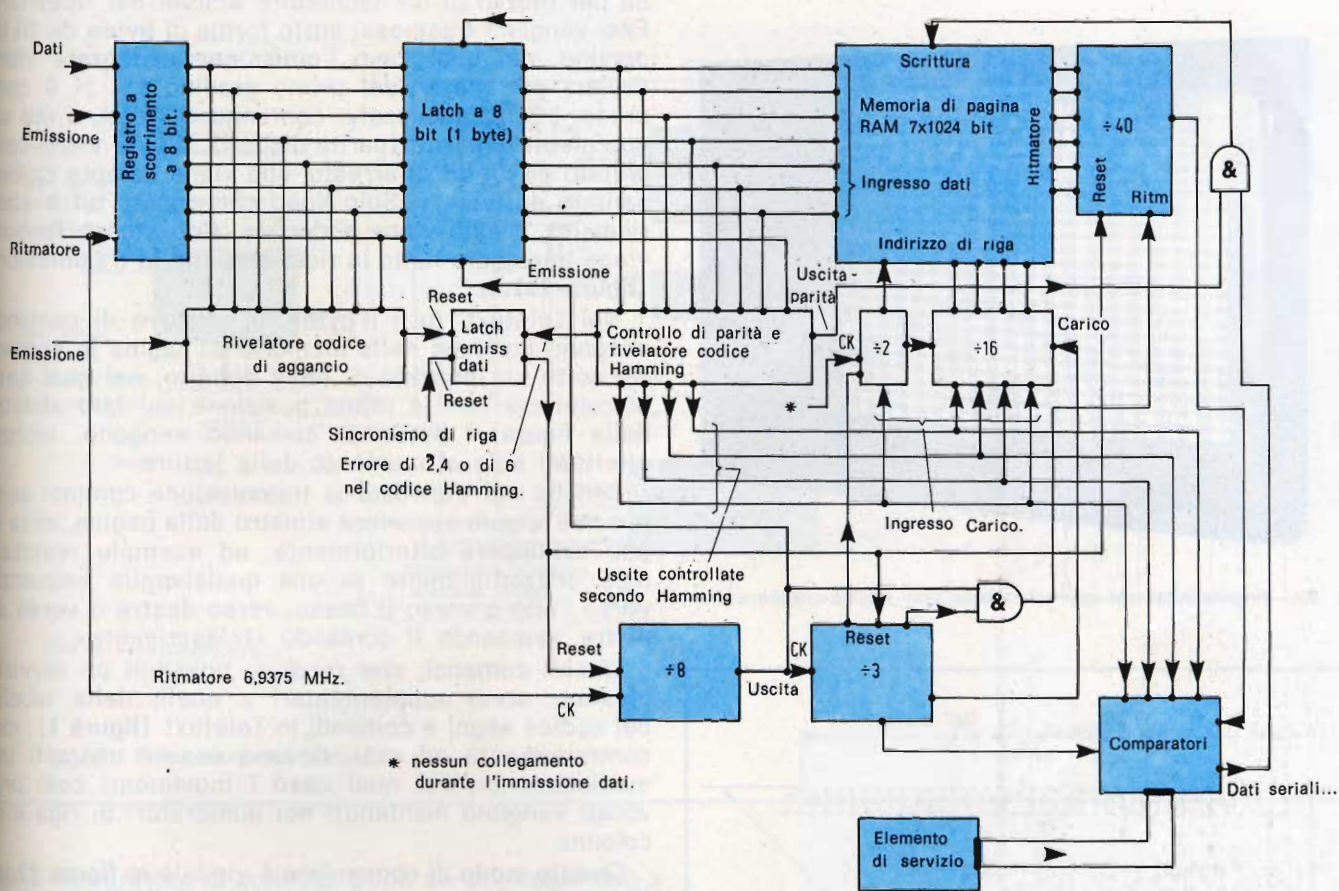


Fig. 18 - Schema a blocchi di un decodificatore.

tera pagina, ricevuta in modo perfetto, di clock-crackers. Il decodificatore scrive il testo nelle linee della memoria di pagina fintantoché non si presenti una testata di pagina (linee di zeri) con numero di pagina falso.

Poiché il ritmo di display varia continuamente (una volta al secondo), è necessario scrivere tutte le linee di zeri della pagina scelta dall'utente.

Le linee di testata indicano però anche il numero della pagina trasmessa, che cambia quattro volte al secondo, cosa che potrebbe arrecare confusione. Vengono quindi scritte nella memoria di pagina solo gli ultimi 8 byte della linea di testata, eccezion fatta per il processo di selezione per una nuova pagina, in cui i numeri possono «rotolare», per indicare il funzionamento del decodificatore.

Una delle differenze essenziali fra Teletext e Viewdata sta nel fatto che nel Teletext le pagine vengono costantemente irradiate, anche se non assolutamente in successione numerica di linea o con la stessa frequenza di successione (le pagine dei registri possono spesso venir spedite), mentre nel Viewdata l'utente riceve solo la pagina da lui scelta. Altre pagine possono nello stesso tempo, a seconda del numero delle posizioni in entrata/uscita esistenti sul calcolatore venire inviate ad altri utenti.

Nel Teletext il tempo di accesso dipende dal numero delle pagine contenute nel magazzino e dal tempo di trasmissione occorrente per una pagina. Con

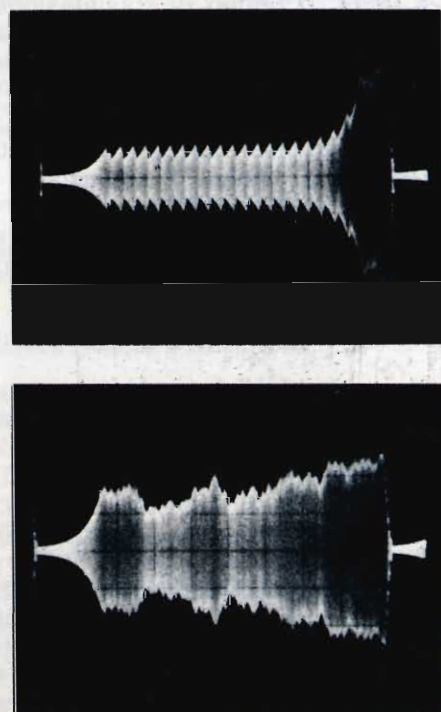


Fig. 19 - Forme degli impulsi in un circuito comandato da ritmatore: normale e con «clock-crackers».

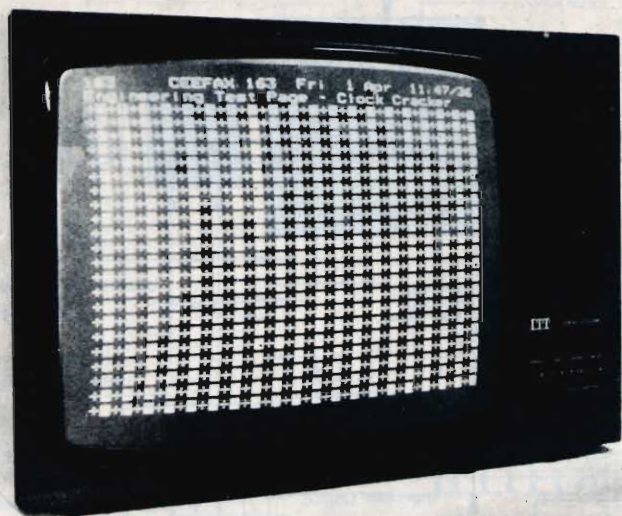


Fig. 20 - Pagina ricevuta correttamente con «clock-crackers».

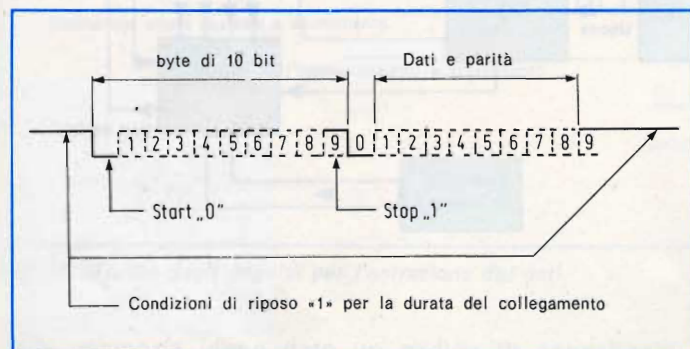


Fig. 21 - Formato byte del Viewdata.

due righe dati per quadro e una pagina completa di 24 linee, il tempo di trasmissione è di 0,24 s. Perciò ci vogliono 24 s prima che la pagina più inaccessibile di un magazzino di 100 pagine venga portata sul display.

Il tempo di trasmissione di una pagina di Viewdata dipende invece solo dal suo contenuto. Una pagina completa di codice di comando e di segni di 1 byte richiede un tempo di trasmissione fra la banca dati e l'utente di 8 s. Con funzionamento adattato si è potuta trasmettere una pagina tipica in circa 4 s.

ENTRATA VIEWDATA

La rete telefonica pubblica serve alle comunicazioni a due vie fra l'apparecchio terminale di abbonato e la banca dati. Il funzionamento in duplex utilizzato in questo caso si compie con 1200 bit/s FSK («0» = 1300 Hz, «1» = 2100 Hz) fra calcolatore e apparecchio terminale e con 75 bit/s FSK («0» = 390 Hz, «1» = 450 Hz) fra apparecchio terminale e calcolatore. Tutti i dati inviati dall'abbonato vengono rinviati attraverso il calcolatore e presentati sullo schermo dell'utente. In tal modo si può determinare facilmente se la notizia è stata ricevuta in modo corretto.

I dati in arrivo vengono ritmati in cadenza asincro-

na per mezzo di un oscillatore stabile nel ricevitore. Essi vengono trasmessi sotto forma di bytes da 10 bit ognuno, nel qual caso l'emissione cadenzata viene avviata per mezzo del primo gradino $1 - > 0$ compreso. I 7 bit successivi contengono i dati, a cui segue un bit di parità (parità dispari). Il byte viene completato da un bit di arresto, che viene sempre rappresentato da un «1». Solo dopo che questo bit è stato ricevuto, il byte viene accettato. Uno stesso formato viene impiegato tanto in ricezione che in trasmissione (figura 21).

Nel Teletext, tutti i bytes di segno e di comando vengono immessi nella memoria di pagina in sequenza, sotto un indirizzo di linea definito, nel qual caso si comincia con la prima posizione sul lato sinistro della figura. I bytes di comando vengono, inoltre, effettuati solo al momento della lettura.

Benché nel Viewdata la trasmissione cominci sempre nell'angolo superiore sinistro della pagina, essa si può sviluppare ulteriormente, ad esempio resettandola orizzontalmente in una qualsivoglia sequenza, verso l'alto o verso il basso, verso destra o verso sinistra, azionando il comando «telescrivente».

Questi comandi, che rendono possibili un servizio elastico, sono supplementari a quelli della tabella del codice segni e comandi in Teletext (figura 1), ma, contrariamente ad essi, devono essere eseguiti immediatamente, nel qual caso i movimenti così provocati vengono mantenuti nei numeratori di riga e di colonna.

Questo modo di comandare è visibile in figura 22 insieme con il processore che estrae dalla linea telefonica i dati per la memoria di pagina.

Nel Viewdata vi sono quindi due modi di comando:
a) prememorizzazione - esecuzione immediata;
b) postmemorizzazione - esecuzione solo al momento della lettura.

Questo procedimento accresce sensibilmente il numero dei comandi richiesti e la tabella del codice in Teletext è già piena. Per fortuna si può impiegare la tabella di codice ISO7 (ASCII), nella quale sono contenuti, nelle prime due colonne, i comandi corrispondenti (figura 23). I codici di comando in Teletext delle colonne 0 e 1 (figura 1), che devono pur sempre essere impiegati per rigenerare l'immagine della memoria di pagina, sono ottenibili attraverso il codice di commutazione (ESC). Quando si riceve «ESC», il decodificatore sopprime automaticamente, solo nel byte successivo, il bit 7. Se, per esempio, dopo «ESC» viene trasmessa una A maiuscola, i bytes 1101100 (ESC) sono seguiti da 1000001 (A), nel qual caso il bit 7 viene subito soppresso e gli 1000000 risultanti vengono immagazzinati in memoria, dove, in conclusione, vengono eseguiti come un comando in Teletext «Rosso alfa» (figura 1).

Quando l'utente trasmette al calcolatore, è necessario avere un'indicazione della posizione del segno successivo rappresentato sullo schermo. A tal fine è previsto un simbolo indicatore di posizione che viene presentato come un'inversione del segno immesso; un A bianco su fondo rosso viene, ad esempio, per mezzo del simbolo indicatore di posizione, presentato come un A rosso su fondo bianco. La posizione del simbolo indicatore è data mediante i numeratori di linea e di colonna. Dopo un conteggio fino a

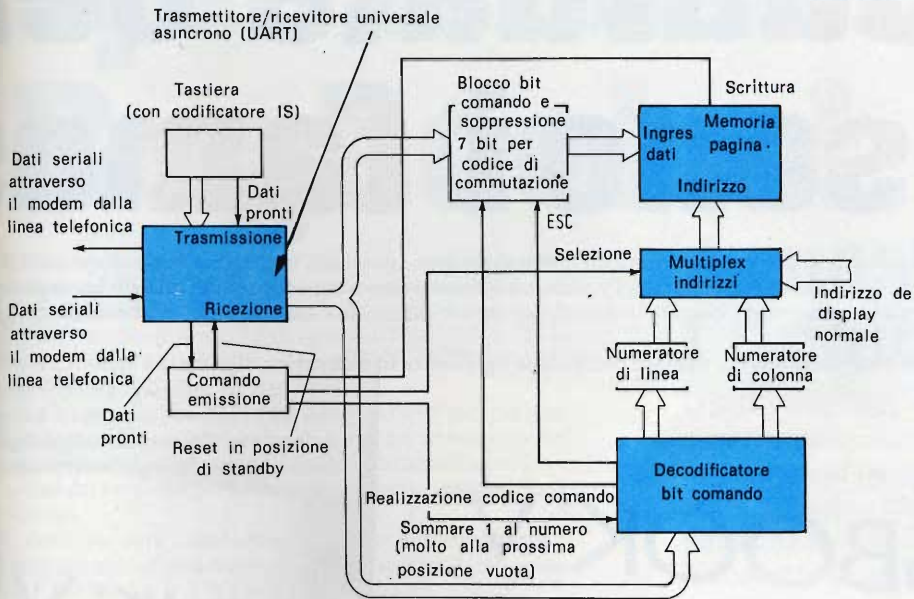


Bild 22. Viewdata-Processor

Fig. 22 - Processore per Viewdata.

Bits	b7 b6 b5 b4	b3 b2 b1	row		col	
			0	1	0	1
0 0 0 0	0	NUL				
0 0 0 1	1				DC 1	
0 0 1 0	2				DC 2	
0 0 1 1	3				DC 3	
0 1 0 0	4				DC 4	
0 1 0 1	5	ENQ				
0 1 1 0	6					
0 1 1 1	7					
1 0 0 0	8	BS				CAN
1 0 0 1	9	HT				
1 0 1 0	10	LF				
1 0 1 1	11	VT				ESC
1 1 0 0	12	FF				
1 1 0 1	13	CR				
1 1 1 0	14					CURSOR HOME
1 1 1 1	15					IS 2

Fig. 23 - Tabella codice ISO7 (ASCII) - Colonne 1 e 2.

40, il numeratore di colonna. Dopo un conteggio fino a un comando di commutazione di riga/corsa di ritorno, si resetta a zero ed aumenta il contenuto del numeratore di linea di 1; con ciò s'inizia una nuova linea. Dopo il completamento di 24 righe, cioè alla fine della riga 23, entrambi i numeratori vengono riazzerrati, mentre il simbolo indicatore di posizione appare nell'angolo superiore sinistro dell'immagine all'inizio della linea di zeri. Viene così accertato che il simbolo indicatore di posizione è sempre sullo schermo.

VIEWDATA-COMPUTER PER L'AMMINISTRAZIONE DELLE POSTE E TELEGRAFI TEDESCHES

La Bundespost tedesca ha presentato per la prima volta alla mostra della radio il sistema Viewdata sviluppato in Inghilterra, in esercizio: la Funkschau ha già riferito in merito più volte.

Per non basare la dimostrazione solamente sui dati provenienti dall'Inghilterra (dalla rete Viewdata ivi già esistente) e per poter disporre anche di notizie locali in lingua tedesca, per questo scopo ci si è serviti di un computer proprio. Si tratta di un GEC 4080 con una capacità di 129 Kbyte nell'unità centrale, con dischi fissi e intercambiabili, ognuno da 4,8 Kbyte e un perforatore di banda.

Il computer stava alla FTZ a Darmstadt.

Per accrescere ancora la resa d'informazioni, si è collaborato in unione molto stretta, per esempio mediante linee dirette di giunzione, con il British Post Office. Alla mostra della radio di Berlino, al computer FTZ erano collegati 16 televisori; essi erano installati agli stand dei produttori di apparecchiature televisive e della Deutsche Bundespost.

LE INDUSTRIE ANGLO-AMERICANE IN ITALIA VI ASSICURANO UN AVVENIRE BRILLANTE

LAUREA DELL'UNIVERSITA' DI LONDRA
Matematica - Scienze Economia - Lingue, ecc.
RICONOSCIMENTO LEGALE IN ITALIA
in base alla legge n. 1940 Gazz. Uff. n. 49 del 20-2-1963

c'è un posto da **INGEGNERE** anche per Voi
Corsi **POLITECNICI INGLESI** Vi permetteranno di studiare a casa Vostra e di conseguire tramite esami, Diplomi e Lauree

INGEGNERE regolarmente iscritto nell'Ordine Britannico.

una **CARRIERA splendida**
ingegneria **CIVILE** - ingegneria **MECCANICA**

un **TITOLO ambito**
ingegneria **ELETTROTECNICA** - ingegneria **INDUSTRIALE**

un **FUTURO ricco di soddisfazioni**
ingegneria **RADIOTECNICA** - ingegneria **ELETRONICA**



Per informazioni e consigli senza impegno scrivetececi oggi stesso.

BRITISH INST. OF ENGINEERING TECHN.

Italian Division - 10125 Torino - Via Giuria-4/F

Sede Centrale Londra - Delegazioni in tutto il mondo.

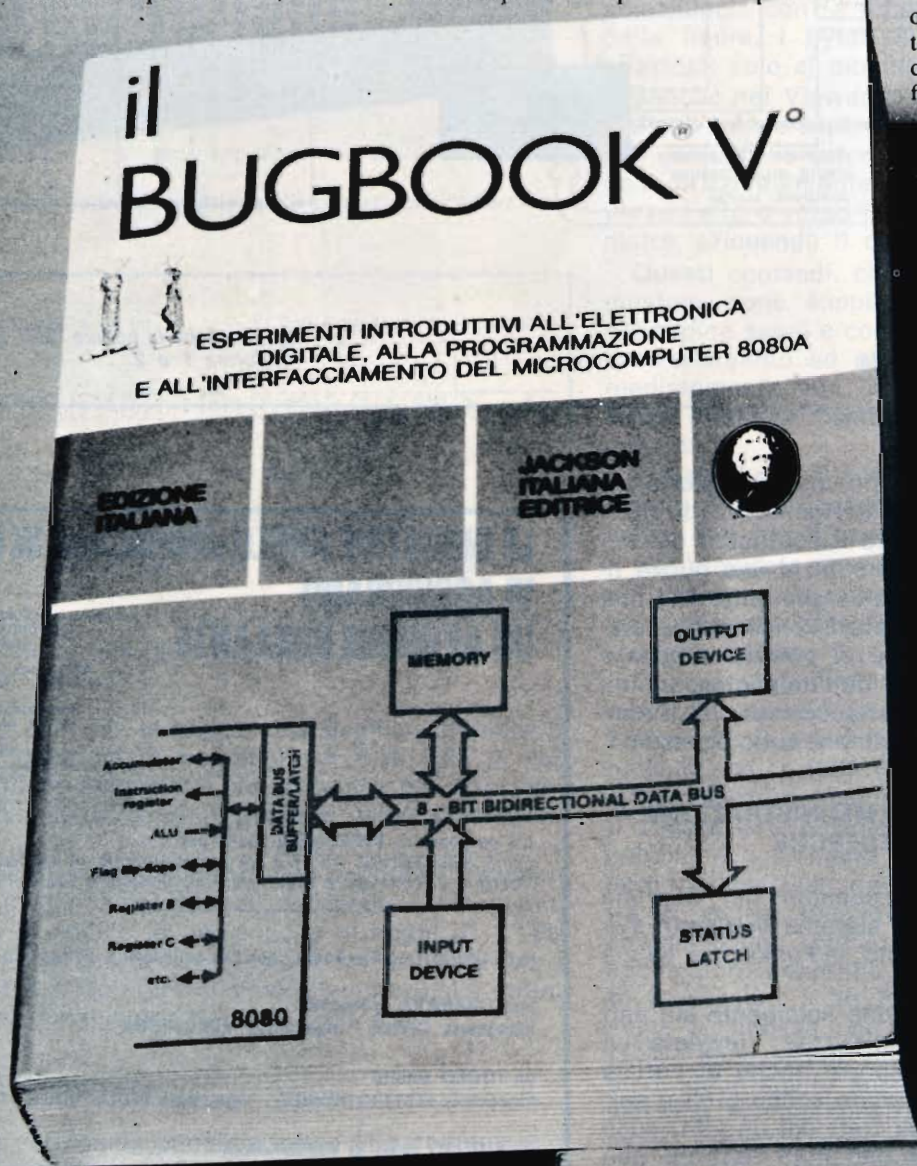


Continuing
Education Series

Guardate bene sono i famosi

I Bugbooks V e VI consentono di imparare come si programma un microcomputer, come lo si interfaccia verso dispositivi esterni come i dispositivi esterni operano da un punto di vista digitale. I volumi chiariscono importanti concetti di elettronica digitale sia da un punto di vista circuitale, collegando opportuni circuiti integrati, sia da un punto di vista software, realizzando programmi per microcomputer.

Per il lettore di questi volumi, non è necessaria una particolare precedente esperienza in elettronica digitale. I Bugbooks V e VI sono orientati ad un insegnamento sperimentale sull'elettronica digitale. Lo scopo è di integrare l'elettronica digitale, l'interfacciamento dei microcomputers in un



...valeva la pena di aspettarli!

e questi libri, i Bugbooks!



JACKSON
ITALIANA EDITRICE

e questo è l'Audio Handbook!

Questo manuale tratta parecchi dei molteplici aspetti dell'elettronica audio dando preferenza al pratico sul teorico. Non si è cercato di evitare la matematica ma la si è relegata a quelle sole parti che la richiedevano.

I concetti generali vengono trattati in modo completo come i dispositivi particolari: si crede infatti che l'utilizzazione di IC più informato ha poi minori problemi di utilizzo.

Di preferenza sono state omesse quelle parti che non implicavano realizzazioni con dispositivi attivi (p. es. altoparlanti, microfoni, trasformatori, puntine, ecc.).

Abbondanti spiegazioni ed esempi completi di progetti reali rendono chiari numerosi aspetti di questa elettronica fino ad ora non disponibili apertamente.

...singolo corso unificato. I concetti relativi alle tecniche di programmazione ed interfacciamento sono discussi unitamente ai principi di elettronica digitale, verificati sperimentalmente tramite l'utilizzo dei più noti chip, quali il 7400, 7402, 7404, 7442, 7475, 7490, 7493, 74121, 74125, 74126, 74150, 74154, 74181, 74193.

L'elettronica digitale tende sempre più verso l'utilizzo dei microcomputer. Di conseguenza vi sarà un considerevole sforzo in campo didattico per introdurre l'utilizzo di questi sistemi, come del resto sta già accadendo in molte università ed istituti tecnici.

...quanto detto va oltre l'ambiente scolastico per interessare i professionisti e tecnici desiderosi di aggiornarsi nell'elettronica digitale. I Bugbooks V e VI sono diretti anche a loro. In vari capitoli vi sono le risposte a tutte le domande e riepiloghi finali per dei concetti trattati.

...U.S.A. i Bugbooks sono considerati i migliori didattici sui microprocessori. Stralci dei Bugbooks sono stati tradotti in tedesco, giapponese, francese, italiano, malese. La traduzione completa in italiano è la prima eseguita in Europa.

AUDIO HANDBOOK
PREAMPLIFICATORI • AM, FM e FM STEREO
AMPLIFICATORI DI POTENZA • MISCELLANEA

EDIZIONE
ITALIANA

JACKSON
ITALIANA
EDITRICE

**SCONTO 10%
AGLI ABBONATI**

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

Ritagliare (o fotocopiare), compilare e spedire a: JACKSON ITALIANA EDITRICE s.r.l. — Piazza Borromeo 10 — 20123 MILANO

Inviatemi i seguenti volumi. Pagherò al postino l'importo indicato + spese di spedizione contrassegno. (I residenti all'estero sono pregati di inviare l'importo anticipato + L. 1000 per spese)

Nome Cognome
Via n°
Città Cap.
Data Firma

n° IL BUGBOOK V (500 pagg.)

L. 19.000 IVA compresa
(Abb. L. 17.100)

n° IL BUGBOOK VI (500 pagg.)

L. 19.000 IVA compresa
(Abb. L. 17.100)

n° AUDIO HANDBOOK (214 pagg.)

L. 9.500 IVA compresa
(Abb. L. 8.550)

ABBONATO

NON ABBONATO



ITALSTRUMENTI



Via Accademia degli Agiati, 53 - ROMA
Tel. 54.06.222 - 54.20.045

ITALSTRUMENTI
DIVISIONE ANTIFURTO
COMPONENTI

MICROONDE SSM L. 78.000

Freq. lavoro: 10,5 GHz
Raggio di prot. 0-30 Mt. Protezione Vert. 90°
Protezione Orizz.: 120° Garanzia 24 mesi



BATTERIE RICARICABILI A SECCO

Power Sonic
12 V da 1A/h a 20A/h L. 17.000
12 V da 4,5 A/h L. 52.000
12 V da 20 A/h
Garanzia 24 mesi

SIRENA SONAR
115 dB
1 V - 5 W

L. 12.000



SIRENE ELETTRONICHE
L. 13.500

CONTATTO A VIBRAZIONE L. 1.800

Protetto contro l'apertura.
Contatto d'allarme con caduta minima di 5 gr.



CONTATTI REED DA INCASSO L. 1.350

Lunghezza : 38 mm
Diametro : 7 mm
Portata max : 500 mA
Durata : 10⁸ operazioni
Tolleranza : 2 cm
Il contatto è incapsulato in un contenitore di plastica con testina in metallo.
Magnete incapsulato.

CONTATTI CORAZZATI REED L. 1.350

Particolarmente indicato per la sua robustezza per portoni in ferro e cancellate.

Dimensioni : 80 x 20 x 10 mm
Portata max. : 500 mA
Durata : 10⁸ operazioni
Tolleranza : 2 cm



GIRANTI LUMINOSE AD INTERMITTENZA
L. 30.000



INFRAROSSI PASSIVI MESL IR7330 0 - 10 m
L. 112.900

- CENTRALI ELETTRONICHE DA L. 80.000
- TELEALLARME (omologato SIP) L. 75.000
- ANTIRAPINE
- TELEVISIONE A CIRCUITO CHIUSO
- RIVELATORE DI INCENDIO 70 m. L. 55.000
- VIBROOSCILLATORI INERZIALI L. 8.000

RICHIEDETE PREZZARIO E CATALOGO:

ORDINE MINIMO L. 50.000
pagamento contrassegno
Spese postali a carico dell'acquirente

NOVITA': RIVOLUZIONARIO MICROSCOPIO 30X A LIRE 20.000

IVA INCLUSA

Il microscopio "ALCRON" Mark III 30 x, grazie alla sua duttilità e al minimo ingombro è adatto a molteplici impieghi; come ad esempio l'esplorazione di circuiti stampati e di tutti i componenti miniaturizzati. Per la semplicità, la praticità d'uso, di messa a fuoco e la

perfetta fedeltà d'immagine è indicato non solo per lavoro, ma anche per usi hobbistici. Nel prezzo è compresa la custodia.

Dimensioni del microscopio mm. 125 x 19 x 40.



Manopola di messa a fuoco. Con una rotazione di 180° permette una perfetta focollizzazione.

Interruttore luminoso. Alimentazione con 2 pile standard da 1,5 Vc.c.

Lampadina da 1,5 V. Permette la perfetta illuminazione della zona da visionare.

Zoccolo trasparente. Distribuisce in modo uniforme la luce diretta ed eventuali luci ausiliari.

COME FUNZIONA: 1) Appoggiare il microscopio sulla superficie da analizzare. 2) Accendere la lampadina. 3) Girare la manopola di messa a fuoco fino ad ottenere una perfetta definizione dell'immagine.



DAL VOSTRO DISTRIBUTORE



ESCO ITALIANA S.R.L.
ELECTRONICS DISTRIBUTION
20125 MILANO - Via Mirabello, 6

Tel. 02-606504-6899339-6071925-6897423-6889846 - Telex ESCOMIL 37497

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 3.000* 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. Non si forniscono schemi di apparecchi commerciali.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

dunque forniscono una tensione apprezzabile soltanto in corrispondenza di segnali di ingresso che abbiano una frequenza superiore a quella di taglio.

Filtri passa-banda, nei quali la tensione V_2 varia con la frequenza in modo che danno un'uscita apprezzabile soltanto fra due valori di frequenza che sono definiti rispettivamente: frequenza di taglio inferiore e frequenza di taglio superiore.

Cap. L. MASSA - Napoli Riflettori Radar

Recentemente sono stati messi in commercio molti tipi di riflettori Radar. Ad esempio quello illustrato in figura 1 è stato presentato al Salone Nautico di Genova dalla MARINE SYSTEM. Si tratta di un riflettore Radar omnidirezionale LENSREF, il quale è utilizzabile come dispositivo di rivelazione di bersagli aventi dimensioni molto piccole come boe, battelli di salvataggio, piccole piattaforme, nautanti aventi dimensioni ridotte come ad esem-

pio i gommoni e così via. Un dispositivo del genere oltre a prevenire eventuali collisioni può essere impiegato vantaggiosamente da coloro che si trovano a bordo di piccole imbarcazioni che in caso di pericolo possono essere rapidamente avvistate da navi munite di radar. Il LENSREF nel tipo da 8" e 12" sfrutta il principio della lente di Luneburg e presenta le seguenti caratteristiche:

1°) riflette i segnali radar provenienti da tutte le direzioni nel piano orizzontale e, approssimativamente entro i 50° della verticale verso l'alto (modello da 12").

2°) non ha angoli morti come i riflettori convenzionali, pertanto le sue prestazioni sono paragonabili a quelle di 10 riflettori angolari usati insieme.

3°) la sezione radar è molto grande e la riflessione è paragonabile a quella di un battello da 40 o 50 tonn. con scafo metallico.

4°) la costruzione è solida essendo realizzata con materiale dielettrico speciale resistente agli agenti marini ed atmosferici. Esso pertanto può essere impiegato

Fig. R. VISENTINI - Trieste Sui filtri

Un filtro si deve considerare come un quadripolo il cui segnale di uscita ha delle dimensioni apprezzabili nei confronti del segnale di ingresso soltanto in corrispondenza di taluni valori di frequenza.

Convenzionalmente si è stabilito che la tensione di uscita di un filtro non è più apprezzabile, rispetto alla tensione d'ingresso, quando diventa $\sqrt{2}$ volte più piccola; ciò significa che fra le due tensioni deve sussistere il rapporto:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

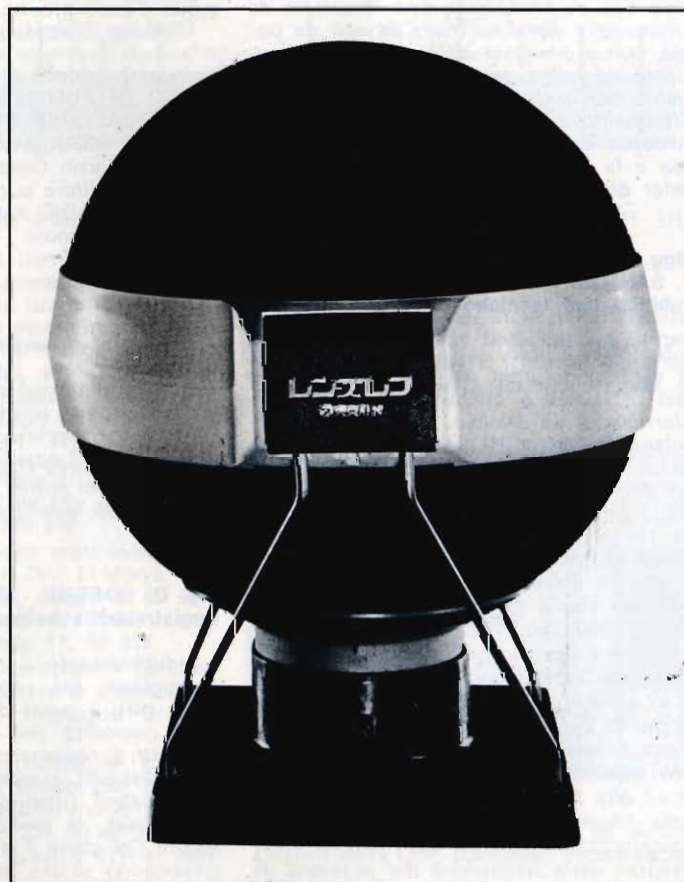
Siccome in un quadripolo in regime sinusoidale a frequenza variabile il rapporto fra le due tensioni, quella di ingresso e quella di uscita, varia con il variare della frequenza la condizione suddetta risulta soddisfatta di volta in volta per un determinato valore di frequenza che è detto frequenza di taglio.

In relazione al loro comportamento i filtri sono suddivisi in tre categorie:

Filtri passa-basso nei quali la tensione V_2 diminuisce il crescere della frequenza, e che pertanto forniscono un'uscita apprezzabile soltanto in corrispondenza di segnali di ingresso aventi frequenza minore di quella di taglio.

Filtri passa-alto, nei quali la tensione V_2 aumenta con il crescere della frequenza e

Fig. 1 - Riflettore radar omnidirezionale LENSREF della Marine System, del tipo da 12" con riflessione uguale a quella di un battello da 50 tonnellate.



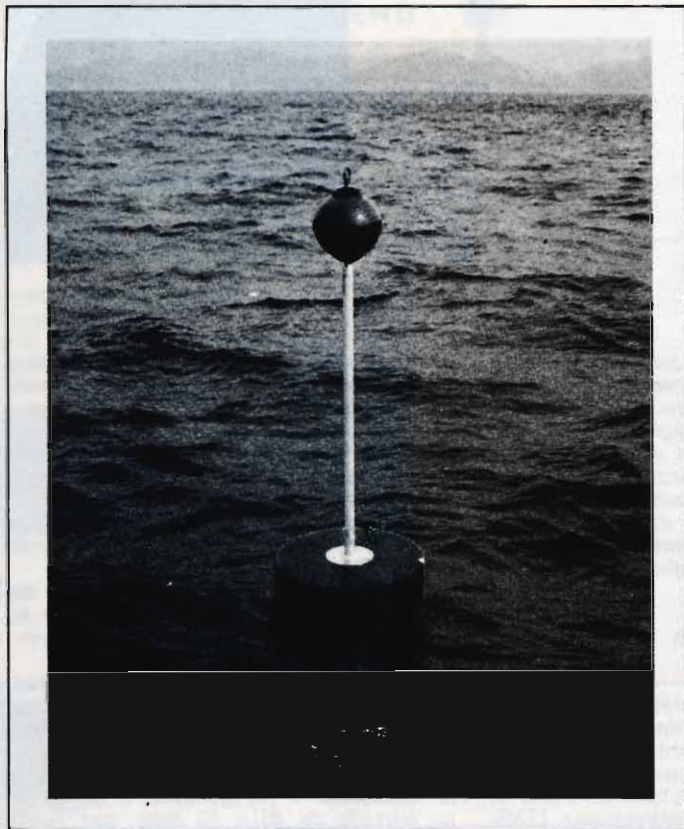


Fig. 2 - Riflettore radar omnidirezionale da 8", installato al di sopra di una boa.

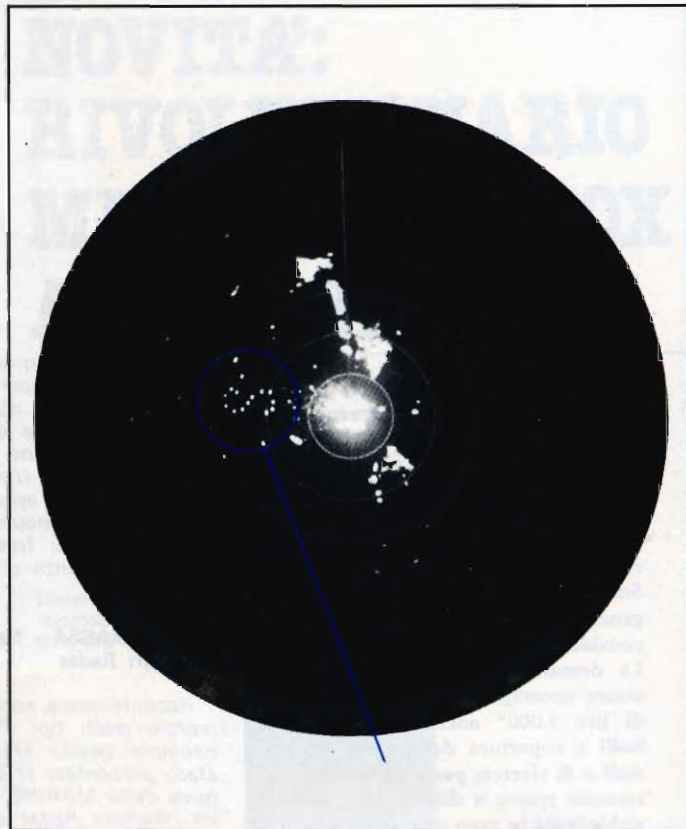


Fig. 3 - I punti che formano una «S» indicano lo spostamento di un natante munito di un riflettore LENSREF osservato sullo schermo di un radar panoramico.

per localizzare piccoli battelli o qualsiasi altro tipo di nave, comprese le zattere di salvataggio, per localizzare le reti da pesca, boe e qualsiasi altra struttura galleggiante ed infine per localizzare le imboccature dei porti, delle rade, ed i punti di riferimento a terra. La figura 2 mette in evidenza il suo modo di impiego in una boa e la figura 3 il rilevamento a mezzo radar di un riflettore LENSREF.

Sigg. D. FALCHI - Firenze;
S. SANTORI - Napoli
Pubblazioni tecniche

Un ottimo libro, in lingua inglese, che le sarà molto utile per preparare la sua tesi di laurea è quello di H. Bach, PJB Clarricoats, JB Davies, AT de Hoop, LB Felsen, R. Mitra, HG Hinger, J van Bladel **MODERN TOPICS IN ELECTROMAGNETICS AN ANTENNAS** edito da Peter Peregrinus Ltd, PO Box 8, Southgate House, Stevenage, Hertfordshire SG1 1HQ (Regno Unito) il cui costo è di 8 sterline in Inghilterra e 9,40 sterline all'estero. Si tratta di un'opera che è stata adottata dall'Università di Eindhoven (Paesi Bassi) in cui sono trattati i seguenti argomenti: metodi asintotici alle basse frequenze, dispositivi ibridi di alimentazione per antenne a riflettore per le iperfrequenze, risoluzione di problemi di elettromagnetismo per via numerica, applicazione dei metodi ottici ai campi ad alta frequenza, applicazione tecnica della teoria geometrica della diffrazione, considerazioni generali sull'impiego degli integrali nella risoluzione dei problemi di

diffrazione, teoria spettrale in diffrazione, guide d'onda ottiche.

Un buon libro sugli alimentatori e raddrizzatori destinato a studenti, tecnici ed ingegneri è quello di Enrique Villamil **PROYECTO DE FUENTES DE ALIMENTACION, RECTIFICADORES CON ENTRADA CAPACITIVA Y INDUCTIVA**, edizioni Arbò SAC, avenida Martin Garcia 653 Buenos Aires. A questo editore può anche essere richiesto il **THE RADIO AMATEURS HANDBOOK** in lingua spagnola.

Comunico altresì ai lettori che ne possono essere interessati che la **TAB BOOKS** (Stati Uniti) di cui ho già reso noto l'indirizzo, recentemente ha pubblicato due interessanti volumi. Il primo di JK Carrol e RE Sherriffs **TV LIGHTING HANDBOOK** (manuale dell'illuminazione in televisione), e H. Kybett **THE COMPLETE HANDBOOK OF VIDEOCASSETTE RECORDERS** (manuale completo sui registratori a videocassette).

Il costo del primo, negli Stati Uniti, è di dollari 12,95, quello del secondo di dollari 9,95.

Sig. D. SORDINI - Grosseto
Registratori a bobina ed a cassetta

Indubbiamente il registratore a bobina è migliore del registratore a cassetta sotto tutti i punti di vista, meno quello della comodità, nei modelli portatili.

Infatti il registratore a bobina, nei tipi più sofisticati, consente il controllo delle registrazioni (monitor), le sovraincisioni, il playback, la memoria sul contanastro. Alcuni tipi come il modello SONY TC 758 dispongono di tre motori separati servo-

controllati, 6 testine ferrite-ferrite, tasti sensitivi per l'attivazione delle varie funzioni del nastro e con una risposta in frequenza che va da 20 Hz ad oltre 30.000 Hz.

I registratori a cassetta e stereo 8 per contro sono maggiormente pratici ed il minore ingombro, tanto dell'apparecchio quanto delle cassette che sono facilmente inseribili, rappresentano alcuni dei vantaggi di questi registratori.

Attualmente se ne costruiscono dei tipi in grado di riprodurre una larga gamma di frequenze che consente di ottenere una fedeltà pari a quella dei registratori a bobina. I modelli più moderni e naturalmente più costosi sono dotati di un commutatore che permette l'adattamento ai vari tipi di nastro, normale, al biossido di cromo, al ferrocromo, ed hanno anche una memoria che ferma il nastro al punto desiderato e un dispositivo di stop a fine nastro.

Ormai i registratori ad una traccia vanno scomparendo, comunque fra un registratore a quattro tracce ed uno a due, per quanto concerne la risposta in frequenza, il secondo è da considerare migliore.

Determinante nei registratori è la velocità del nastro. Tanto essa è maggiore tanto migliori sono le prestazioni alle quali però fa riscontro una durata inferiore del nastro.

Le velocità standard attualmente sono le seguenti: 4,75 cm/s, 9,5 cm/s, 19 cm/s, 38 cm/s. La quarta usata generalmente nei registratori a cassetta consente una maggiore durata del nastro ma ovviamente

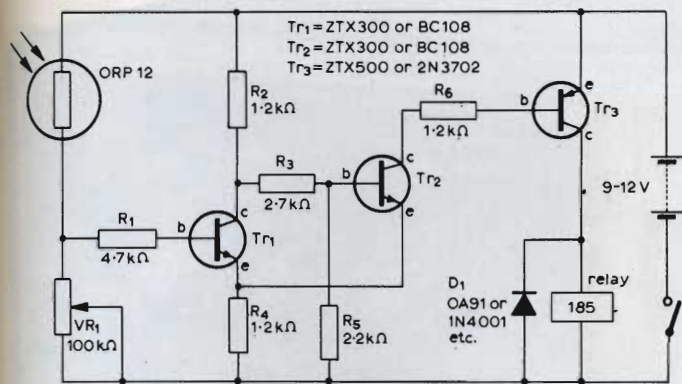


Fig. 4 - Schema elettrico di un dispositivo di accensione automatica di lampade a trigger di Schmitt con fotocellula.

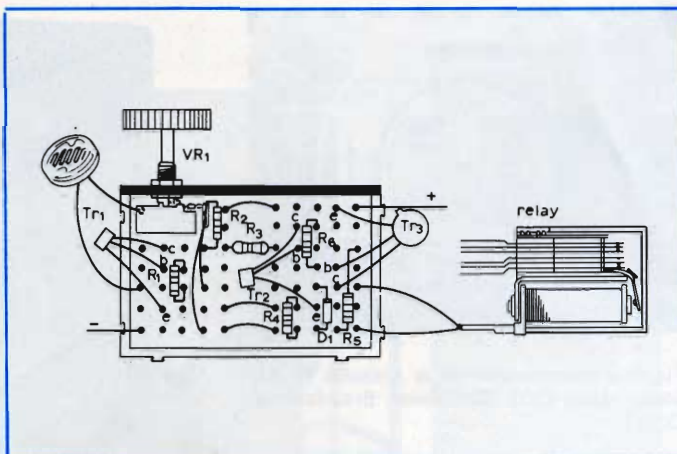


Fig. 5 - Circuito stampato relativo al dispositivo di cui al circuito elettrico di figura 4.

è da considerare di qualità meno buona. Con la velocità di 9,5 cm/s si ottengono, ovviamente delle prestazioni migliori ed essa è scelta quando si vuole raggiungere ad un giusto compromesso fra durata del nastro e qualità di riproduzione. La velocità di 19 cm/s è valida per registrazioni ad alto livello, specialmente per registratori a bobina, ma, la durata del nastro è limitata. La velocità di 38 cm/s viene usata esclusivamente per usi professionali come radiodiffusione, televisione audio, telediffusione, dove i problemi della durata del nastro sono di seconda importanza poiché si utilizzano bobine di grandi dimensioni.

Per quanto concerne i fonorivelatori ho già risposto ad una richiesta del genere nel numero precedente. Il sistema più moderno è quello a magnete indotto. Evidentemente il loro prezzo è maggiore dei fonorivelatori piezo-elettrici i quali sono poco adatti ad essere impiegati in complessi HI-FI. In questa rubrica non possiamo assolutamente parlare di prezzi poiché essa viene preparata con alcuni mesi di anticipo, (come le curve sulla propagazione delle onde em...) ragione per cui si rischierebbe di dare delle indicazioni molto approssimative. Tenga comunque presente che sono reperibili dei fonorivelatori magnetici il costo si aggira sulle 15.000 lire ed altri, che hanno un'impennata fino a 120.000 e più lire, che detto fra parentesi, io non acquisterò mai...

Fig. D. GALLI - Alessandria
Interruttore automatico

La figura 4 si riferisce ad un semplice ma efficiente circuito che, tramite l'impiego di un relè e di una fotocellula, permette di accendere automaticamente un sistema di illuminazione quando le condizioni ambientali di luminosità scendono al di sotto di un valore predeterminato.

Si tratta di un normale trigger di Schmitt la cui regolazione è possibile mediante il potenziometro VR1 da 100 kΩ.

La figura 5 mette in evidenza il circuito stampato dal lato componenti. Il valore dei vari componenti è indicato direttamente sullo schema elettrico.

Tanto i transistori utilizzati quanto la fotocellula, sono normalmente reperibili in Italia.

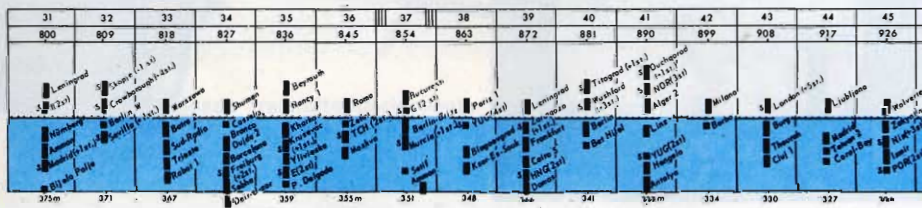


Fig. 6 - Spettro delle stazioni radiofoniche, relativo alla gamma 800 ÷ 926 kHz (375 ÷ 324 m.).

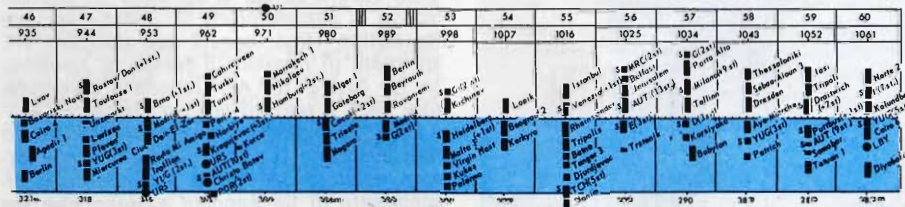


Fig. 7 - Spettro delle stazioni radiofoniche, relativo alla gamma 935 ÷ 1061 kHz (321 ÷ 283 m.).

RICHIEDENTI VARI
Stazioni di radiodiffusione e televisione

L'Egitto ha messo in funzione una nuova serie di trasmettitori nella gamma di onde medie: Idfo 1139 kHz, Hurghada 1349 kHz, Kosseir 1412 kHz, El-Kharga 1442 kHz, Mut 1535 kHz. Il trasmettitore di Tanta è passato da 1160 kHz a 1154 kHz portando la sua potenza da 60 a 120 kW.

Sempre in Egitto sono stati installati i seguenti trasmettitori TV: El-Minya, canale 5, 180 kW, Assiut, canale 6. 60 kW, Beni Suef, canale 7, 100 kW, Suez, canale 7, 20 kW, Sohag, canale 11, 52 kW.

Le stazioni di alto mare Radio Caroline e Mi Amigo sono passate a trasmettere rispettivamente sulle frequenze di 962 kHz e 1412 kHz.

In figura 6 sono riportate le stazioni radiofoniche ad onde medie che a tutto il 1° novembre u.s. occupavano lo spettro 800 ÷ 926 kHz (375 ÷ 324 m) ed in figura 7 quelle relative allo spettro 935 ÷ 1061 (321 ÷ 283 m).

In figura 8 uno dei monoscopi irradiati dalla CBC (Canadian Broadcasting Corporation, P.O. Box, 8478, Ottawa, Ontario). La figura 9 mostra un monoscopio di



Fig. 8 - Monoscopio irradiato da alcune stazioni della CBC (Canadian Broadcasting Corp.).

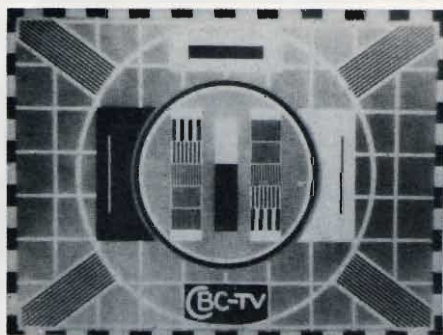


Fig. 9 - Monoscopio delle stazioni di Barbados della CBC (Caribbean Broadcasting Corp.).

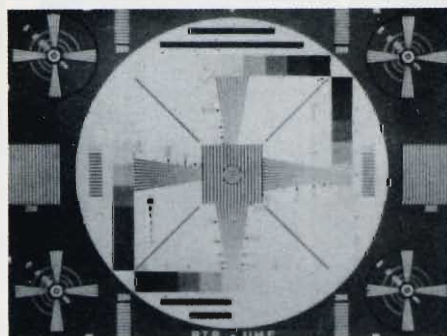


Fig. 10 - Una delle immagini irradiate dalla televisione portoghese.



Fig. 11 - Immagine trasmessa frequentemente dalla stazione polacca di Katowice.

un'altra CBC (Caribbean Broadcasting Corporation, P.O. Box 900, Barbados).

Figura 10 altra immagine della RTP in UHF (Radiotelevisao Portuguesa, Rua S. Domingo, 26, Lisboa).

Infine in figura 11 l'immagine trasmessa frequentemente dalla stazione di Katowice della TVP (Telewizja Polskie, Woronica 17 Warszawa).

Fig. P. SOLARI - ROMA
Generatori d'impulsi Philips PM 5704 (PM 5705)

La figura 12 si riferisce al generatore di impulsi della Philips PM 5704 la cui gamma di frequenza si estende da 0,1 Hz a 10 MHz, la figura 13 ne mostra invece il relativo schema a blocchi di cui dò qualche cenno sul suo funzionamento.

Il multivibratore astabile genera delle



Fig. 12 - Generatore d'impulsi della Philips, modello PM 5704 (PM 5705), per la gamma 0,1 Hz ÷ 10 MHz.

onde quadre da cui si derivano gli impulsi interni. Il commutatore SK 1 della sezione Repetition Time, con il suo verniero R1, consente di regolare il tempo di ripetizione tra 10 s e 100 ns. Quando il commutatore SK 1 è portato nella posizione EXT + o EXT-, il multivibratore viene escluso. In tale posizione (EXT) il generatore può essere eccitato dal fronte ascendente o discendente di un segnale esterno che sia applicato al connettore trigg/gate, BU1.

Il segnale di eccitazione è applicato ad

un trigger di Schmitt in modo da essere trasformato in un segnale adatto a pilotare i successivi circuiti del generatore. In assenza di segnale il trigger di Schmitt genera un singolo impulso ogni qualvolta sia premuto il pulsante SK3, single shot.

Quando il commutatore repetition time è portato su una posizione qualsiasi, un segnale applicato all'ingresso del trigger/gate apre e chiude la porta di eccitazione del multivibratore il quale genera dei treni di impulsi, che sono sincronizzati con il

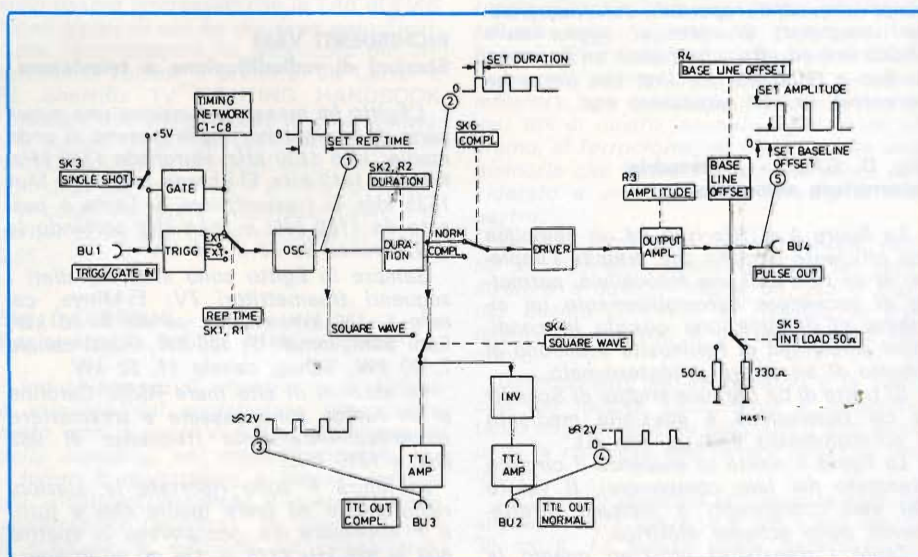


Fig. 13 - Schema a blocchi del generatore di impulsi PM 5715 (PM 5704).

segnale applicato.

Il circuito di durata produce degli impulsi la cui lunghezza viene prestabilita agendo sul commutatore duration SK2, tramite il suo verniero R2.

Quando il pulsante SQUARE WAVE (onda quadra) non è premuto, l'uscita del circuito di durata è inviata a due amplificatori TTL che forniscono due uscite a livello TTL con durata variabile. Premendo il pulsante Square Wave il circuito di durata viene sconnesso ed il segnale del multivibratore interno, o trigger di Schmitt, viene collegato direttamente agli amplificatori TTL.

Nel generatore modello PM 5705 è presente un'altra uscita con impulso di durata variabile dal pulse out. Nelle posizioni EXT + o EXT- del commutatore repetition time e con il pulsante square wave premuto, il segnale trigger applicato all'ingresso trigg/gate in determina la durata degli impulsi alle uscite TTL. Quando il commutatore repetition time è su una posizione di tempo e nessun segnale trigger viene applicato all'ingresso trigg/gate in, le uscite TTL pulse out non sono altro che delle onde quadre a livello costante TTL.

Nel generatore d'impulsi modello PM 5705 gli impulsi, normali o complementari, sono inviati tramite il commutatore a pulsante SK6 (compl.) e lo stadio di pilotaggio driver all'amplificatore ai uscita in cui è possibile regolare l'ampiezza di uscita con continuità tramite il comando Amplitude R3.

Il controllo baseline offset R4, regola il livello del diodo tosatore (clipping-diode) e quindi sposta il livello zero.

La regolazione del livello zero non agisce sulla cresta dell'impulso la cui ampiezza perciò sarà uguale alla somma della tensione del livello di zero più quella dell'ampiezza predisposta.

Fig. D. CORRADO - Civitavecchia Trasmittitore di bordo

Non è da escludere che prossimamente alcune delle note che normalmente dedico ai tecnici ed ai professionisti dei vari settori (attualmente è in corso una serie di puntate dedicate agli elettromedicali) possono essere destinate ad un ampio esame circuitale dei trasmettitori di bordo e a quelli relativi alle stazioni di radiodiffusione di potenza.

Bisogna comunque tenere conto che le installazioni radio di bordo hanno subito delle profonde modifiche nei confronti delle apparecchiature che erano in uso alcuni anni or sono. Ad esempio la figura 14 si riferisce ad una stazione rice-trasmittente ad onde medie, corte SSB. Come vede si tratta di un insieme molto compatto, in cui il trasmettitore principale è separato dalla consolle per permettere una installazione più adeguata, in prossimità dell'antenna.

La stazione, che è stata realizzata dalla FACE STANDARD, reparto apparecchiature elettroniche navali, è costituita dalle seguenti unità:

Consolle ricevitore di autoallarme, radiotelefono UHF, pannello controllo distribuzione, pannello altoparlante, ricevitore principale con filtro duplex, trasmettitore di riserva, ricevitore di riserva (entrambi alimentati a batteria), carica batteria.

Trasmettitore principale ST 1610: commutatore di antenna, amplificatore di potenza a sintonia automatica, trasmettitore

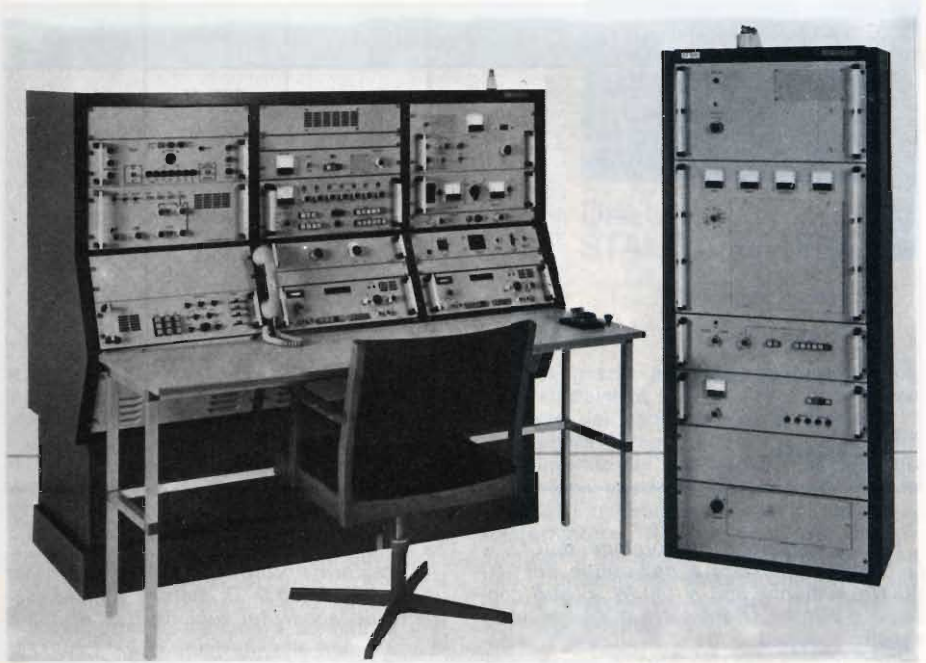


Fig. 14 - Complesso trasmettente-ricevente per navi funzionante in telegrafia e telefonia sulle gamme VHF, onde medie ed onde corte, completo di apparecchi di soccorso ed autoallarme.

pilota sintetizzato, pannello controllo di alimentazione.

ST - 1600: trasmettitore ad accordo semiautomatico operante nelle bande assegnate ai mezzi mobili marittimi. E' provvisto di tre sezioni separate per la generazione delle onde medie e corte in telefonia e telegrafia.

Caratteristiche generali: Potenza di uscita in telefonia 1,5 kW, potenza di uscita in telegrafia 1,2 kW, gamme di frequenza: 405 ÷ 525 kHz; 1600 ÷ 3800 kHz; 4, 6, 8, 12, 16, 25 MHz (assegnate alle bande marine) con 7 canali preselezionabili.

Quanto sopra sta a confermare che apparecchiature del genere debbono essere usate soltanto da personale altamente qualificato.

Fig. G. CASABONA - Genova Modulatore da 100 W

Un interessante circuito modulatore è quello riportato in figura 15, estratto dal manuale Linear Amplifier Design, che come ho già precisato precedentemente viene inviato gratuitamente, fino ad esaurimento, ai richiedenti dalla MARCONI ITALIANA, Via Comelico 3, 20135 Milano.

In questo amplificatore sono usati due tubi del tipo TT21 di cui, in altra parte di questa rubrica, sono forniti i relativi dati tecnici, e che consentono di modulare un trasmettitore in cui siano impiegati due tubi dello stesso tipo, modulazione di placca e griglia schermo, con alimentazione AT di 1000 V.

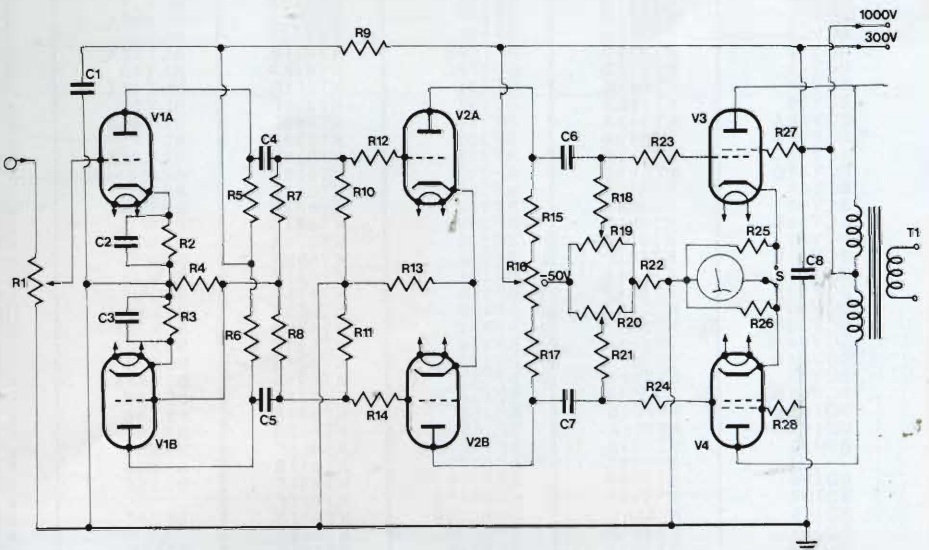


Fig. 15 - Schema elettrico di un modulatore da 100/140 W, in cui sono impiegati due tubi Marconi TT21.

Potenza		100 W	140 W
Frequenza		1000 Hz	1000 Hz
Vb (a)	1000 V	1000 V	1000 V
Va	996 V	990 V	989 V
Vb (g ₂)	300 V	300 V	300 V
-Vg ₁	40 V	40 V	40 V
la (senza segnale)	35 mA		
la (ciascun tubo)		79 mA	90 mA
Ig ₂ (ciascun tubo)		4,5 mA	11,5 mA
Impedenza (a - a)		16,8 kΩ	16,8 kΩ
Distorsione		1,5 %	4,8 %

Per un fattore di distorsione dell'1,5% la potenza di uscita è dell'ordine dei 100 W. Un aumento fino a 140 W si può conseguire purché si ammetta ovviamente un sensibile aumento della distorsione stessa.

Il trasformatore di uscita è previsto per un carico di 7000 Ω mentre l'impedenza fra i due anodi dei tubi finali è di 16800 Ω.

Il valore dei vari componenti è il seguente:

R1 = 1 MΩ potenziometro, R2 = 1 kΩ, R3 = 1 kΩ, R4 = 1 MΩ, R5 = 220 kΩ, 10%, R6 = 220 kΩ, 10%, R7 = 1 MΩ, R8 = 1 MΩ, R9 = 10 kΩ, R10 = 470 kΩ, R11 = 470 kΩ, R12 = 10 kΩ, R13 = 680 Ω, R14 = 40 kΩ, R15 = 33 kΩ, 2 W, R16 = 25 kΩ, 4 W, R17 = 33 kΩ, 2 W, R18 = 82 kΩ, R19 = 5 kΩ potenziometro, R20 = 5 kΩ, potenziometro, R21 = 82 kΩ, R22 = 3,3 kΩ, R23 = 4,7 kΩ, R24 = 4,7 kΩ, R25-R26 = shunt strumento di misura, R27 = 100 Ω, R28 = 100 Ω.

C1 = 8 μF, 500 V, C2 = 50 μF, 12 V, C3 = 50 μF, 12 V, C4 = 0,25 μF, C5 = 0,25 μF, C6 = 0,1 μF, C7 = 0,1 μF, C8 = 16 μF, 450 V.

Condizioni di lavoro del circuito, relative ai tubi TT21

RICHIEDENTI DIVERSI Corrispondenze transistori sovietici

Si continua la pubblicazione delle corrispondenze dei transistori sovietici con quelli europei-americani, iniziata nei numeri scorsi.

Transistori Europei	Analoghi Sovietici	Transistori Europei	Analoghi Sovietici	Transistori Europei	Analoghi Sovietici	Transistori Europei	Analoghi Sovietici
BCP627B	KT373B	BDX25	KT805A	BFW16	KT610A	BSXP87	KT340B
BCP627C	KT373B		KT808A	BFW45	KT602B	BSY17	KT616B
BCP628A	KT373A	BDY12	KT805B		KT611G	BSY18	KT616B
BCP628B	KT373B	BDY13	KT805B	BFW89	KT351B	BSY26	KT340B
BCP628C	KT373B	BDY23	KT803A	BFW90	KT351B	BSY27	KT340B
BCW47	KT373A	BDY24	KT808A	BFW91	KT351B	BSY34	KT608A
BCW48	KT373B	BDY25	KT808A	BFX12	KT326A	BSY38	KT340B
	KT373B	BDY72	KT805A	BFX13	KT326B	BSY39	KT340B
BCW49	KT373B	BDY78	KT805B	BFX44	KT340B	BSY40	KT343A
	KT373B	BDY79	KT805A	BFX89	KT355A	BSY41	KT343B
BCW57	KT361G	BDY90	KT908A	BFY19	KT326B	BSY58	KT608A
BCW58	KT361G	BDY91	KT908A	BFY45	KT611G	BSY62	KT616B
BCW62A	KT361G	BDY92	KT908A	BFY50	KT608A	BSY72	KT352A
BCW63A	KT361G		KT908B	BFY51	KT608B	BSY73	KT312B
BCY10	KT208E	BDY93	KT704A	BFY52	KT608B	BSY95	KT340B
BCY11	KT208L		KT704B	BFY65	KT611G	BSY95A	KT340B
BCY12	KT208D	BDY94	KT704B	BFY66	KT355A	BSYP62	KT340B
BCY30	KT208L	BDY95	KT704B	BFY80	KT355A	BSYP63	KT340B
BCY31	KT208M	BF111	KT704B	BLW18	KT920B	BSZ10	KT104B
BCY32	KT208M	BF114	KT611G	BLW24	KT922G	BSZ11	KT104B
BCY33	KT208G	BF137	KT611G	BLX92	KT913A	BSZ12	KT203A
BCY34	KT208G	BF140A	KT611B	BLX93	KT913B	BU120	KT809A
BCY38	KT501D	BF173	KT339B	BLY47	KT808A	BU123	KT802A
BCY39	KT501M	BF177	KT602A	BLY47A	KT808A	BU126	KT704A
BCY40	KT501D	BF178	KT611G	BLY48	KT808A		KT704B
BCY42	KT312B	BF179B	KT611B	BLY48A	KT808A	BU129	KT809A
BCY43	KT312B	BF179C	KT618A	BLY49	KT809A	BU132	KT704A
BCY44	KT501K	BF186	KT611G	BLY49A	KT809A	BU133	KT704B
BCY54	KT312B	BF197	KT339G	BLY50	KT809A	BUY43	P702
BCY56	KT342A	BF199	KT339G	BLY50A	KT809A	BUY46	P702
BCY58A	KT342B	BF208	KT339A	BLY63	KT920G	BUY55	KT808A
BCY58B	KT342B	BF223	KT339B	BLU88A	KT920G	BUYP52	KT802A
BCY58C	KT342B	BF240	KT312B	BSJ36	KT351B	BUYP53	KT802A
BCY58D	KT342B	BF257	KT611G	BSJ63	KT340B	BUYP54	KT802A
BCY69	KT342B	BF258	KT604B	BSV49A	KT351B	D41D1	KT626A
BCY90	KT208E	BF259	KT604B	BSW19	KT343B	D41D4	KT626B
BCY90B	KT501G	BF293	KT339A	BSW20	KT361G	D41D7	KT626B
BCY91	KT501G	BF296	KT602B	BSW21	KT343B	EFT212	P216
BCY91B	KT208E	BF297	KT611G	BSW41	KT616A	EFT213	P216
BCY92	KT501G	BF305	KT611G	BSW88A	KT375B	EFT214	P217
BCY92B	KT208E	BF306	KT339B	BSX21	KT375B	EFT250	P217
BCY93	KT501L	BF311	KT339B	BSX38A	KT340A	EFT306	MP140
BCY93B	KT208K	BF336	KT611G	BSX51	KT340B	EFT307	MP140
BCY94	KT501L	BF337	KT604B	BSX52	KT340B	EFT308	KT208B
BCY94B	KT208K	BF338	KT604B	BSX53A	KT340A	EFT311	MP120A
BCY95	KT501M	BFJ57	KT602B	BSX59	KT608B	EFT312	MP120A
BCY95B	KT501M	BFJ70	KT339B	BSX60	KT608B	EFT313	MP120B
BD109	KT805B	BFJ93	KT342B	BSX61	KT608B	EFT317	P401
BD121	KT902A	BFJ98	KT611G	BSX62	KT801B	EFT319	P401
BD123	KT902A	BFJ177	KT611B	BSX63	KT801A	EFT320	P401
	KT805B	BFJ178	KT611G	BSX66	KT306D	EFT321	MP120A
BD136	KT626A	BFJ179A	KT611G	BSX67	KT306D	EFT322	MP120A
BD138	KT626B	BFJ179B	KT611B		KT306D	EFT323	MP120B
BD140	KT626B	BFJ179C	KT618A		KT306A	EFT331	MP120A
BD148	KT805B	BFJ179C	KT618A		KT375B	EFT332	MP120A
BD149	KT805B	BFJ179C	KT315A	BSX80	KT375B	EFT333	MP120B
BD216	KT809A	BFJ221	KT315B	BSX81A	KT616A	EFT341	MP121D
BD253	KT809A	BFJ222	KT315G	BSX89	KT608A	EFT342	MP121D
		BFR34	KT372B	BSXP59	KT608A	EFT343	MP121D
		BFR34A	KT372B	BSXP60	KT608A	GCI00	GT109A
				BSXP61	KT608A		

(Продолжение. Начало см. «Радио», 1977, № 4, 7)

I lettori possono chiedere alla nostra redazione le fotocopie degli articoli originali citati nella rubrica «Rassegna della stampa estera».

Per gli abbonati, l'importo è di L. 2.000; per i non abbonati di L. 3.000.

Non si spedisce contro assegno. Consigliamo di versare l'importo sul c/c 315275 intestato a J.C.E. Milano, specificando a tergo del certificato di allibramento l'articolo desiderato, nonché il numero della rivista e la pagina in cui è citato.

attraverso gli impianti nel campo della fotografia (come la decomposizione dei movimenti mediante riprese multiple).

Quello che viene presentato in questo articolo, semplice, compatto, e relativamente economico, funziona da 2 Hz a 20 Hz circa.

In pratica, lo stroboscopio non è altro che un «flash» elettronico, che produce periodicamente impulsi di luce, tramite il controllo di un generatore di frequenza. Praticamente, lo schema a blocchi si presenta nel modo illustrato alla figura 1, nella quale si notano da sinistra a destra un sistema di alimentazione ad alta tensione per il tubo fluorescente, un sistema di alimentazione a bassa tensione per la sezione elettronica, un generatore di impulsi a forma rettangolare, ed un dispositivo di innesco del tubo. Quest'ultimo fa uso di un trasformatore il cui primario si trova sotto tensione soltanto quando il rettificatore controllato al silicio, Th, entra in con-

duzione grazie all'applicazione di un impulso di polarità e di ampiezza adatte, proveniente dal generatore.

La figura 2 rappresenta invece lo schema completo del dispositivo: l'alimentazione avviene attraverso la tensione di rete, quando l'interruttore I viene chiuso. Il trasformatore TR1, che comporta due avvolgimenti identici al primario ed al secondario, ha semplicemente il compito di isolare il dispositivo rispetto alla tensione alternata di rete.

Esso fornisce quindi una tensione alternata di 220 V efficaci, che, dopo la rettificazione ed il filtraggio ad opera di D1 e C1, carica la capacità C2 con una tensione pari alla metà di quella disponibile, grazie all'effetto del partitore costituito da R1 e da R2.

Un secondo trasformatore, il cui secondario rende disponibile una tensione di 9 V efficaci, viene messo sotto tensione unitamente a TR1. Dopo la rettificazione a

di L. BIANCOLI

REALIZZAZIONE DI UNO STROBOSCOPIO (Da «Le Haut Parleur» - 10 Novembre 1977)

Le possibili applicazioni di uno stroboscopio sono molto numerose, e si estendono dal campo delle misure (ad esempio della velocità di rotazione di un motore, o la regolazione dell'anticipo nell'impianto di accensione di un motore a scoppio), a quello dei giochi di luce, passando anche

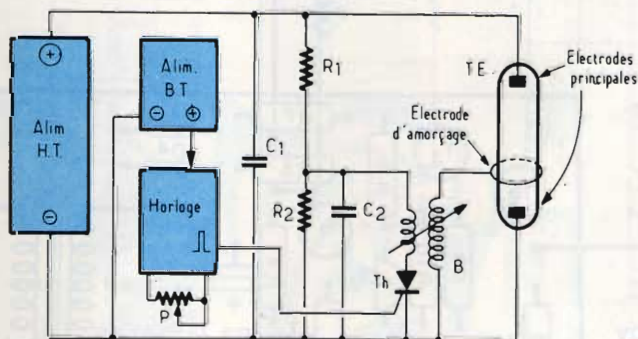


Fig. 1 - Schema a blocchi dello stroboscopio, mediante il quale è possibile eseguire con molta precisione la regolazione e la misura delle prestazioni di dispositivi rotanti.

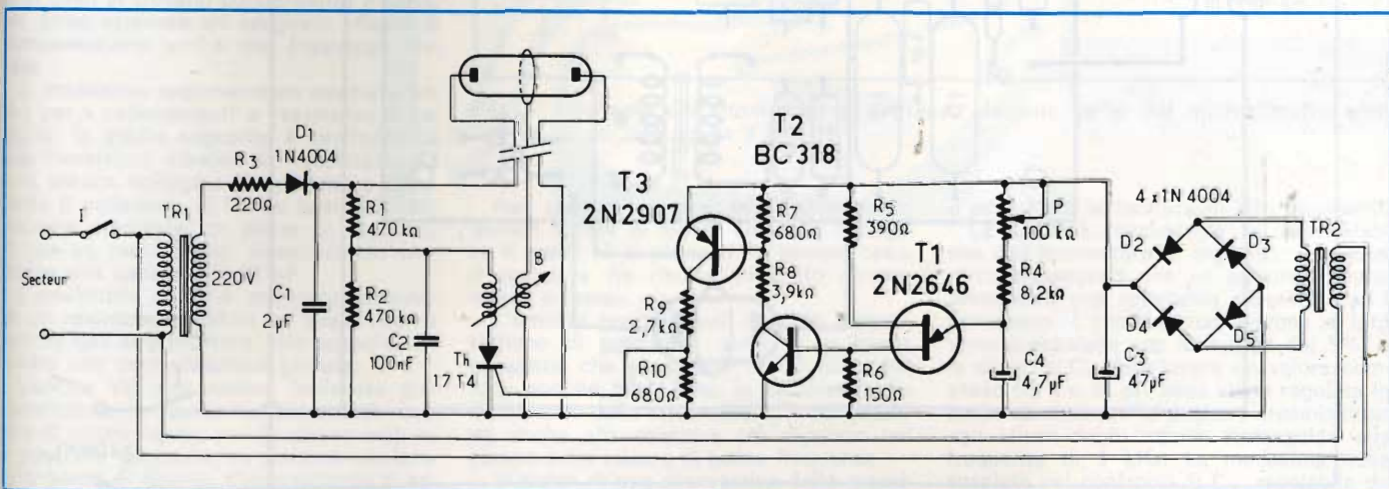


Fig. 2 - Schema elettrico completo del dispositivo elettronico per l'accensione del tubo fluorescente con frequenze comprese tra 2 e 20 Hz, per ottenere effetti stroboscopici.



Fig. 3-A - Lato rame del circuito stampato per la realizzazione dello stroboscopio.

doppia semionda, e dopo il filtraggio grazie alla presenza di C3, esso fornisce una tensione continua di valore compreso tra 10 e 12 V.

Il generatore mette essenzialmente in gioco un transistor a giunzione singola del tipo 2N2646, T1. La frequenza delle oscillazioni viene determinata dai componenti che fanno parte del circuito di emettitore, e può variare entro i limiti che abbiamo già precisato, regolando opportu-

namente il potenziometro P.

Ogni volta che C4 si scarica, un impulso di corrente passa attraverso T1, e quindi attraverso la sua resistenza di base R6. Ciò provoca la presenza di un impulso di tensione positiva, che sblocca durante un breve istante il transistor T2.

Questo impulso viene poi ritrovato, ma con polarità opposta, sul collettore di T1. Il complesso R7-R8 ne preleva una parte, destinata questa volta a sbloccare lo

stadio T3.

Infine, nel punto in comune tra R9 ed R10, si dispone di impulsi positivi di circa 2 V, che servono per comandare il «gate» del rettificatore controllato al silicio Th.

Ne deriva che, ogni volta che Th entra in conduzione, per un breve istante viene applicata una tensione al primario del trasformatore di controllo del tubo fluorescente, per cui tra il punto B e la massa compare a sua volta un impulso di tensione che viene applicato all'elettrodo di eccitazione del tubo. Quest'ultimo produce quindi impulsi di luce, la cui frequenza dipende esattamente dalla regolazione del potenziometro P.

Con questi impulsi luminosi è quindi facile ottenere tutti gli effetti stroboscopici che si desiderano, a patto che le esigenze collimino con la gamma di frequenze compresa come abbiamo detto tra 2 e 20 Hz.

Per quanto riguarda la costruzione del dispositivo, non esistono problemi: la figura 3-A rappresenta il circuito stampato dal lato dei collegamenti in rame, studiato in modo tale da semplificare il montaggio per quanto possibile, mentre la figura 3-B illustra come è possibile montare opportunamente i componenti sul lato opposto della basetta, tenendo naturalmente nella massima considerazione l'orientamento dei componenti polarizzati, vale a dire dei semiconduttori, dei condensatori elettrolitici e dei diodi.

Alla basetta fanno capo alcuni collega-

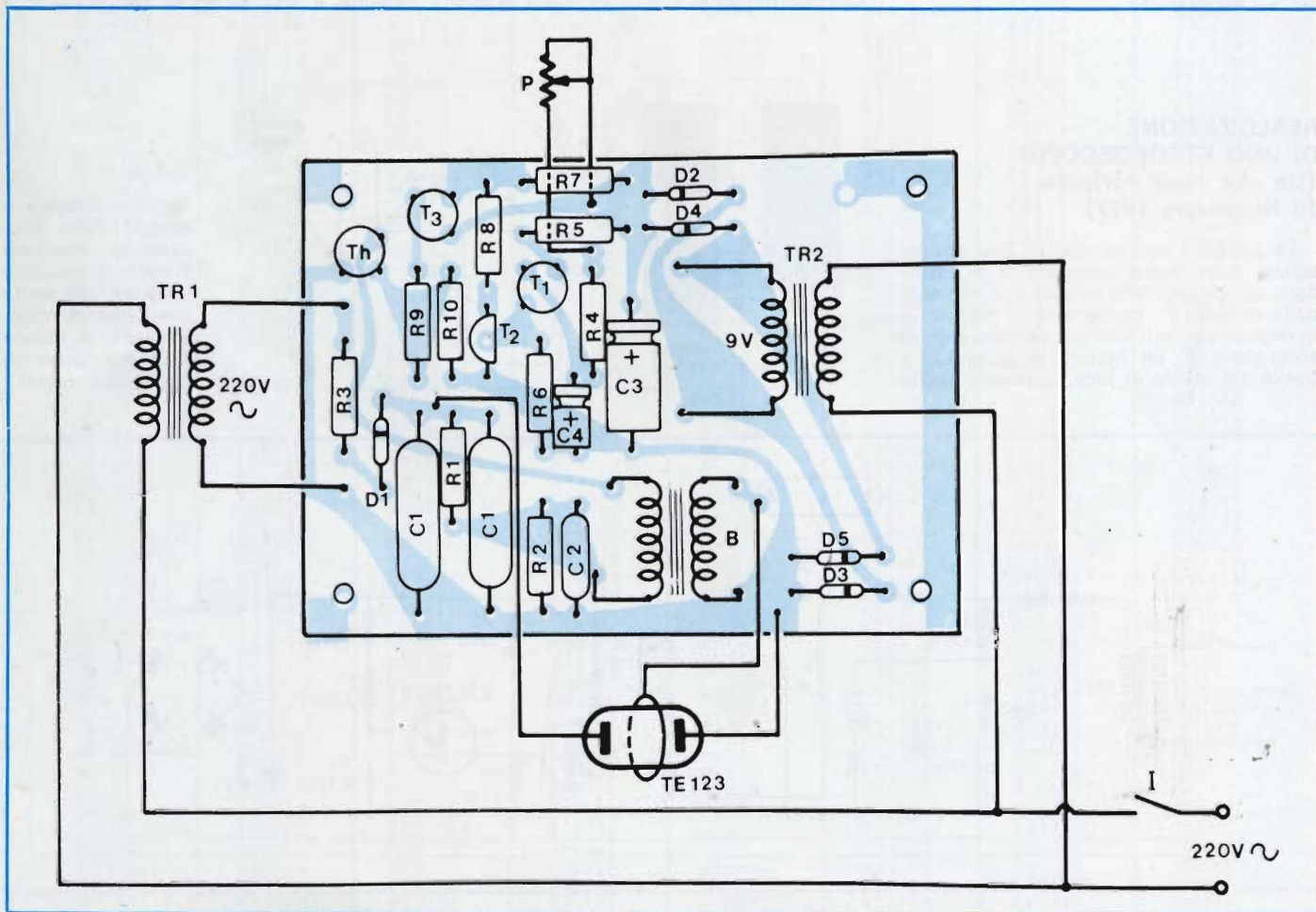


Fig. 3-B - Lato dei componenti dello stroboscopio, e collegamenti ai componenti esterni.

menti che la uniscono ai componenti esterni, e precisamente due per il secondario a 220 V di TR1, due per il potenziometro P, usato come reostato, per la regolazione della frequenza, tre per il tubo fluorescente del tipo TE123, e due per il primario del trasformatore TR2, che si trova in parallelo a quello di TR1.

Oltre agli schemi e ai dati costruttivi del circuito stampato che abbiamo riprodotto, l'articolo riporta alcune fotografie dell'apparecchio montato, ed anche i dati costruttivi della scatola metallica nella quale il dispositivo può essere installato.

MILLIVOLTMETRO PER FREQUENZE ACUSTICHE (Da «Le Haut Parleur» - 10 Novembre 1977)

Dal momento che il livello tecnologico raggiunto nel campo dell'elettronica per quanto riguarda l'impiego dei circuiti integrati è piuttosto alto, è probabile che qualcuno si possa meravigliare del fatto che sia ancora necessario impiegare i transistori per risolvere alcuni problemi, soprattutto nel campo delle misure.

Il motivo risiede nella difficoltà di conciliare un guadagno elevato ed una banda passante piuttosto estesa, con l'impiego dei circuiti integrati.

Sono questi i motivi principali per i quali, per la realizzazione di questo interessante strumento, si è preferito appunto l'impiego di transistori, come si può rilevare attraverso lo schema dell'amplificatore a guadagno regolabile, riprodotto alla figura 4.

Il segnale da amplificare viene applicato ai capi di un'impedenza piuttosto alta, e cioè di 4,7 M Ω , in quanto lo stadio di ingresso è costituito da un transistor ad effetto di campo, T1.

A seconda che questo transistor sia del tipo E 103 della Siliconix, oppure del tipo 2N5245 della Texas, equivalente al tipo 2N4416 della Sescosem, è necessario regolare il valore di R_s , in modo da polarizzare adeguatamente lo stadio. Tale resistore deve presentare un valore di 300 Ω per gli altri due.

Il disaccoppiamento della tensione di alimentazione, come pure quello del resistore di sorgente R_s , viene assicurato mediante condensatori elettrolitici in parallelo ai quali si trovano condensatori a carta, per poter ottenere un adeguato effetto di compensazione anche con frequenze elevate.

Il medesimo ragionamento sussiste anche per i collegamenti a resistenza e capacità: lo stadio seguente è costituito da due transistori montati in «cascode». T3 è in pratica collegato all'emettitore attraverso il collettore di T2. Le basi sono alimentate mediante un ponte di resistori, di cui un ramo viene disaccoppiato mediante una capacità di 47 μ F.

L'emettitore di T2 è collegato attraverso un resistore variabile, al quale ritorna l'uscita dell'amplificatore, allo scopo di ottenere una controreazione globale.

L'uscita V_s può essere prelevata sull'emettitore, in quanto l'impedenza di uscita è di valore basso; per lo stesso motivo, è possibile applicare un sistema rivelatore a ponte di Graetz, che trasforma il segnale in valore medio, il cui fattore di forma è molto indipendente da quello del segnale.

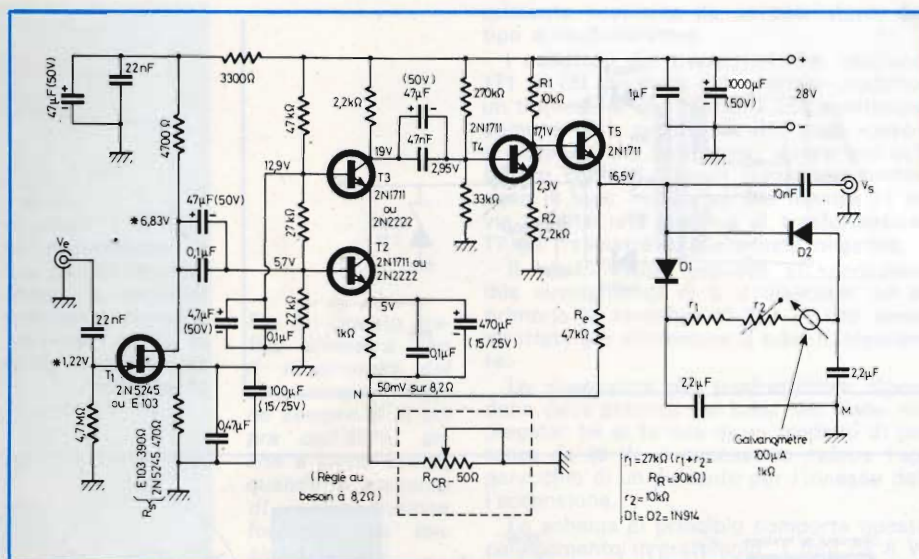


Fig. 4 - Schema elettrico completo del millivoltmetro per basse frequenze, che funziona con linearità di responso da 20 Hz a 200 kHz.

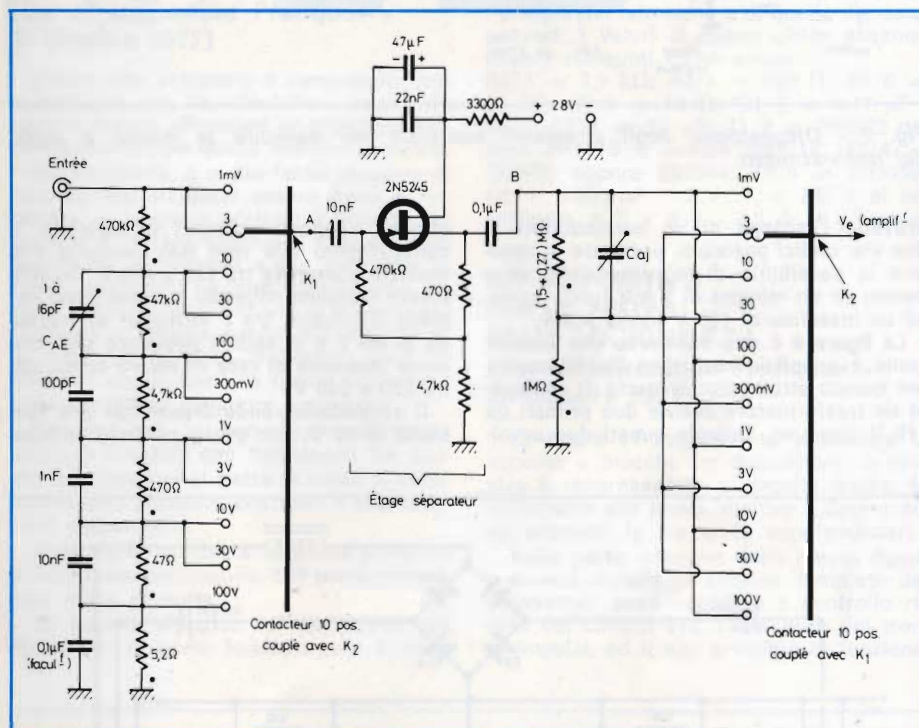


Fig. 5 - Schema dell'attenuatore di ingresso, facente parte del millivoltmetro elettronico di cui alla figura 4

Per rendere ancora più indipendente questo fattore di forma, conviene collegare il punto M al punto N. In questo caso, il resistore R_e risulta collegato direttamente a massa.

L'articolo precisa quali sono le caratteristiche di guadagno, quale è la banda passante, che si estende da 20 Hz a 200 kHz, nonché quali sono le caratteristiche di linearità dello strumento, che corrisponde anche alle esigenze più rigorose nel campo delle misure di bassa frequenza.

Si tratta di una prerogativa della massima importanza, soprattutto quando lo strumento deve essere usato per controllare le prestazioni di sistemi di amplificazione,

o addirittura la taratura di altri strumenti.

La figura 5 rappresenta le caratteristiche dell'attenuatore di ingresso: i resistori contrassegnati con un puntino devono presentare una tolleranza massima dell'1 per cento. I condensatori devono a loro volta presentare una tolleranza del 5%, e la capacità C_{AJ} deve avere un valore compreso tra 3 e 33 pF, essa viene regolata in modo da ottenere la migliore trasmissione agli effetti degli impulsi rettangolari alla frequenza di 5 kHz. La medesima cosa sussiste nei confronti di C_{AE} , regolabile da 1 a 16 pF, in rapporto alla portata di 100 mV.

Come si può notare, l'attenuatore, che

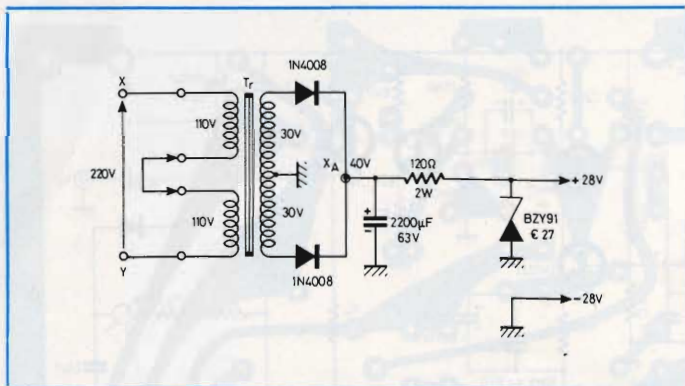


Fig. 6 - Esempio di rettificatore in grado di fornire una tensione di uscita continua e regolata di 28 V, per l'alimentazione dello strumento.

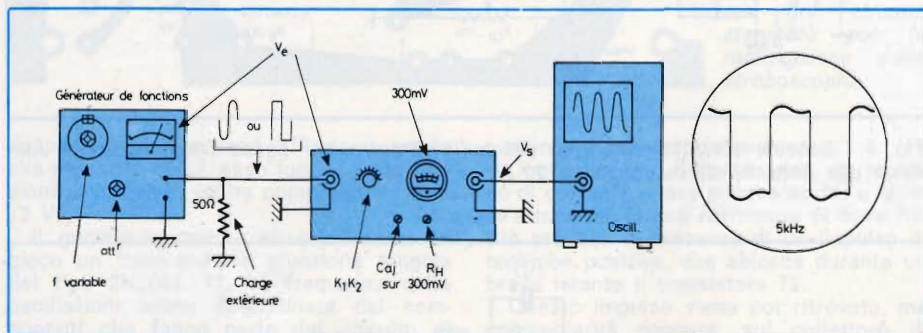


Fig. 7 - Disposizione degli strumenti necessari per eseguire la messa a punto del millivoltmetro.

prevede l'impiego di un commutatore a due vie, undici posizioni, permette di regolare la sensibilità di ingresso dello strumento da un minimo di 1 mV fondo scala, ad un massimo di 100 V fondo scala.

La figura 6 è uno schemino che illustra come è possibile realizzare l'alimentatore per questo strumento: si tratta di impiegare un trasformatore avente due primari da 110 V ciascuno. Quando questi due avvol-

gimenti vengono collegati in parallelo, il collegamento alla rete può avvenire con tensioni comprese tra 110 e 125 V. Quando invece vengono collegati in serie come nel modo illustrato, tra i terminali di ingresso X ed Y è possibile applicare una tensione alternata di rete di valore compreso tra 220 e 240 V.

Il secondario rende disponibile una tensione di 60 V, con presa centrale collega-

ta a massa, con una corrente del valore minimo di 100 mA. In realtà, l'intero circuito assorbe una corrente di 15 mA, mentre 85 mA vengono assorbiti dal diodo zener che provvede alla stabilizzazione. Ciò consente un ampio margine agli effetti della regolazione della tensione.

Un condensatore elettrolitico da 2.200 μF ed un resistore da 120 Ω, 2 W, provvedono a filtrare questa tensione rettificata, in modo da ottenere il valore esatto della tensione continua di alimentazione di 28 V.

La figura 7 — infine — illustra come è possibile procedere alla taratura del millivoltmetro, disponendo però di un generatore di funzioni, e di un oscilloscopio a raggi catodici.

Il generatore a frequenza variabile deve essere in grado di fornire segnali sinusoidali o rettangolari, che vengono applicati al terminale di ingresso caricato con un valore di 50 Ω. Attraverso il pannello frontale deve essere possibile regolare C_s , ed R_H , rispetto ad una tensione di 300 mV, rilevabile sullo strumento. L'oscilloscopio collegato alla presa di uscita premette di controllare la forma d'onda del segnale nei confronti del quale viene effettuata la taratura.

Anche per questo strumento l'articolo riporta numerose fotografie, ed alcuni dettagli relativi alla costruzione del circuito stampato. Infine, l'articolo riporta anche le caratteristiche costruttive di una sonda attenuatrice ad alta impedenza di ingresso, tramite la quale risulta possibile eseguire anche misure di tensioni notevolmente maggiori.

DUPLICATORE DI TENSIONE CONTINUA SENZA TRASFORMATORE (Da «Popular Electronics» - Settembre 1977)

Per molti anni, l'unico sistema di natura non meccanica, adatto a produrre potenziali ad alta tensione ed a corrente continua, partendo da sorgenti a bassa tensione, nella gamma di potenze comprese tra valori medi e valori elevati, è stato costituito da un trasformatore pilotato mediante un oscillatore.

Questo tipo di convertitore presenta tuttavia due inconvenienti principali, nel senso che lo sperimentatore può non essere al corrente di quali siano i componenti più adatti per progettare e per realizzare questo tipo di convertitore, nonché in merito il consumo di energia risulta relativamente elevato, a scapito quindi del rendimento.

Il duplicatore di tensione di tipo capacitivo che viene descritto in questo articolo risulta superiore sotto diversi punti di vista: ad esempio, può essere usato per estendere la portata di un alimentatore a bassa tensione, oppure per far funzionare un sistema di amplificazione di media potenza su di un veicolo. Funziona con ottimo rendimento, e può essere adattato alla tensione disponibile.

Sostanzialmente, il circuito, che riproduciamo alla figura 8, si comporta come una serie di commutatori elettronici ad alta velocità, che provocano alternativamente la carica di C_3 e di C_4 fino al valore della tensione di alimentazione, dopo di che i suddetti condensatori vengono collegati in serie tra loro, ed alimentano il

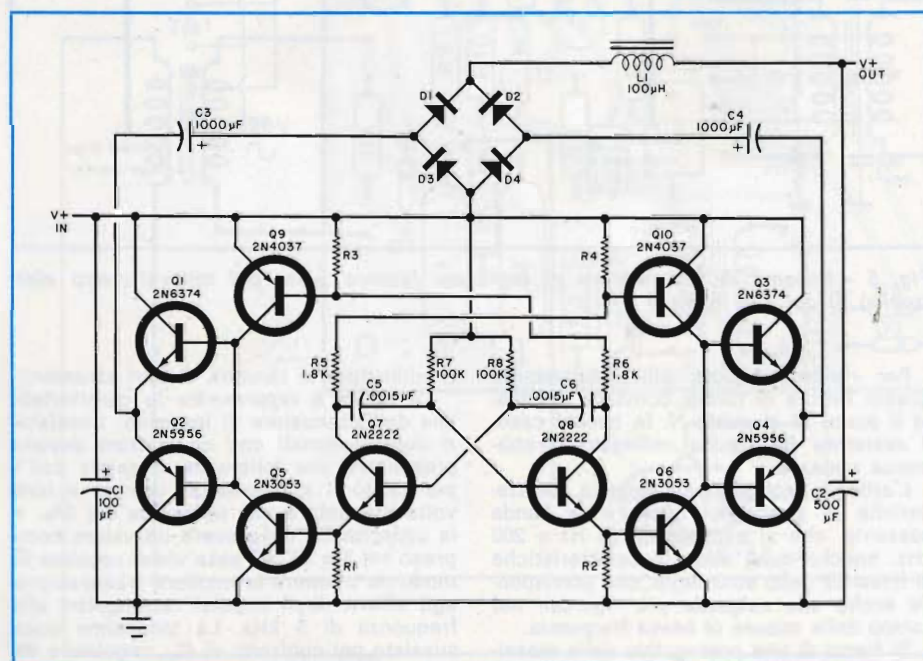


Fig. 8 - Circuito elettrico simmetrico del convertitore CC/CC funzionante senza trasformatore.

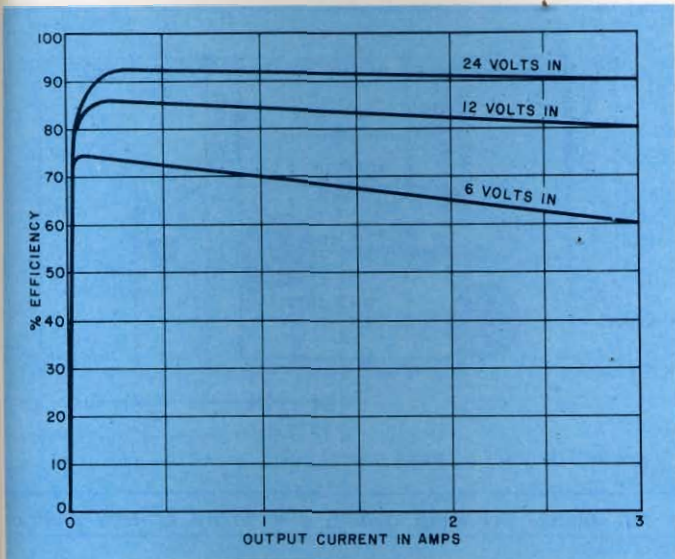


Fig. 9 - Questo grafico dimostra che il rendimento del convertitore rimane sempre al di sopra dell'80%, anche a pieno carico, quando la sorgente di alimentazione fornisce una tensione di 12 V.

CONVERTITORE DI TENSIONE PER TUBI FLUORESCENTI (Da «Electronique Pratique» - 20 Ottobre 1977)

Coloro che praticano il campeggio, con la tenda o con la «Roulotte», hanno da sempre dovuto affrontare un problema fondamentale, e cioè quello dell'illuminazione.

Naturalmente, è molto facile disporre di candele, che possono essere fonte di incendio, di lampade portatili a pila, la cui batteria è sempre scarica al momento più opportuno, di lampade a gas anch'esse di breve autonomia e che comportano un certo pericolo, ecc. Tuttavia, il sistema più razionale è sempre quello dell'impiego di un tubo fluorescente, alimentato però attraverso una batteria, e quindi con minor consumo e con maggiore autonomia.

Esistono già in commercio numerose lampade portatili che funzionano su questo principio, ma si tratta di solito di apparecchiature piuttosto costose; e non reperi-ribili dappertutto.

Ecco quindi un'idea abbastanza semplice e facilmente realizzabile, che potrà interessare molte persone.

Lo schema elettrico del dispositivo alla figura 10: la parte fondamentale è natu-

ralmente costituita da un oscillatore, del tipo a multivibratore.

I collettori dei transistori che oscillano (T1 e T2) pilotano col segnale prodotto, un transistor che funziona con emettitore comune (T3), seguito da altri stadi «p-n-p» di potenza, che funzionano invece con collettore comune. Questi transistori funzionano in fase, nel senso che mentre T6 invia un'alternata positiva al trasformatore, T7 gli trasmette una alternata negativa.

Il trasformatore prevede al secondario due avvolgimenti di 6 V ciascuno, ed al primario la tensione di 220 V, che viene sfruttato per alimentare il tubo fluorescente.

Le dimensioni del trasformatore dipendono dalla potenza del tubo che viene impiegato: se si fa uso di un modello di potenza da 20 W, è necessario munire l'apparecchio di un pulsante per l'innesco dell'accensione.

Lo schema di principio comporta questo collegamento in tratteggio: i tubi da 8 W ne sono privi, in quanto il loro innesco è automatico.

L'intero dispositivo può naturalmente essere realizzato mediante una basetta a circuito stampato, di cui l'articolo riporta i disegni del lato rame e di quello dei componenti: i valori di questi ultimi possono essere riassunti come segue:

R1/3 = 3,9 kΩ; R2/4 = 620 Ω; R5/6 = 10 kΩ; R7/8 = 15 Ω; C1/2 = 0,47 μF - 12 V; C3/4 = 0,1 μF; T1/2 = 2N2222 oppure 2N1613 e ancora 2N1711; T3/4 = 2N2905 oppure 2N2904; T5/6 = 2N3055; C5 = 1.000 μF - 16 V; T = 220 V al secondario, e 2 x 6 V - 0,5 A al primario.

UN DISPOSITIVO PER LA PROVA DELLE LOGICHE T.T.L. (Da «Electronique Pratique» - 20 Ottobre 1977)

La figura 11 rappresenta a sinistra lo schema a blocchi del dispositivo: a sinistra è rappresentato il circuito logico da sottoporre alla prova, mentre a destra sono presenti le tre unità supplementari.

Nella parte inferiore della stessa figura è invece visibile lo schema completo dei dispositivi: esso permette il controllo rapido dei circuiti TTL, come pure dei treni di impulsi, ed il suo principio di funziona-

carico.

Il carico di uscita, in pratica, «vede» la somma delle tensioni che si sviluppano ai capi di questi due condensatori, che, a loro volta, risultano in serie alla tensione di alimentazione.

Dal momento che C3 e C4 vengono alimentati con uno sfasamento di 180°, si tratta di un vero e proprio duplicatore di tensione a doppia semionda.

Q7, Q8 ed i componenti associati costituiscono un multivibratore che funziona con una frequenza di oscillazione di circa 6.000 Hz, con tensione di alimentazione di 12 V. Questo oscillatore produce due onde quadre sfasate di 180° tra loro, che vengono usate per pilotare adeguatamente Q5, Q6, Q9 e Q10.

I resistori compresi tra R1 ed R4 vengono scelti in modo da limitare la corrente di base al valore di 3 mA.

Le coppie di transistori pilota Q5/Q9 e Q6/Q10 producono onde quadre uguali ed opposte di fase, con caratteristica di tempo di salita e di caduta estremamente rapido, il che va a tutto vantaggio della regolarità di funzionamento.

Quando Q7 conduce, Q2, Q3, Q5 e Q10 si trovano in saturazione. La capacità C3 si carica attraverso Q2 e D3, mentre C4 si scarica attraverso Q3, D2 ed il carico di uscita.

Quando invece Q8 conduce, il procedimento si inverte, per cui C3 si scarica attraverso il carico di uscita, Q1 e D1, mentre C4 si carica attraverso Q4 e D4.

La capacità C1 contribuisce ad evitare che impulsi ad alta frequenza possano entrare nel circuito di alimentazione, mentre L1 e C2 provvedono a filtrare adeguatamente la tensione di uscita.

Come è possibile rilevare consultando il grafico di figura 9, con una tensione originale di alimentazione di 12 V, il rendimento rimane al di sopra dell'80%, anche in condizioni di funzionamento a pieno carico. Naturalmente, maggiore è la tensione di ingresso, maggiore risulta anche il rendimento.

Il breve articolo riporta anche alcune osservazioni per quanto riguarda la tecnica realizzativa del duplicatore, ed espone alcuni casi tipici di impiego, di notevole interesse per chi avesse eventualmente intenzione di realizzare il dispositivo.

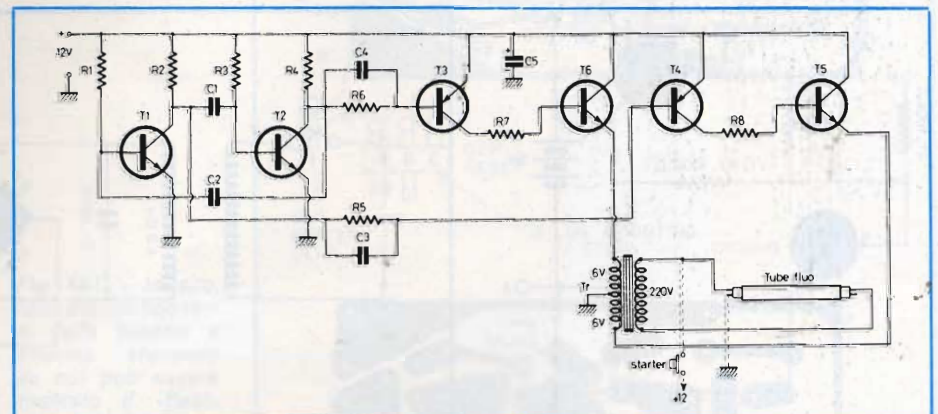


Fig. 10 - Il dispositivo di conversione per l'alimentazione di tubi fluorescenti a corrente continua può essere realizzato impiegando transistori di tipo molto comune, ed un trasformatore facilmente reperibile in commercio.

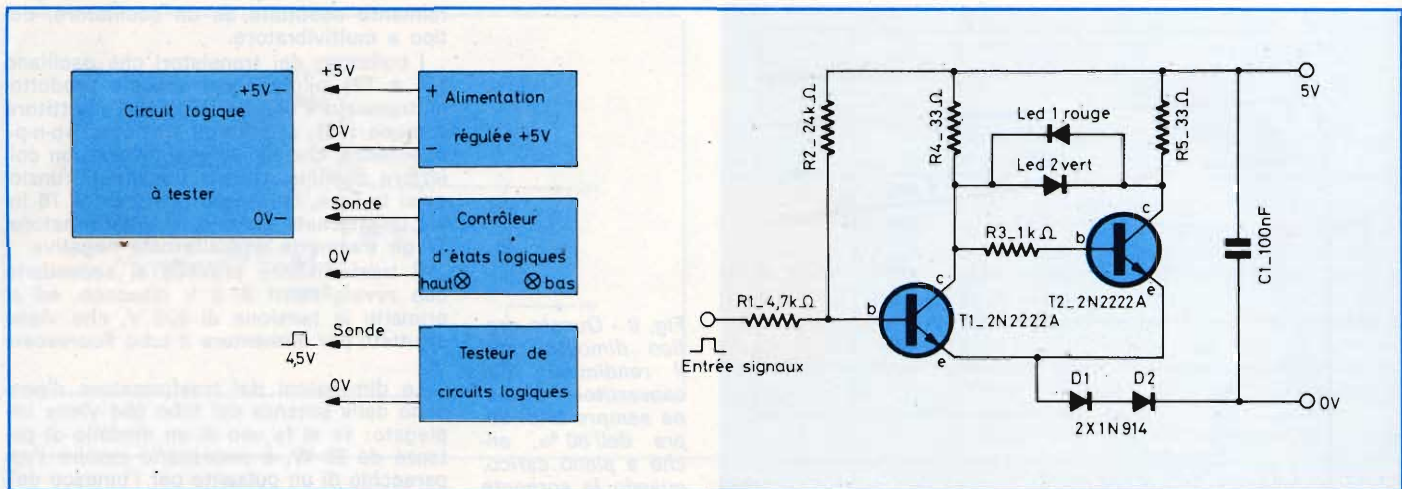


Fig. 11 - A sinistra, schema a blocchi illustrante la tecnica di impiego del «tester» per unità logiche, e a destra schema elettrico completo del dispositivo di controllo.

mento è molto semplice.

Si sfrutta infatti la caduta di tensione attraverso un diodo fotoemittente, e quest'ultima viene inserita in un «trigger» di Schmidt. L'alimentazione è prevista col valore di +5 V.

Se uno stato basso viene rivelato dalla sonda tramite R1, in modo da polarizzare la base di T1 come se questa fosse collegata a massa, questo stadio risulta bloccato, per cui si accende il diodo fotoemittente a luce verde in quanto T2 si trova in conduzione, ed anche in quanto, mentre l'anodo del diodo fotoemittente a luce verde si trova al potenziale di +5 V attraverso R4, il catodo risulta invece collegato a massa attraverso la giunzione tra Collettore ed emettitore di T2, ed attraverso i diodi D1 e D2.

Se invece il potenziale rivelato è alto all'ingresso del circuito, T1 viene polarizzato con un potenziale positivo, per cui conduce la corrente sul catodo del diodo fotoemittente a luce rossa, ed a causa di ciò l'anodo di questo diodo risulta al potenziale di +5 V, attraverso R5, in quanto T2 risulta interdetto.

Se la prova viene eseguita con segnali rettangolari a frequenza elevata, entrambi i diodi fotoemittenti si accendono.

Un altro vantaggio consiste nel fatto che è possibile mettere in evidenza la mancanza di simmetria dei segnali, rile-

vando la diversa intensità della luce prodotta dai diodi.

Questa unità costituisce praticamente il blocco centrale di destra della parte superiore di figura 11; La parte inferiore è invece costituita dal dispositivo il cui schema è riprodotto alla figura 12: anche in questo caso il circuito è molto semplice, in quanto è costituito soltanto da due transistori complementari.

Questo apparecchio permette di verificare il funzionamento di sistemi di conteggio, e di circuiti integrati appartenenti alla stessa categoria citata.

Per questi controlli è necessario disporre di un generatore in grado di fornire un unico impulso di +5 V, e che sia anche possibile comandare a volontà. Un impulso di questo genere deve avere un tempo di salita molto rapido, ed un tratto orizzontale perfettamente piano, indipendentemente dal tipo di contatto che ne provoca la produzione.

In questo circuito si è fatto ricorso ad un multivibratore bistabile a transistori complementari, che viene messo in funzione mediante un pulsante invertitore, e del tipo a ritorno automatico.

La terza sezione, che corrisponde al primo blocco in alto a destra di figura 11, è infine costituita dall'alimentatore, il cui schema è riprodotto alla figura 13: il dispositivo prevede un trasformatore in

grado di fornire al secondario una tensione compresa tra 6 e 12 V, con una corrente dell'ordine di 100 mA. Questa tensione di basso valore viene rettificata e filtrata mediante quattro diodi e due condensatori.

In serie al lato positivo si trova l'unità di regolazione tipo LM309K, all'uscita della quale, e precisamente ai capi della capacità C4, risulta disponibile la tensione di 5 V continua e regolata, necessaria per alimentare sia lo strumento, sia il circuito logico sotto prova.

L'articolo riporta anche i disegni a grandezza naturale dei circuiti stampati e della disposizione dei componenti, sia per quanto riguarda le due unità di misura propriamente dette, sia per quanto riguarda invece la sezione di alimentazione.

Infine, riporta alcuni dati per quanto riguarda la tecnica di cablaggio dei moduli, ed espone dettagliatamente, seppure succintamente, la tecnica di prova dei moduli.

«FLASHMATE» - IL SOGNO DI OGNI FOTOGRAFO

(Da «Elementary Electronics» - Settembre-Ottobre 1977)

Qualsiasi appassionato di fotografia, sia che si tratti di un dilettante, sia che si tratti invece di un professionista, deve

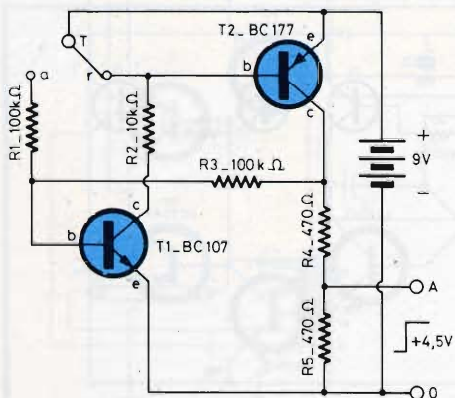


Fig. 12 - Due transistori complementari permettono di realizzare il tester propriamente detto per circuiti logici.

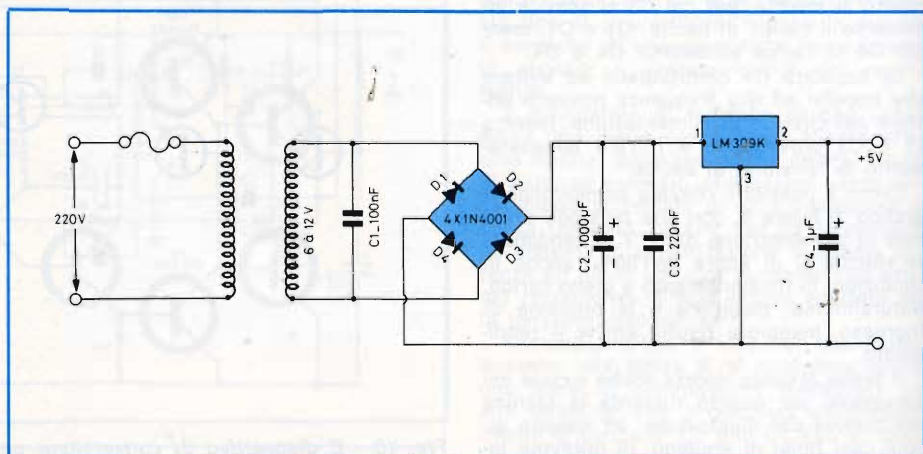


Fig. 13 - Circuito elettrico dell'alimentatore stabilizzato.

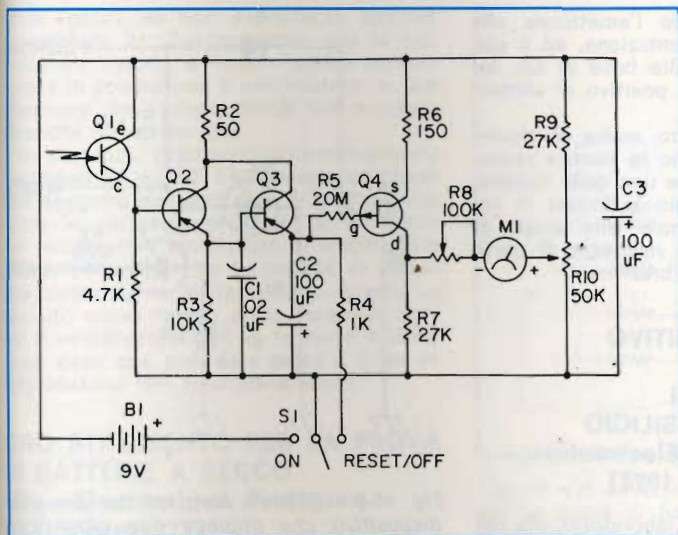


Fig. 14-A - Circuito elettrico completo del «flashmate»: durante l'esecuzione dei collegamenti ai transistori, controllare la rispettiva polarità, ed evitare sempre di applicare una quantità eccessiva di calore.

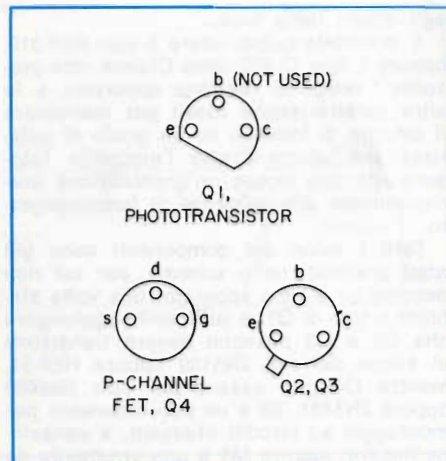


Fig. 14-B - Collegamento allo zoccolo dei transistori facenti parte del circuito di figura 14-A, visti dal di sotto.

sempre affrontare problemi di una certa entità quando si tratta di eseguire fotografie in interni o anche all'esterno, con l'ausilio di un «flash» elettronico.

Quando si conosce il numero-guida fornito dal fabbricante del dispositivo a lampo, e quando quel numero si adatta abbastanza alla linea di produzione, ed è infine possibile rammentarlo anche nel passaggio da un'esposizione all'altra, sapendo con esattezza come usarlo, a patto che la sorgente di alimentazione del «flash» sia in perfetto ordine, può accadere che la fotografia riesca bene, ma può anche accadere il contrario.

In teoria, si divide il numero-guida per la distanza tra la sorgente di luce ed il soggetto, ottenendo in tal modo il grado di apertura del diaframma. Questo calcolo deve però essere eseguito per ogni singola ripresa, e se ci si sposta tra una ripresa ed un'altra, le cose cambiano, come cambiano anche se si passa da un tipo di pellicola ad un altro.

Ebbene, per superare tutte queste difficoltà, ecco un'idea che può risultare di notevole interesse: si tratta praticamente di realizzare il circuito il cui schema è riprodotto alla figura 14-A, che comporta l'impiego di quattro transistori, uno strumento, una batteria di alimentazione da 9 V, ed alcuni componenti di tipo discreto.

Il fototransistore al silicio usato come elemento sensibile alla luce presenta una resistenza molto elevata quando viene esposto alla luce ambientale, per cui l'apparecchio funziona con notevole efficacia entro un'ampia gamma di condizioni di luminosità, compresa la luce solare.

La luce improvvisa fornita dal «flash» elettronico provoca una rapida riduzione nella resistenza interna di questo elemento. Questa rapida diminuzione della resistenza produce un impulso che mette in funzione il circuito di cui fanno parte Q2 e Q3.

A causa del suddetto impulso, Q3 carica la capacità C2 fino a determinare tra i suoi poli una tensione di valore proporzionale all'intensità della luce proveniente dal lampo, che colpisce Q1.

Il valore di questa carica di C2 viene quindi misurato dal transistor ad effetto di campo Q4, ed indicato dallo strumento.

A causa dell'elevata resistenza di ingresso del transistor ad effetto di campo

C2 non si scarica se non dopo diversi minuti, per cui si dispone di tutto il tempo necessario per eseguire la lettura.

R4 ed S1 costituiscono un circuito di scarica per lo strumento e per il condensatore C2: l'interruttore serve per spegnere l'apparecchio, e per scaricare simultaneamente C2, facendo così in modo che esso risulti pronto per eseguire un'altra lettura, nel volgere di circa due secondi.

Le regolazioni per la sensibilità rispetto ai diversi tipi di pellicola vengono effettuate regolando opportunamente R8. Per collegare allo strumento un diverso resistore variabile di compensazione per ciascun coefficiente di sensibilità della pellicola, è possibile usare un commutatore rotante, sebbene ciò comporti ovviamente un aumento del costo, ed anche delle dimensioni dell'apparecchio.

Il potenziometro R8 può essere calibrato

in rapporto a qualsiasi valore di sensibilità espresso in ASA, o ancora in DIN, ecc., a seconda delle unità preferite. Inoltre, volendo, è sempre possibile riportare sulla scala relativa le gradazioni espresse in qualsiasi unità di misura.

L'unico inconveniente per questo compromesso consiste nel fatto che la manopola del potenziometro deve essere predisposta esattamente sul contrassegno di riferimento prima di eseguire qualsiasi lettura.

Due transistori «p-n-p», Q2 e Q3, sono del tipo adatto alla amplificazione di segnali a bassa frequenza, per cui qualsiasi esemplare appartenente a questa categoria può funzionare egregiamente. Esistono tuttavia pochi elementi che possono sostituire Q1. Esso deve presentare una resistenza molto elevata alla luce ambientale, un tempo di reazione dell'ordine di 2,8 μ s, ed un'ampia gamma di sensibilità

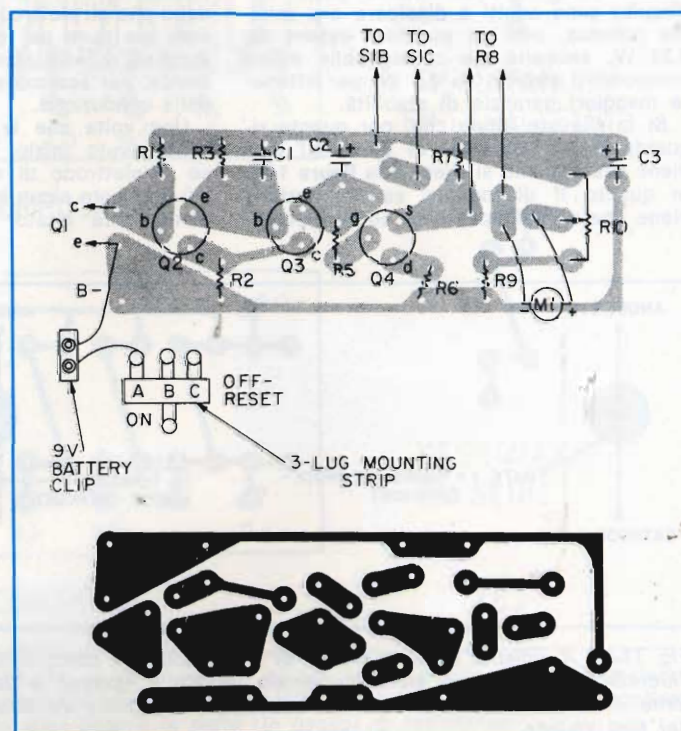


Fig. 14-C - In alto, lato dei componenti della basetta a circuito stampato su cui può essere montato il «flashmate»: in basso, lato rame della stessa basetta di supporto.

agli effetti della luce.

È possibile quindi usare il tipo HEP-312, oppure il tipo CL902 della Clairex, che presenta i tempi di reazione opportuni, e le altre caratteristiche ideali per mantenere il circuito di innesco ad un grado di polarizzazione adatto finché l'elemento fotosensibile non riceve un'illuminazione corrispondente alle esigenze di funzionamento.

Tutti i valori dei componenti sono già stati precisati nello schema, per cui non occorre un elenco separato: una volta stabilito il tipo di Q1, è sufficiente aggiungere che Q2 e Q3 possono essere transistori al silicio dei tipi 2N5139 oppure HEP-51, mentre Q4 può essere del tipo 2N5460 oppure 2N5461. R8 è un potenziometro per montaggio su circuiti stampati, a variazione lineare, mentre M1 è uno strumento da 50 μ A fondo scala, la cui scala deve essere naturalmente tarata nelle unità di misura come abbiamo precedentemente precisato, usufruendo della tecnica di taratura che viene dettagliatamente descritta nell'articolo.

La figura 14-B rappresenta i collegamenti allo zoccolo dei tipi di transistori suggeriti, mentre la figura 14-C illustra come è possibile realizzare l'intero dispositivo su di una basetta a circuito stampato, mostrando sia il lato rame di quest'ultimo, sia il lato sul quale vengono sistemati tutti i componenti: a tale riguardo si osservi che per i semiconduttori (ad eccezione di Q1) vengono precisati anche gli elettrodi individuati dalle sigle «b» per la base, «c» per il collettore, ed «e» per l'emettitore. Per quanto riguarda R8, si noterà che si tratta di un componente esterno, in quanto costituisce la manopola di taratura agli effetti della sensibilità. Il disegno precisa anche quali sono i collegamenti che fanno capo allo strumento ed alla sorgente di alimentazione, nonché la tecnica di cablaggio dell'interruttore che agisce anche da dispositivo di azzeramento per consentire il rapido passaggio da una misura a quella successiva.

Tutti i resistori che fanno parte del circuito sono adatti a dissipare una minima potenza, per cui possono essere da 0,25 W, sebbene sia consigliabile usare componenti almeno da 0,5 W, per ottenere maggiori garanzie di stabilità.

Si fa rilevare infine che, per quanto riguarda Q1, il terminale di base (b) non viene usato, come si rileva alla figura 14-B in quanto il dispositivo semiconduttore viene usato semplicemente come elemen-

to bipolare, collegando l'emettitore alla linea negativa di alimentazione, ed il collettore direttamente alla base di Q2, ed indirettamente al polo positivo di alimentazione, attraverso R1.

L'articolo è corredato anche di alcune fotografie che illustrano la tecnica realizzativa, ed in particolare una delle fotografie mostra l'apparecchio realizzato in veste di semi-professionale, allo scopo di chiarire con maggiore ricchezza di particolari la tecnica di calibrazione.

UN UTILE DISPOSITIVO PER LA PROVA DEI RETTIFICATORI CONTROLLATI AL SILICIO (Da «Elementary Electronics» - Settembre-Ottobre 1977)

Quando si lavora in laboratorio, sia nel campo dei progetti sperimentali, sia nel campo delle riparazioni, dei collaudi, ecc., accade molto spesso di aver a che fare con i rettificatori controllati al silicio, e di dover quindi stabilire se si tratta di un componente in perfette condizioni di efficienza, o se si tratta invece di un componente difettoso.

Prima di addentrarci nella descrizione dello strumento, l'articolo sintetizza quali sono le caratteristiche essenziali di funzionamento di un semiconduttore di questo genere, precisandone il simbolo schematico che riproduciamo alla figura 15-A a sinistra, ed il circuito equivalente paragonato ad una coppia di transistori, entrambi del tipo «n-p-n» (a destra).

In sostanza, un rettificatore controllato al silicio non è altro che un diodo, e quindi un semiconduttore che consente il passaggio di una corrente elettrica in una sola direzione, vale a dire dal catodo all'anodo, e non dall'anodo al catodo come molte volte erroneamente si crede, con la sola differenza rispetto ad un diodo convenzionale che, anche nel senso di conduzione diretta, la corrente può passare soltanto dopo che all'elettrodo «gate» è stato applicato sia pure per una durata minima un impulso di ampiezza o di intensità sufficiente, per scatenare appunto il fenomeno della conduzione.

Una volta che la suddetta conduzione abbia avuto inizio, essa continua anche se all'elettrodo di eccitazione non viene più applicato alcun impulso del tipo precedentemente citato. Inoltre, il passaggio

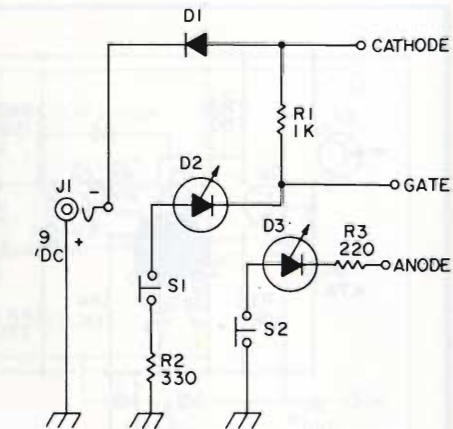


Fig. 15-B - Circuito elettrico del semplice dispositivo che impiega due diodi fotoemittenti ed un diodo normale oltre a due pulsanti ed a tre resistori, per il controllo delle prestazioni di un rettificatore controllato al silicio.

di corrente può essere interrotto soltanto in due modi: interrompendo brevemente il circuito che applica le tensioni di polarizzazione all'anodo ed al catodo, oppure invertendo la polarità della suddetta tensione.

Una volta che questi concetti fondamentali siano noti, è abbastanza facile comprendere il funzionamento del dispositivo, illustrato in tutti i suoi dettagli schematici alla figura 15-B e diodi fotoemittenti D2 e D3 funzionano con una corrente nominale di circa 10 mA, quando tra i rispettivi elettrodi viene applicata una tensione di polarità adatta, e di valore compreso tra 1,5 ed 1,8 V.

Normalmente, questa corrente è adatta a determinare lo stato di conduzione in qualsiasi rettificatore controllato al silicio collegato tra i terminali a morsetto che sono contrassegnati nello schema come catodo, anodo e «gate».

Quando il rettificatore al silicio sotto prova è in conduzione, si ottiene un passaggio di corrente attraverso D3, presente nel circuito anodico, fino all'istante in cui la corrente viene interrotta. In tal caso si interrompe il fenomeno della conduzione, sebbene l'energia possa essere riapplicata al circuito senza ottenere l'illuminazione di D2 o di D3.

Come si rileva attraverso lo schema, la tensione viene applicata attraverso J1, e proviene normalmente da una batteria da 9 V. Al resto del circuito, tramite il diodo D1, viene quindi applicato un potenziale negativo di 9 V, come precauzione contro il pericolo di applicare una polarizzazione inversa.

Il resistore R1 tra catodo e «gate» ha un valore di 1.000 Ω , e si trova in parallelo al percorso della corrente attraverso la capacità interna della giunzione tra anodo e «gate». Se questo resistore non fosse presente, il rettificatore sotto prova entrerebbe in conduzione ogni volta che viene collegato, anche senza un segnale di «gate», a causa di un fenomeno naturale assai comune.

La tensione anodica rapidamente provoca il passaggio di una debole corrente che carica la capacità della giunzione, e che scorre nel circuito tra catodo

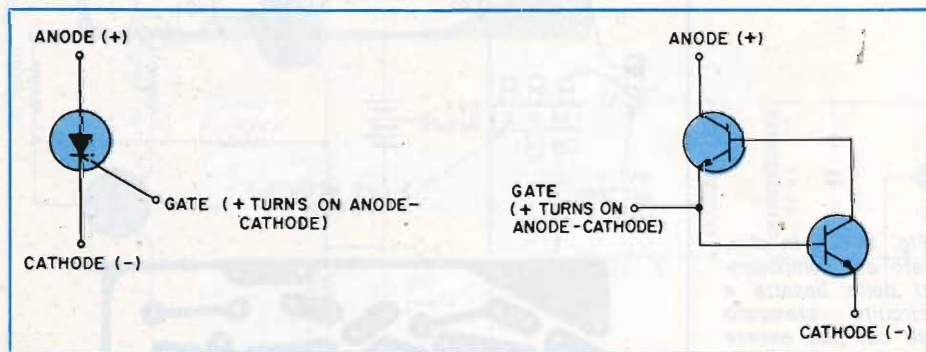


Fig. 15-A - A sinistra, simbolo grafico di un rettificatore controllato al silicio, illustrante l'identificazione dei vari elettrodi (anodo, catodo e «gate»); a destra, circuito equivalente di un rettificatore controllato al silicio, costituito da due transistori entrambi del tipo «n-p-n».

do e «gate», se non è presente appunto il resistore R1. Dal momento che la corrente tra catodo e «gate» mette normalmente in conduzione il rettificatore, si può affermare che l'effetto dv/dt non presenta alcunché di misterioso.

In sostanza, premendo alternativamente i pulsanti S1 ed S2, è praticamente possibile eseguire qualsiasi tipo di prova, e stabilire le perfette condizioni di efficienza del rettificatore controllato al silicio sotto prova, evitando tutte le perdite di tempo che normalmente si riscontrano, quando un circuito viene messo sotto tensione mentre il rettificatore che ne fa parte è difettoso, cosa che può dare adito a false interpretazioni dei risultati ottenuti.

UNO STRUMENTO PER LA PROVA DI BATTERIE A SECCO

(Da «Electronique Pratique» - 20 Ottobre 1977)

Sappiamo tutti che con un voltmetro ad alta resistenza interna è molto difficile stabilire con esattezza lo stato di carica di una batteria a secco, in quanto, a causa del minimo assorbimento di corrente, lo strumento indica quasi sempre almeno il valore nominale della tensione, anche se in realtà l'elemento è quasi completamente scarico.

Se invece la prova viene eseguita mediante uno strumento che applichi durante la misura un carico di un certo valore alla sorgente di tensione, è possibile stabilire se la suddetta tensione mantiene il suo valore nominale nonostante il carico, nel qual caso si può giudicare se la batteria è in buone condizioni, oppure se, a causa dell'assorbimento di corrente, la tensione presenta un valore inferiore a quello nominale.

Il principio di funzionamento è intuitivo osservando gli schemi in figura 16: quando i puntali negativo e positivo vengono applicati tra i poli della batteria di cui si desidera provare lo stato di efficienza, naturalmente rispettando la polarità, ai capi dell'elemento elettrochimico viene applicato un carico costituito da un resistore (R), il cui valore varia a seconda della tensione nominale fornita dalla batteria. In serie a questo resistore esiste un altro elemento resistivo fisso (S), ai capi del quale viene applicato lo strumento di misura propriamente detto, con l'aggiunta di un sistema di protezione costituito da due diodi, collegati in opposizione di fase tra loro.

Come si può rilevare, il puntale positivo può essere applicato in quattro boccole ben distinte tra loro, ciascuna delle quali predispone lo strumento a seconda della tensione che si desidera misurare. Sono previsti i valori convenzionali di 1,5 - 4,5 - 6 e 9 V.

Per quanto riguarda il calcolo di questi valori, esso dipende dalla sensibilità del milliamperometro G: supponiamo ad esempio di disporre di un milliamperometro da 100 μ A, avente una resistenza interna di 3.600 Ω . Occorre inoltre tenere presente che la corrente che scorre attraverso il carico agli effetti della prova deve essere sempre di 0,2 A, ossia di 200 mA.

In ogni caso, quindi, il resistore R scelto a seconda della tensione della batteria deve essere percorso da questa corrente, la quale si suddivide poi nella combinazione in parallelo tra lo strumento ed il

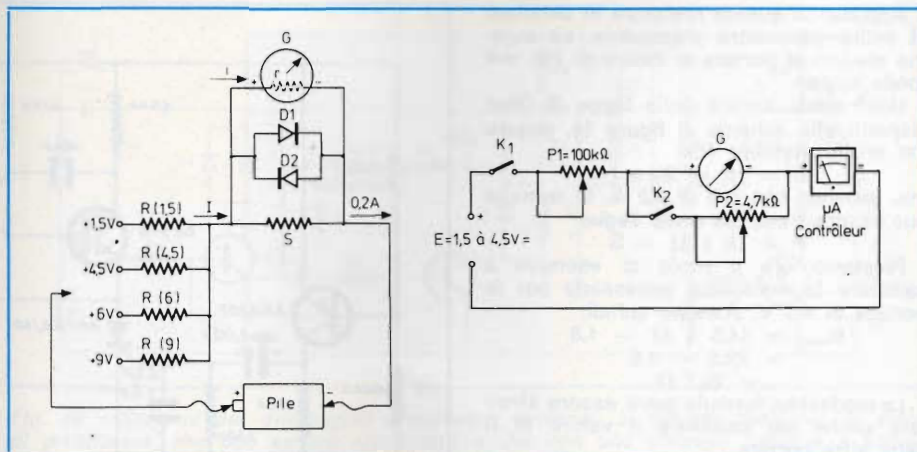


Fig. 16 - A sinistra, schema di principio illustrante il funzionamento dello strumento per le prove di batterie a secco; a destra, metodo di impiego del dispositivo per controllare le caratteristiche incognite di un galvanometro.

resistore S.

Ai capi di S, ossia di G, la tensione corrisponde a:

$$e_{\max} = S \times (I - i_{\max}) = r \times i_{\max}$$

Tuttavia, siccome l'intensità di i_{\max} è trascurabile rispetto ad I, la suddetta formula può essere semplificata, per cui diventa:

$$S = (r \times i_{\max}) : I$$

Inoltre, siccome sappiamo già a priori che $I = 0,2$ A, avremo che:

$$S = 5 \times r \times i_{\max}$$

Nel caso citato ad esempio avremo quindi che:

$$S = 5 \times 3.600 \times 0,0001 = 1,8 \Omega$$

Siccome $e_{\max} = 1,8 \times 0,2 = 0,36$ V, la potenza dissipata da S corrisponderà a $0,36 \times 0,2 = 0,072$ W, ossia sarà di entità minima.

Potremo quindi realizzare il componente S impiegando un resistore da 1,8 Ω da 0,25 oppure da 0,5 W, oppure collegando tra loro in parallelo un resistore da 33 ed un altro da 3,9 Ω .

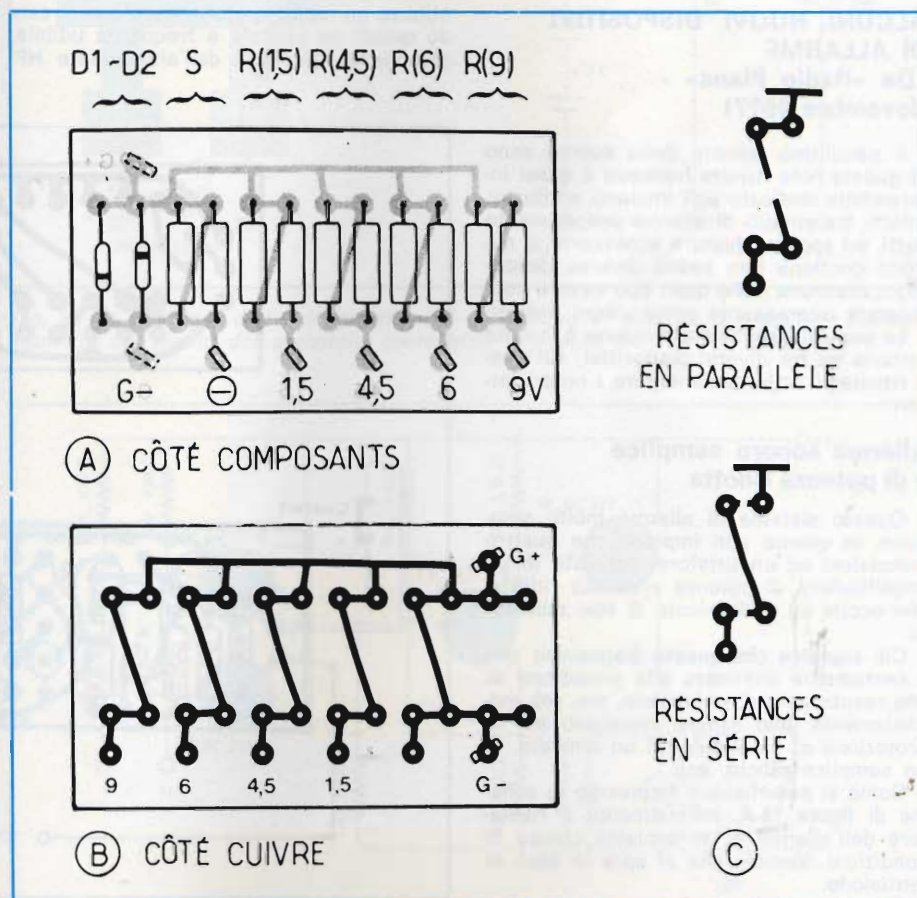


Fig. 17 - Tecnica realizzativa dello strumento su basetta a circuito stampato: a destra (C) è illustrato il metodo di modifica del circuito stampato per ottenere il collegamento in parallelo (in alto) oppure in serie (in basso) di resistenze.

Applicando questo resistore in parallelo al milliamperometro disponibile, ne avremo elevato la portata al valore di 200 mA fondo scala.

Usufruendo ancora della legge di Ohm rispetto allo schema di **figura 16**, possiamo anche stabilire che:

$$E = (R + S) \times I$$

ma, sapendo che I è di 0,2 A, la formula può essere trascritta come segue:

$$R = (E \times 5) - S$$

Proviamo ora a titolo di esempio a calcolare la resistenza necessaria per la portata di 4,5 V. Avremo quindi:

$$\begin{aligned} R_{(4,5)} &= (4,5 \times 5) - 1,8 \\ &= 22,5 - 1,8 \\ &= 20,7 \Omega \end{aligned}$$

La medesima formula potrà essere sfruttata anche per calcolare il valore di R delle altre portate.

La **figura 16** rappresenta a destra anche un altro diverso metodo di impiego dello strumento: infatti, usufruendo dei pochi componenti aggiunti, e dello strumento descritto, risulta facile rilevare l'intensità massima e la resistenza interna di un milliamperometro le cui suddette caratteristiche siano sconosciute.

Per quanto riguarda infine la tecnica realizzativa, la **figura 17** illustra come è possibile installare tutti i componenti nella parte superiore, e da quello dei collegamenti nella parte inferiore. Il particolare in basso è stato aggiunto unicamente per mostrare come è possibile adattare il circuito stampato a seconda che si desideri che due resistenze affiancate risultino in parallelo (C) oppure in serie.

ALCUNI NUOVI DISPOSITIVI DI ALLARME (Da «Radio Plans» - Novembre 1977)

Il penultimo numero dello scorso anno di questa nota Rivista francese è quasi interamente dedicato agli impianti antifurto: infatti, tra circuiti di allarme propriamente detti, ed apparecchiature accessorie, il numero contiene ben sedici diverse descrizioni, ciascuna delle quali può essere considerata interessante sotto alcuni aspetti.

La nostra maggiore attenzione è caduta tuttavia su tre diversi dispositivi, sui quali riteniamo utile documentare i nostri lettori.

Allarme sonoro semplice e di potenza ridotta

Questo sistema di allarme molto semplice, in quanto non impiega che quattro transistori ed un tiristore, consiste in un amplificatore di potenza piuttosto ridotta, che eccita un altoparlante di tipo miniatura.

Ciò significa che questo dispositivo non è certamente destinato alla protezione di una residenza o di un veicolo, ma, più modestamente, può essere impiegato per la protezione di un mobile, di un armadio, di un semplice ufficio, ecc.

Come si può rilevare attraverso lo schema di **figura 18-A**, normalmente il rivelatore dell'allarme è un contatto chiuso in condizioni normali, che si apre in caso di intrusione.

Questo contatto può essere un semplice interruttore a pulsante, un «micro-switch», un interruttore a vibrazioni, un interruttore magnetico, ecc.

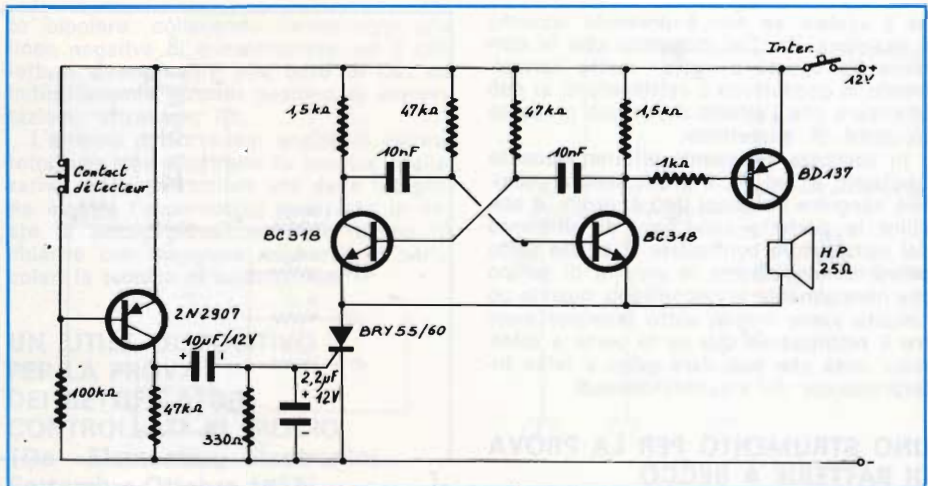


Fig. 18-A - Circuito del generatore di allarme di potenza ridotta, adatto alla protezione di piccoli ambienti o di mobili.

Quando il contatto si interrompe, la base del primo transistor, che era in precedenza cortocircuitato con l'emettitore, assume una polarità negativa, attraverso un resistore da 100 kΩ. A causa di ciò quello stadio si satura, e l'aumento della tensione positiva che compare sul collettore viene convogliato, attraverso un condensatore, al «gate» di un rettificatore controllato al silicio, che entra così in conduzione.

Questo rettificatore alimenta a sua volta gli altri stadi del dispositivo, con una tensione negativa. Due transistori del tipo BC318, collegati tra loro in modo da costituire un multivibratore, oscillano, creando quindi un segnale a frequenza udibile, che viene riprodotto dall'altoparlante HP.

Quest'ultimo, come si può rilevare, è collegato nel circuito di collettore nel quarto stadio, e deve presentare un'impedenza di 25 Ω, per adattarsi alle caratteristiche dinamiche del semiconduttore.

La realizzazione di questo semplice antifurto non comporta alcun problema: l'intero apparecchio può essere montato su di una semplice bassetta a circuito stampato, disponendo i collegamenti in rame nel modo illustrato in alto alla **figura 18-B**, e disponendo invece i pochi componenti necessari nel modo illustrato in basso alla stessa figura.

L'alimentazione è prevista con una batteria da 12 V, che deve naturalmente essere mantenuta sempre in perfette con-

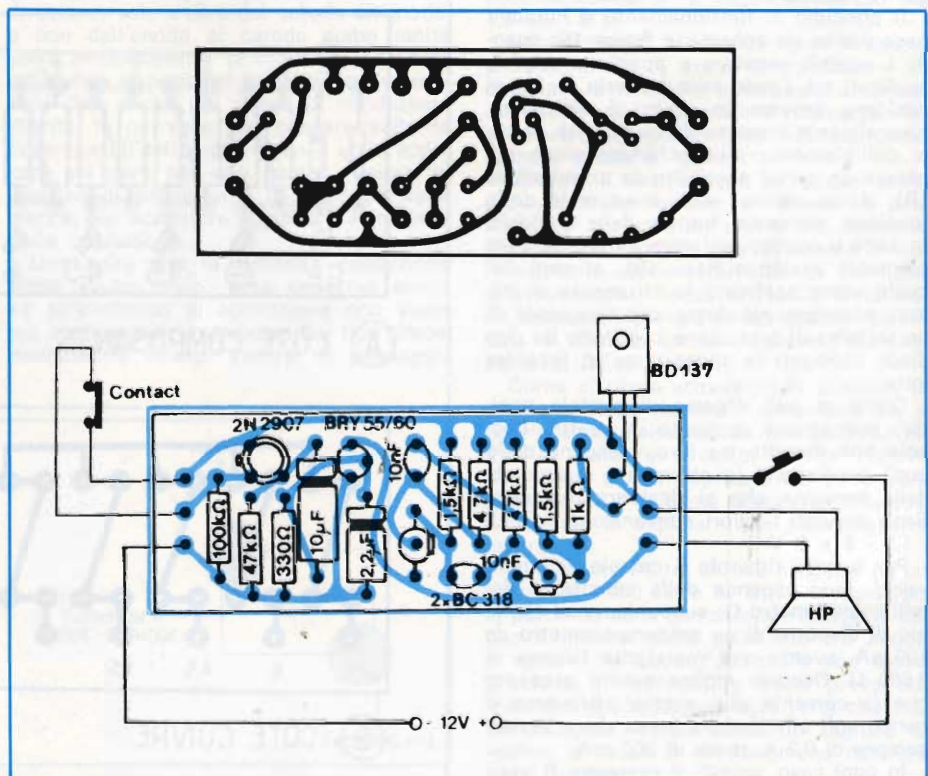


Fig. 18-B - Tecnica realizzativa del circuito di cui alla figura 18-A; in alto, il lato rame del circuito stampato, e in basso il lato dei componenti, con i collegamenti alla parte esterna del circuito.

dizioni di carica, per avere la certezza che il dispositivo entri in funzione ogni qualvolta l'ambiente protetto viene manomesso.

Si fa presente che il contatto normalmente chiuso deve essere di ottima qualità, onde evitare che l'allarme entri in funzione casualmente, e che il transistor finale BD137 deve essere installato ad una certa distanza dalla basetta di supporto, per poter dissipare la sia pur minima quantità, onde evitare che l'allarme entri in funzionamento.

Un antifurto per la residenza secondaria

Considerando la recrudescenza dei furti con scasso e delle effrazioni, è indubbiamente opportuno proteggere la propria residenza secondaria, che viene lasciata incustodita per lunghi periodi di tempo, con grave rischio.

Sotto questo aspetto esistono due soluzioni: l'applicazione di porte blindate e di serrature molto robuste, che però è utile soltanto quando le finestre, i balconi, ecc., sono difficilmente accessibili, se non addirittura inaccessibili, da parte di malintenzionati. La seconda soluzione consiste invece nell'installazione di un impianto antifurto, che implica certamente qualche difficoltà di installazione, ma che può essere molto più efficace.

Lo schema del dispositivo consigliato è riprodotto alla **figura 19**: anche in questo caso si prevede l'alimentazione mediante una batteria da 12 V, che può essere del tipo a secco, oppure del tipo ricaricabile, a patto che si disponga anche di un caricatore in tampone.

In stato di riposo, il consumo ammonta soltanto a 2 μ A, e ciò consente una lunghissima autonomia anche nell'eventualità che venga a mancare la tensione alternata di rete che tiene in funzione il sistema di ricarica in tampone.

Gli elementi rivelatori sono costituiti da contatti a vibrazioni, da contatti a tappeto, da microinterruttori incastrati negli stipiti delle finestre, ecc.

Il funzionamento è assicurato anche per una resistenza di contatto di 10 k Ω per i rivelatori aperti, e di 1 M Ω per i rivelatori di tipo normalmente chiusi, il che corrisponde ad una certa ossidazione dei contatti, relativamente possibile.

Come è facile notare nello schema, sono previsti due tipi di rivelatori, e precisamente una catena di interruttori normalmente chiusi (NF), in parallelo a C1, ed una catena di sensori normalmente aperti (NO), in parallelo a C3.

L'articolo precisa dettagliatamente la teoria di funzionamento del circuito, che è d'altra parte abbastanza intuitiva: non appena uno dei contatti normalmente chiusi si apre, o uno di quelli normalmente aperti si chiude, si scatena un fenomeno di conduzione istantaneo attraverso il circuito di elaborazione, che provoca nel modo classico la conduzione di una corrente attraverso il sistema di allarme propriamente detto, che può essere costituito da una sirena, da una lampada, da qualsiasi altro avvisatore acustico, o da un dispositivo di chiamata automatica della Polizia, attraverso il telefono.

In definitiva, se un contatto normalmente chiuso si apre, T1 conduce, e la tensione presente ai capi di C4 viene applicata alla base di T2.

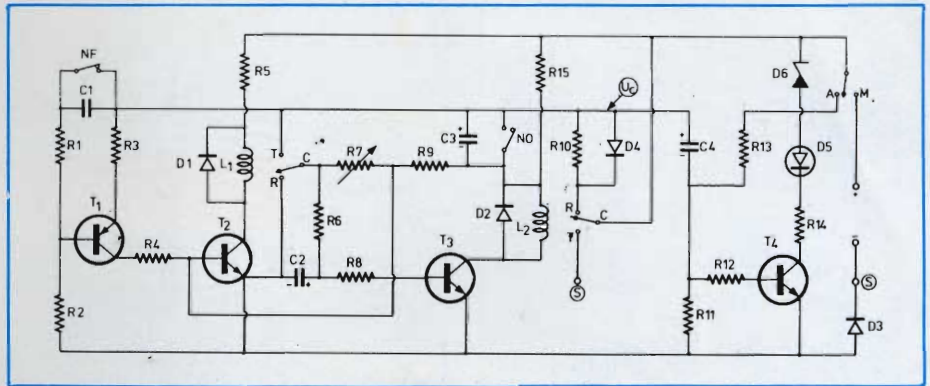


Fig. 19 - Schema del dispositivo elettronico antifurto a minimo consumo in stato di preallarme, che può essere alimentato anche con una normale batteria a secco, e che prevede l'impiego di sensori normalmente chiusi e normalmente aperti.

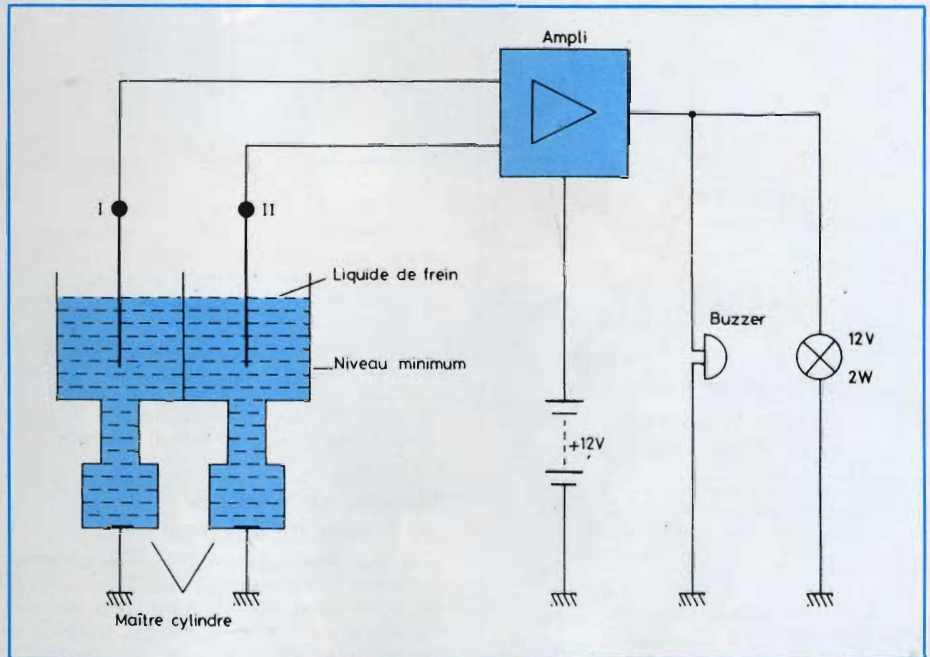


Fig. 20-A - Principio di funzionamento del dispositivo di allarme che segnala l'abbassamento del livello del serbatoio contenente il liquido dei freni in una vettura.

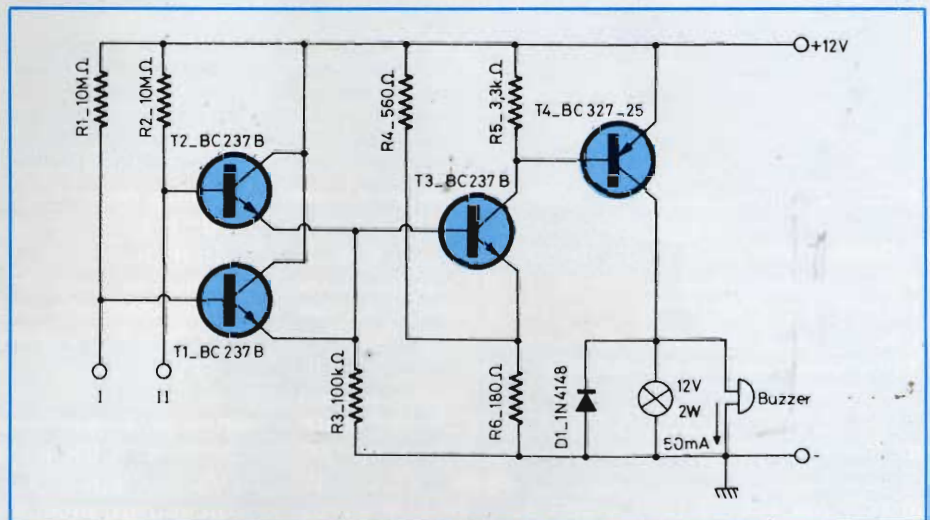
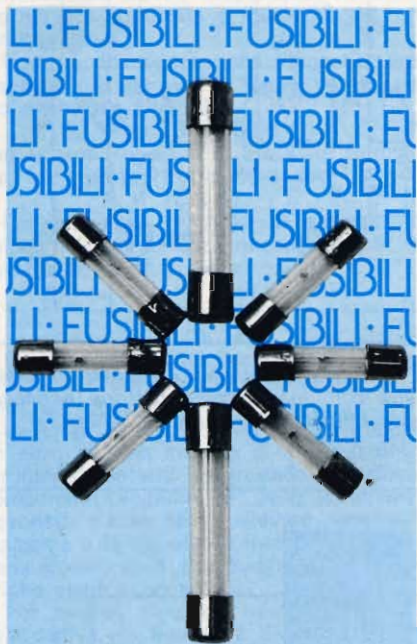


Fig. 20-B - Schema della sezione elettronica del dispositivo per il controllo del liquido dei freni.



NITOLFUSES
qualità superiore

in una vasta gamma di fusibili:

Ø 5 x 20 - RAPIDI - norme IEC 127 I e II

Tensione nominale: 250 V
 Corrente nominale: da 100 mA a 15 A
 Caduta di tensione max: da 3,5 V a 130 mV
 Potere di rottura: 35 A/250 V~

Ø 5 x 20 - SEMIRITARDATI - norme DIN 41571 I e II

Tensione nominale: 250 V
 Corrente nominale: da 32 mA a 6,3 A
 Resistenza max: da 20 Ω a 200 mΩ
 Potere di rottura: 80A/250 V~

Ø 5 x 20 - RITARDATI - norme IEC 127 III

Tensione nominale: 250 V
 Corrente nominale: da 125 mA a 15 A
 Caduta di tensione: da 2 V a 100 mV
 Potere di rottura: 35 A/250 V~

Ø 6,35 x 31,75 - RITARDATI - norme IEC 127 V

Tensione nominale: 250 V
 Corrente nominale: da 500 mA a 15 A
 Caduta di tensione: da 550 mV a 200 mV
 Potere di rottura: 35 A/250 V~

Ø 6,35 x 31,75 - RAPIDI - norme IEC 127 IV

Tensione nominale: 250 V
 Corrente nominale: da 100 mA a 15 A
 Caduta di tensione: da 6 V a 200 mV
 Potere di rottura: 35 A/250 V~

Distribuiti dalla GBC italiana Rediet division
 reparto distribuzione componenti elettronici
 per l'industria

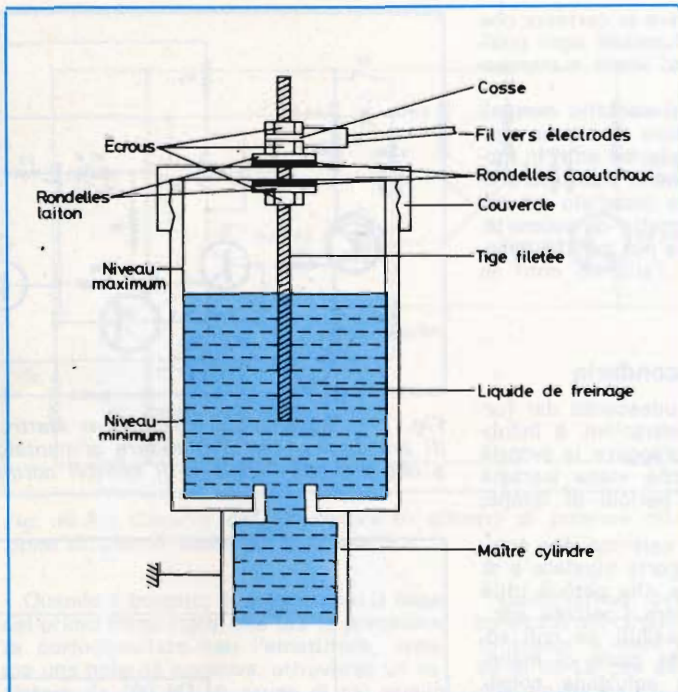


Fig. 20-C - Tecnica realizzativa del trasduttore, che controlla direttamente il livello del liquido contenuto nel serbatoio facente parte dell'impianto di frenatura.

Se invece un interruttore normalmente aperto si chiude, la tensione presente ai capi di C4 viene applicata alla base di T2, ed anche in questo caso si ottiene lo stesso risultato di allarme.

Dopo trenta secondi circa, qualsiasi intervento su uno dei rivelatori normalmente aperti o normalmente chiusi determina l'eccitazione del relè, attraverso il quale viene inserito il sistema di allarme acustico.

Sistema di allarme per l'impianto dei freni

Su qualsiasi automobile, i freni sono ovviamente indispensabili per la sicurezza dei passeggeri, ed è questo il motivo per il quale è bene disporre di un sistema di controllo, e procedere ad una periodica manutenzione dei diversi elementi che costituiscono l'impianto di frenatura.

È stato però previsto anche un sistema di controllo, che permette di accertare in qualsiasi momento la regolare efficienza dell'impianto.

La figura 20-A rappresenta il principio di funzionamento del dispositivo: si dispone di un amplificatore alimentato dalla batteria di bordo, dal quale escono due linee: la linea «I» e la linea «II», le cui estremità risultano immerse in un serbatoio che contiene il liquido sfruttato per il funzionamento dei freni. Una cicala o una lampada segnale, se il liquido diminuisce di livello, quando gli elettrodi non risultano più adeguatamente immersi.

Consideriamo ora lo schema di figura 20-B, che rappresenta lo schema completo del dispositivo. Immediatamente si può constatare che è molto semplice, in quanto impiega quattro soli transistori.

T1 e T2 funzionano come commutatori: i rispettivi emettitori sono infatti collegati insieme ad un resistore da 100 kΩ, e fanno poi capo a massa. I collettori sono invece collegati contemporaneamente alla tensione di + 12 V di alimentazione. Si tratta sostanzialmente di una porta «OR» di tipo logico.

Le basi di questi stadi sono polarizzate alla tensione di + 12 V, tramite R1 ed R2. In queste condizioni, questi due transistori conducono, e polarizzano la base di T3 con un potenziale positivo, rendendolo a sua volta conduttore.

Il collettore di T3 polarizza la base di T4 al potenziale di massa, tramite R6, saturando quest'ultimo in quanto il collettore è collegato a massa attraverso la cicala o la lampada, mentre l'emettitore è collegato direttamente al potenziale di + 12 V.

In definitiva, se eventualmente il circuito tra «I» e «II» si interrompe, l'avvisatore ottico o acustico (possono essere previsti entrambi in parallelo) denota l'eccessivo abbassamento del liquido dei freni, avvertendo così l'automobilista che può provvedere con la massima tempestività possibile.

La figura 20-C — infine — dimostra come è possibile effettuare il collegamento tra l'ingresso dell'amplificatore ed il serbatoio del liquido dei freni: il trasduttore è di tipo bipolare, ed uno dei poli può essere costituito direttamente dal telaio metallico della macchina.

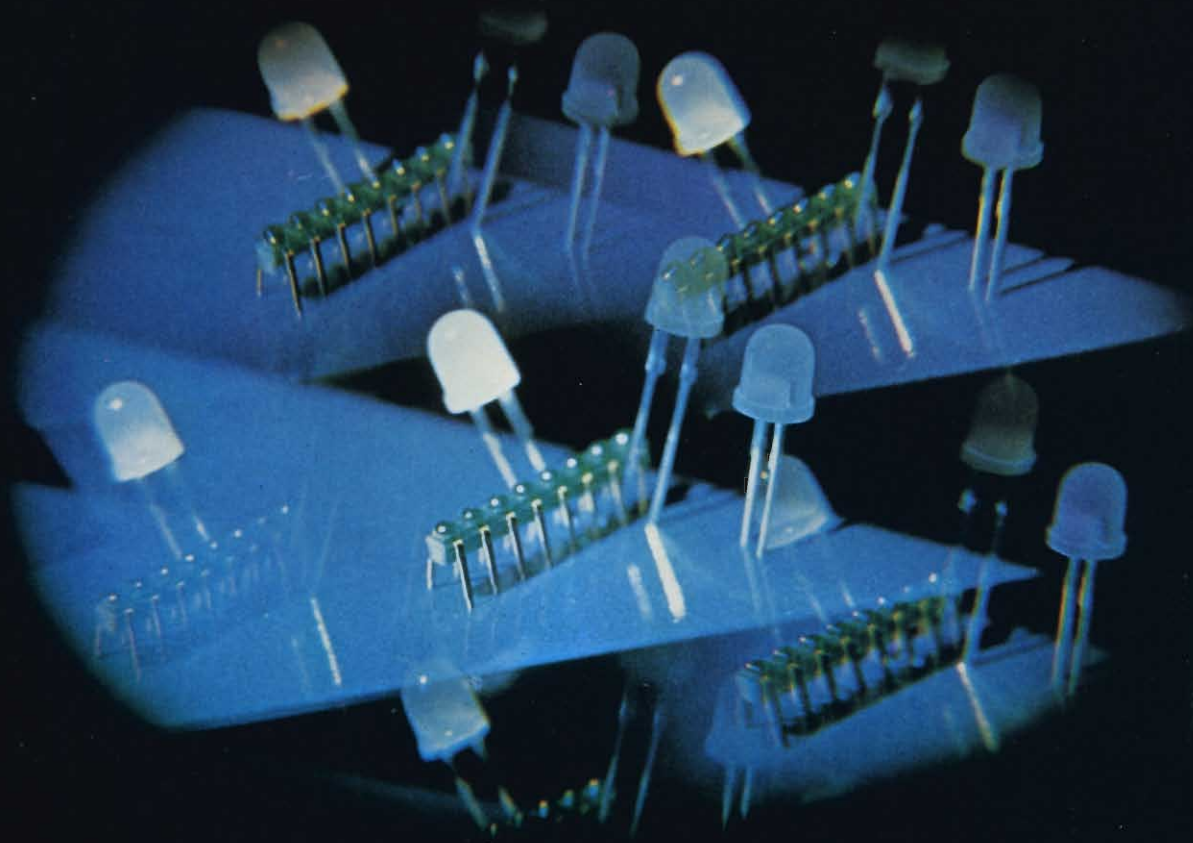
Di conseguenza, dal momento che di solito il contenitore del liquido dei freni è in materiale plastico, è sufficiente creare un contatto attraverso un perno inserito al centro del coperchio, che peschi nel liquido di frenatura tanto quanto basta per raggiungere il livello minimo consentito, e suggerito dalla Fabbrica della vettura.

In tal caso, se una delle linee è collegata a massa, e l'altra è collegata al suddetto perno pescante, è chiaro che il circuito risulta chiuso soltanto quando quest'ultimo pesca a sufficienza nel liquido contenuto nel serbatoio.

Sebbene non si tratti di un sistema antifurto, è pur sempre un dispositivo di allarme, che può risultare di grande interesse soprattutto per le persone che amano curare la perfetta efficienza della propria vettura, ed evitare così di correre rischi più o meno gravi, nelle più disparate circostanze.

SIEMENS

diodi luminosi LED



Il LED a largo angolo di visibilità è l'unico diodo luminoso disponibile sul mercato con caratteristiche di buona visibilità e con una lente uniformemente illuminata visibile da ogni punto di osservazione. Queste proprietà lo rendono ideale per impieghi professionali: il tipo GQX13, ad esempio, ha una intensità luminosa di 6 mcd a 20 mA e un angolo di visibilità di $\pm 80^\circ$.

Il minidiode LED ha dimensioni estremamente contenute ed è invece impiegato in strumenti di misura, in macchine fotografiche e altre simili apparecchiature. Con lo spessore di un solo millimetro questo

diodo rende possibile la realizzazione di scale con passo di 1 mm.

Queste due famiglie di diodi vengono prodotte nei colori rosso, verde, giallo: si amplia così lo spettro dei LED disponibili oggi sul mercato e si dimostra la capacità di sviluppo della Siemens, il solo produttore di LED con linee di produzione completamente meccanizzate.

SIEMENS ELETTRA S.P.A.

Divisione componenti, apparecchiature e sistemi di misura - Reparto A 203

20124 Milano - via Fabio Filzi 25/A - tel. (02) 6248

componenti elettronici della Siemens

Beta.

nuovo multimetro digitale

 **GOULD ADVANCE**



2 anni di garanzia

L. 250.000*
completo di cavetti e batteria
consegna pronta

- Display 3 cifre e 1/2 a cristalli liquidi ad alto contrasto
- Multimetro a 6 funzioni: tensioni continue e alternate, correnti continue e alternate resistenze e temperature
- Misura correnti continue e alternate fino a 10 A
- Misura temperature da -20°C a $+120^{\circ}\text{C}$ mediante sonda opzionale
- Precisione di base in tensioni continue 0,2%
- Alimentazione a batteria con autonomia di oltre 300 ore

Per maggiori informazioni, offerte, dimostrazioni
TELEFONATE O SPEDITE IL TAGLIANDO A LATO
al Distributore esclusivo per l'Italia:

elettronucleonica s.p.a.

una gamma completa di strumenti elettronici di misura

MILANO - Piazza De Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
ROMA - Via G. Segato, 31 - tel. (06) 51.39.455

* Novembre 1976 — materiale sdoganato,
IVA esclusa, al cambio 1 \$ = Lire 850 ± 2%

Per ulteriori informazioni indicare il Rif. P 14 sulla cartolina

TAGLIANDO VALIDO PER

- avere una dimostrazione del nuovo multimetro digitale BETA
- ricevere un'offerta
- ricevere il catalogo dettagliato

Nome e Cognome

Ditta o Ente

Indirizzo

Tel.

SE/2/78