

Sperimentare

SELEZIONE

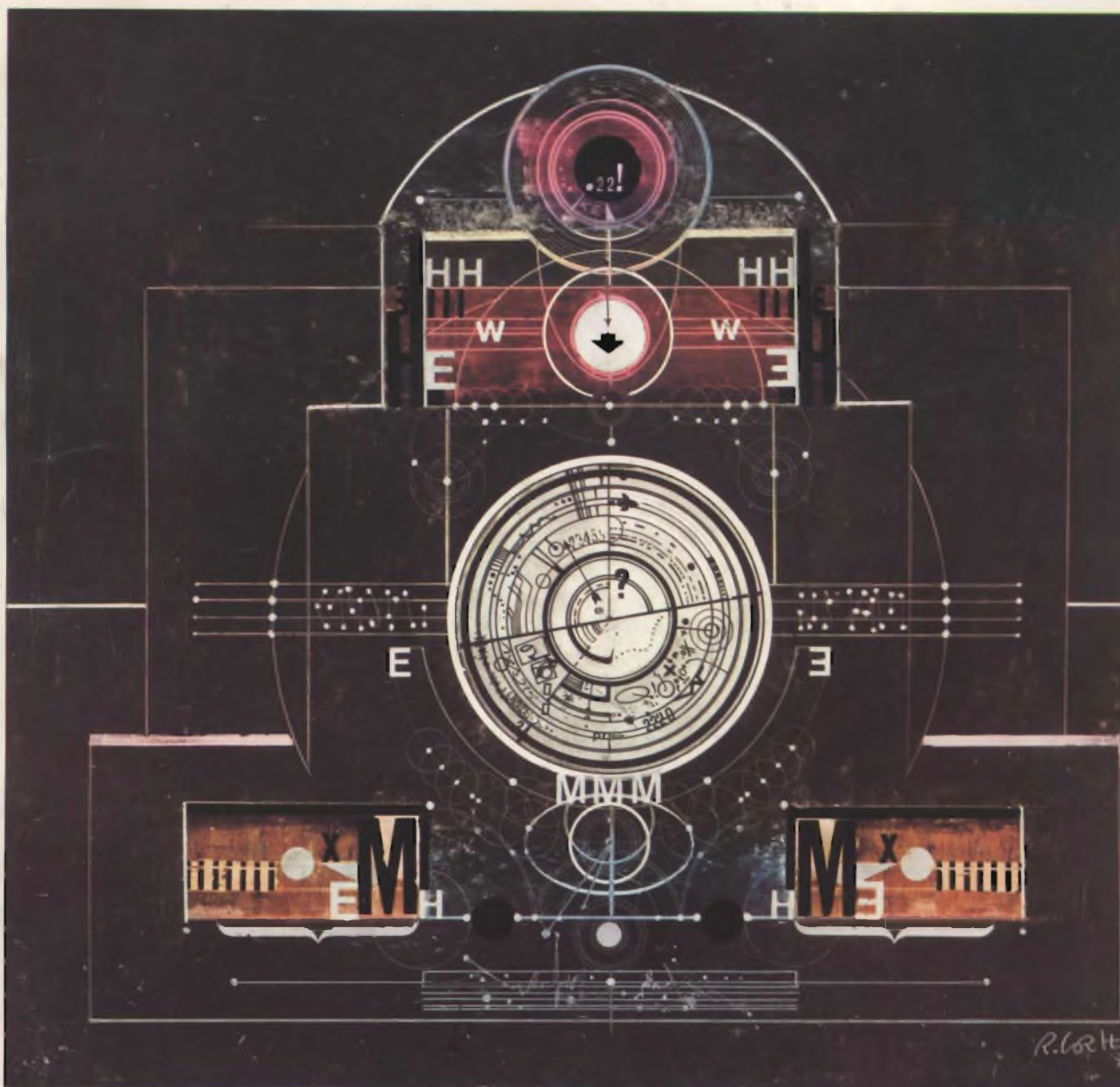
RADIO - TV

di tecnica

2

LIRE
600

RIVISTA MENSILE DI ELETTRONICA ED ALTRE SCIENZE APPLICATE - FEBBRAIO 1972



ARGENTINA . . . Pesos 9
AUSTRALIA . . . \$ Au. 2
AUSTRIA . . . Sc. 32,50
BELGIO . . . Fr. Bg. 61
BRASILE . . . Crs. 10,50
CANADA . . . \$ Can. 2,50
CILE . . . Esc. 25

DANIMARCA . Kr. D. 9,50
EGITTO . . . Leg. 2
ETIOPIA . . . \$ Et. 4,50
FRANCIA . . . Fr. Fr. 7
GERMANIA . . . D.M. 6
GIAPPONE . . . Yen 650
GRECIA . . . D.Z. 41

INGHILTERRA . Lgs. 0,60
ISRAELE . . . L.I. 4,90
ITALIA . . . Lit. 600
JUGOSLAVIA . . Din. 22
LIBANO . . . L. Lib. 4,20
LIBIA . . . Pts. 45
LUSSEMB. . . Fr. Bg. 61

MALTA . . . Lgs. M. 0,60
NORVEGIA . . . Kr. N. 9
OLANDA . . . Fr. Ol. 4,50
PERU' . . . Sol. 70
POLONIA . . . Zloty 5,10
PORTOGALLO . . Esc. 36
SPAGNA . . . Pts. 90

SUD AFRICA . . . R. 1,50
SVEZIA . . . Kr. S. 6,50
SVIZZERA . . . Fr. sv. 5,50
TURCHIA . . . L.T. 20
U.R.S.S. . . . ryb. 2
URUGUAY . . . Pesos 450
U.S.A. . . . \$, 2,10
VENEZUELA . . . Bs. 9,50



Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e **STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO** schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C.
e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano

resistenze speciali tarate con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5% !!**

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE!!!

VOLTS C.C.:	7 portate: con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
VOLTS C.A.:	6 portate: con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volte C.A.
AMP. C.C.:	6 portate: 50 μ A - 500 μ A - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
AMP. C.A.:	5 portate: 250 μ A - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
OHMS:	8 portate: Ω - 10 - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1000$ - $\Omega \times 10000$ (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).
Rivelatore di REATTANZA:	1 portate: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA':	4 portate: da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
FREQUENZA:	2 portate: 0 - 500 e 0 - 5000 Hz.
V. USCITA:	6 portate: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
DECIBELS:	5 portate: da -10 dB a +62 dB.

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

I principali sono:

Amperometro a Tenaglie modello « Amperclamo » per Corrente Alternata:

Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.

Prova transistori e prova diodi modello « Transtest » 662 I.C.E.

Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.

Volt - ohmetro a Transistore di altissima sensibilità.

Sonda a puntale per prova temperatura da -30 a +200 °C

Trasformatore mod. 615 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA -

1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.

Puntale mod. 16 per prova di ALTA TENSIONE 25000 V C.C.

Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux. mod. 24

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32)

CON LA PIU' AMPIA SCAIA (mm 85 x 65)

Pannello superiore interamente in CRISTAL

antiurto: IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU'

SEMPLICE, PIU' PRECISO!

Speciale circuito elettrico Brevettato

di nostra esclusiva concezione che

unitamente ad un limitatore statico

permette allo strumento indicare

ed al raddrizzatore a lui

accoppiato, di poter sopportare

sovraccarichi accidentali od

errori anche mille volte su-

periori alla portata scelta!

Strumento antiurto con speci-

ali sospensioni elastiche.

Scatola base in nuovo ma-

teriale plastico infrangibile.

Circuito elettrico con spe-

ciale dispositivo per la com-

pensazione degli errori dovuti

agli sbalzi di temperatura IL

TESTER SENZA COMMUTATORI

e quindi eliminazione di guasti

meccanici, di contatti imperfetti,

e minor facilità di errori nel

passare da una portata all'altra.

IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI

PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIO-

TECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!



I
N
S
U
P
E
R
A
B
I
L
E

IL PIU'
PRECISO!

IL PIU'
COMPLETO!

PREZZO

eccezionale per elettrotecnici

radiotecnici e rivenditori

franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna

omaggio del relativo astuccio !!!

Altro Tester Mod. 60 identico nel formato
e nelle doti meccaniche ma con sensibilità
di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate Lire 8200
franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

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



**VOLTMETRI
AMPEROMETRI
WATTMETRI
COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI
REGISTRATORI
STRUMENTI
CAMPIONE**

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



Supertester 680 R / ATTENZIONE !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

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

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

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

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!



Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)

Record di precisione e stabilità di taratura! (10% in C.C. - 20% in C.A.)

Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!

Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)

Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)

Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE!!!

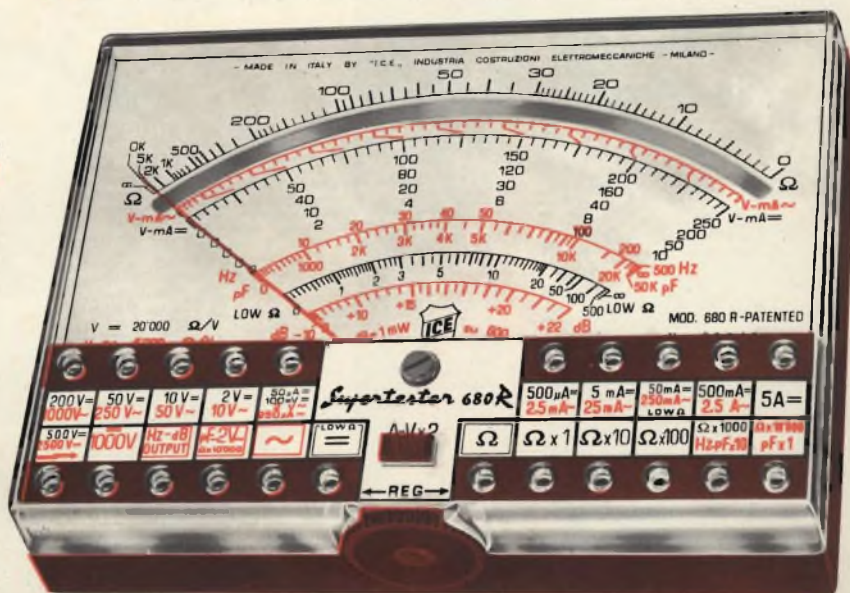
VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μ A a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μ A a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITÀ: 6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

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

Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali ed erronei anche mille volte superiori alla portata scelta!!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetroico. Il marchio «I.C.E.» è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.

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



IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI!!!

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"



PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI

Transtest MOD. 662 I.C.E.
 Esso può eseguire tutte le seguenti misurazioni: I_{co}, I_{eo}, I_{leo}, I_{leo}, I_{ceo}, I_{ces}, I_{cer}, V_{ce sat}, V_{be}, hFE (β) per i TRANSISTORS e V_r - I_r per i diodi. Minimo peso: 250 gr. Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. completo di astuccio - pila - puntali e manuale d'istruzione.



VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) MOD. I.C.E. 660. Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV a 1000 V - Tensione piccolo-picco: da 2,5 V a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P. = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V.C.C.; V. piccolo-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. Completo di puntali - pila e manuale d'istruzione.



TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA - 1,5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm - Peso 200 gr. completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA

Amperclamp per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA, 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.



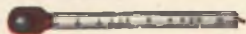
PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E.

(25000 V. C.C.)



LUXMETRO MOD. 24 I.C.E.

a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!



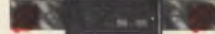
SONDA PROVA TEMPERATURA

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



SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) MOD. 32 I.C.E.

per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.



OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO. RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

I.C.E.

VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554 5 6

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

più robusto
più sensibile
più piccolo
più economico

GARANZIA 12 MESI

Campi di misura totali:

V_{DC}	25 mV	÷	1000	V
V_{AC}	1 V	÷	1000	V
V_{Ω}	1 V	÷	500	V
I_{DC}	25 μ A	÷	0,5	A
R	2 Ω	÷	10	M Ω
dB	-10	÷	+62	dB

NUOVO ANALIZZATORE UNIVERSALE Mod. SK-60

50.000 ohm / V



- microamperometro con scala a specchio
- efficiente sistema di protezione
- cambio portate tramite commutatore professionale
- dimensioni 8,5 x 13 x 3,5 cm

raccomandabile per l'industria, per il servizio assistenza
e per l'insegnamento didattico



20121 **MILANO** VIA MOSCOVA, 40/7 - TEL. 667.326 - 650 884
00182 **ROMA** VIA SALUZZO, 49 - TELEFONO 727.663

SOMMARIO

in copertina:

**radiomodellismo
realizzazioni
sperimentali**

radioamatori

l'angolo del tecnico

**fotografia
missilistica
abbiamo provato
per voi**

scatole di montaggio

**brevetti
radiotecnica**

**informazioni
commerciali
l'angolo dei CB**

circuiti per hobbisti

**rassegna delle
riviste estere
i lettori ci scrivono**

**servizio schemi
prontuario delle
valvole elettroniche**

elettronica ed arte

209	radiocomando proporzionale a 2 canali
217	studio e costruzione di un organo elettronico a 3 ottave
223	operatore elettronico che gira film eccezionali
227	regolatore elettronico per l'alternatore
228	indicatore di direzione e fermata con lampeggio
229	il ricevitore superrigenerativo
233	trasmettitore a transistori 12 W - 7 MHz
237	circuito per il controllo automatico del livello di modulazione
241	prestigioso ricevitore per i 2 m
247	oscillatore supplementare FM per la gamma dei 2 m
251	un pilota VFO per trasmettitore 144-146 MHz ultrastabile
255	i diodi zener
265	semplice metodo per il calcolo dei circuiti in alternata
271	analizzatore per transistori FET
277	fine delle rapine in banca
279	la praktika LLC e gli obiettivi elettrici
283	teoria e sperimentazioni pratiche
289	il beogram 1200
293	moderni apparecchi di segreteria telefonica
299	segnalatore per automobilisti distratti
303	comando automatico dei proiettori per diapositive
307	elettronarcosi
310	
311	unità di trasmissione
315	i semiconduttori - III parte -
323	
327	la propagazione delle onde elettromagnetiche - II parte -
333	amplificatori BF, oscillatore VFO, amplificatore di MF
339	
345	
351	multimetro per circuiti integrati R127
355	ricetrasmittitori
357	

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

© TUTTI I DIRITTI DI RIPRODUZIONE O TRADUZIONE DEGLI ARTICOLI PUBBLICATI SONO RISERVATI

INSERZIONISTI:

AMTRON	250-302-313-314	BRITISH	291	ELAC	364	ISOPHON	368	SGS	287
BERNSTEIN	282	B. & O.	367	FACON	243	KRUNDAAL	249	SICTE	332
		CASSINELLI	366	G.B.C.	287-331-349-360-362	PIEZO	344	SILVERSTAR	305
		CHEMTRONICS	278	HELLESENS	326	PRESTEL	235	SONY	240-273-337
		CHINAGLIA	291	ICE	202-203	RCF	263	TES	204

MCR-6000

il primo radioregistratore per auto che consente
la registrazione diretta dalla radio



CARATTERISTICHE TECNICHE

1 F.E.T. 30 transistori
19 diodi, 2 filtri ceramici
Controlli: volume, tono, bilanciamento - Sezione registratore
Velocità di trascinamento: 4,75 cm/s
Potenza di uscita: 6 W per canale
Wow e flutter: $< 0,3\%$
Rapporto segnale rumore: 40 dB
Impedenza: 4 ohm
Completo di microfono con telecomando
Sezione radio:
Gamma di frequenza FM: $88 \div 108$ MHz
Sensibilità: 6 μ V
Alimentazione: $12 \div 14$ Vc.c. negativo a massa
Dimensioni: 215 x 225 x 65

REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA

G.B.C.
italiana

Sperimentare
SELEZIONE
RADIO - TV *di tecnica*

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile
ANTONIO MARIZZOLI

Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Impaginatrice
IVANA MENEGARDO

Segretaria di Redazione
MARIELLA LUCIANO

Collaboratori

Lucio Biancoli - Gianni Brazioli
Gianni Carrosino - Piero Soati
Ludovico Cascianini - Italo Mason
Franco Reinero - A. Basso Ricci
Enrico Lercari - Serafini Domenico
Giorgio Uglietti
Sergio d'Arminio Monforte

Rivista mensile di tecnica elettronica
ed altre scienze applicate.

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello B. - Milano
Telef. 92.81.801

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957

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
Telefono 68.84.251

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 600

Numero arretrato L. 1.200

Abbonamento annuo L. 5.500

Per l'Estero L. 8.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Sperimentare - Selezione Radio TV
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/40678

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

sarà poi SECAM?

La lunga suspense che, quale magra consolazione, ci viene offerta a guisa di spettacolo gratuito dal tentennamento fra PAL e SECAM, rischia di essere arricchita di un elemento insospettato. Pare che il SECAM non possa più chiamarsi SECAM.

La faccenda riguarderebbe la Francia innanzitutto.

Il nome sarebbe infatti rivendicato dalla Société d'Etudes et constructions mécaniques che lo aveva depositato fin dal 1924. Perciò la Compagnie Française de Télévision, avendolo adottato nel 1961 senza rendersi conto che già esisteva, sarebbe costretta ad abbandonarlo.

Per la cronaca, la Société d'Etudes et constructions mécaniques fabbrica prodotti ottici. Tuttavia, per la Francia, questo sarebbe il minore dei mali. C'è ben altro al sommo dei pensieri dei nostri vicini d'oltralpe.

Dicono, addirittura, che se noi scegliessimo il PAL, il Secam sarebbe destinato a scomparire.

La scelta italiana, pensano i francesi, sarà imitata dalla Spagna e, in seguito, da tutti i paesi dell'America Latina. Se una tale estensione geografica si rivolgesse al Pal, per il Secam rimarrebbe troppo poco da rosicchiare ed in tal caso, prima o poi, si estinguerrebbe per anemia.

Non c'è dubbio che una prospettiva di tal genere preoccupi il governo francese, al quale non manca chi attribuisce l'intenzione di manifestare concreta riconoscenza all'Italia nel caso di preferenza al Secam. Non dimentichiamo che la politica di corteggiamento discreto all'Italia nella faccenda della televisione a colori è incominciata con De Gaulle. Le notizie dalla vicina repubblica, su tutta la linea del colore, non sono molto allegre. Da tempo il governo francese aveva preso la decisione di fabbricare il cinescopio, e ciò avrebbe dovuto avverarsi entro il 1970 nell'Unione Sovietica, cui era stato ceduto il brevetto.

Lo stabilimento esiste, vicino a Mosca, ma non funziona a causa di certe difficoltà tecniche per le quali non si è ancora trovato il rimedio.

Anche questo è un fatto, secondo alcuni osservatori, che può influire negativamente sul prestigio del Secam.

Le cose sono a questo punto mentre scriviamo. Ma forse basta il tempo di mandare il manoscritto alla tipografia perché escano delle notizie diametralmente opposte.

E' talmente bizzarra e fantastica questa storia della TV a colori (preistoria per l'Italia) che alla fine potrà persino succedere quello che tutti si aspettano che succeda.



CAMPAGNA ABBONAMENTI 1972

**SELEZIONE RADIO-TV/SPERIMENTARE
ELETTRONICA OGGI**

SELEZIONE RADIO-TV / SPERIMENTARE + ELETTRONICA OGGI

ITALIA ESTERO

5.500 8.000

6.000 8.500

11.000 16.000

IMPORTANTE

Per coloro che si abbonano sono previsti numerosi omaggi nell'arco dell'anno. **SUBITO** riceveranno il tessero sconti per acquisti presso tutti i punti di vendita G.B.C.

Per qualsiasi informazione rivolgersi al servizio abbonamenti: Viale Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo -
Tel. 92.81.801 - 92.89.391

RADIOCOMANDO PROPORZIONALE A 2 CANALI

radio
modellismo

Viene descritto un radiocomando di tipo proporzionale a due canali atto a regolare, nei due sensi di marcia ed in modo graduale, la direzione di avanzamento di modellini di automobili, motoscafi od altro, equipaggiati con motori elettrici.

Il radiocomando qui descritto è di tipo «proporzionale», cioè l'intensità del comando sull'organo meccanico asservito al ricevitore (motorino elettrico) varia con continuità da zero ad un massimo in corrispondenza alla posizione del cursore di un potenziometro posto sul trasmettitore.

Una caratteristica importante consiste nel comando interamente elettronico senza l'impiego di relè con tutti i vantaggi che ne derivano per la durata e sicurezza di funzionamento a causa dell'assenza di organi meccanici di commutazione. Così pure l'inversione del senso di rotazione dei motorini è realizzata direttamente con circuito a transistori.

La potenza assorbita dallo stadio finale del trasmettitore è mantenuta inferiore a 10 mW affinché il radiocomando rientri nella gamma dei giocattoli e non richieda quindi licenze particolari dal Ministero Poste-Telecomunicazioni. Con questa potenza la distanza valida per il comando è di 100 m. Naturalmente aumentando la potenza assorbita si ottiene una maggiore distanza utile di comando.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il principio di funzionamento del radiocomando è il seguente:

Un segnale portante alla frequenza di 29 MHz viene modulato in ampiezza al 100% da un segnale che è costituito da treni di sinusoidi di bassa frequenza, ottenuti pilotando un oscillatore di B.F. con un circuito astabile a periodo fisso T_a e con possibilità di variare il rapporto «pieno-vuoto». Pertanto l'oscillazione di bassa frequenza viene bloccata a intervalli fissi e per una durata regolabile in modo da variare il numero di cicli della frequenza modulante in ognuno di detti intervalli. La portante modulata trasmessa si presenta come in fig. 1.

Nei comandi a più canali si usa una frequenza modulante diversa per ogni canale, in modo che la

informazione possa essere separata nel ricevitore mediante filtri.

Nel ricevitore, il segnale, dopo la rivelazione, viene squadrato e riferito ad un livello di tensione V_0 . Integrando con un filtro RC questo segnale si avrà una tensione che si discosta dal livello V_0 proporzionalmente al numero dei cicli di B.F. contenuti in ogni periodo del multivibratore. Questa tensione con opportuna amplificazione viene usata per pilotare l'organo meccanico asservito.

L'esempio qui realizzato è un telecomando a due canali, utilizzati uno in «marcia avanti» e l'altro in «marcia indietro», adatto per il comando di modellini di automobili, motoscafi od altro.

Con un canale si regolano separatamente le velocità dei due motorini in «marcia avanti» o, più precisamente, si varia la velocità di

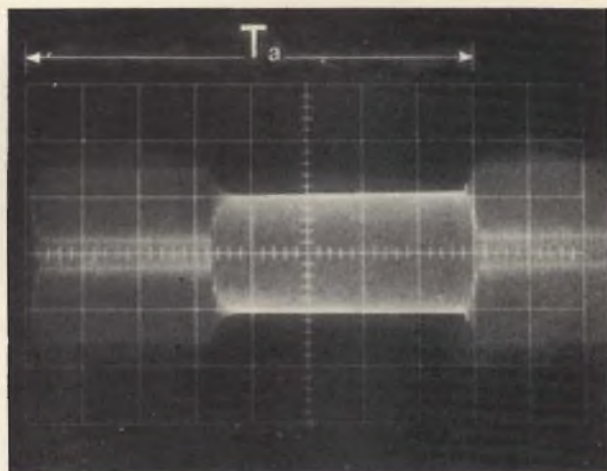


Fig. 1 - Portante modulante trasmessa.

un motorino rispetto all'altro. Così, con il numero minimo di cicli di B.F. contenuti in T_a il motorino M_1 , ad esempio, ha la massima velocità, mentre il motorino M_2 è fermo. Aumentando via via il numero dei cicli, riducendo cioè l'intervallo di soppressione della modulante, la velocità di M_2 aumenta sino ad un massimo, mentre contemporaneamente diminuisce gradualmente la velocità di M_1 fino ad annullarsi quando è massimo il numero dei cicli B.F. in T_a .

Se i due motorini agiscono singolarmente sulle due ruote posteriori dell'automobile (o su due eliche di un motoscafo) con questo comando si ottiene una regolazione graduale e fine della direzione di marcia, da tutto a destra a tutto a sinistra.

Con il secondo canale si ha lo stesso funzionamento, ma in marcia indietro in quanto si inverte il senso di rotazione dei motorini, come sarà illustrato più dettagliatamente in seguito.

E' chiaro che il telecomando, così come è concepito, può essere utilizzato anche per regolare la velocità del mezzo invece che la direzione e in questo caso, anzi, il circuito del ricevitore si semplifica.

TRASMETTITORE

Il trasmettitore (vedi fig. 2) è costituito da un oscillatore RF e dal circuito che fornisce il segnale di modulazione.

Questo circuito, a sua volta, comprende uno stadio oscillatore di bassa frequenza (T_5) ed un multivibratore (T_2 e T_3).

L'oscillatore di bassa frequenza è di tipo HARTLEY e mediante commutazione si possono scegliere le due frequenze di oscillazione, $f_1 = 4,5$ kHz ed $f_2 = 7$ kHz che sono le frequenze modulanti usate per i due canali.

Queste frequenze sono state scelte con il criterio che le armoniche di f_1 non solo non coincidono con la frequenza f_2 , ma anche cadono opportunamente distanziate da questa in modo da non richiedere dei filtri molto selettivi e quindi costosi, sul ricevitore.

Per mantenere uguali i livelli di oscillazione per le due frequenze e quindi la stessa profondità di modulazione nei due canali, occorre commutare non solo la capacità di accordo, ma anche la rete di reazione che va alla base del transistor.

Il transistor T_4 costituisce l'interruttore che accende e spegne l'oscillatore. Questo interruttore viene comandato dalla forma d'onda generata dal multivibratore costituito da T_2 e T_3 . Mediante il potenziometro P_1 si può regolare il rapporto dei pieni e dei vuoti dell'onda quadra generata senza modificarne il periodo.

Questo periodo deve essere molto lungo per poter contenere un gran numero di cicli alle frequenze f_1 e f_2 così da permettere una regolazione molto fine del comando, come risulterà più chiaro in seguito.

Per le due posizioni estreme del potenziometro P_1 si avranno sui collettori dei transistori $T_1 - T_2 - T_3$ le forme d'onda riportate in fig. 4.

Come si è detto la potenza massima del trasmettitore è limitata da norme di legge, se si vuole che il radiocomando rientri nella categoria dei giocattoli: per garantire una sufficiente portata del comando è quindi necessario dimensionare il circuito per il migliore rendimento possibile.

In particolare sono importanti due fattori: il primo è quello di spingere al massimo la profondità di modulazione ed il secondo di

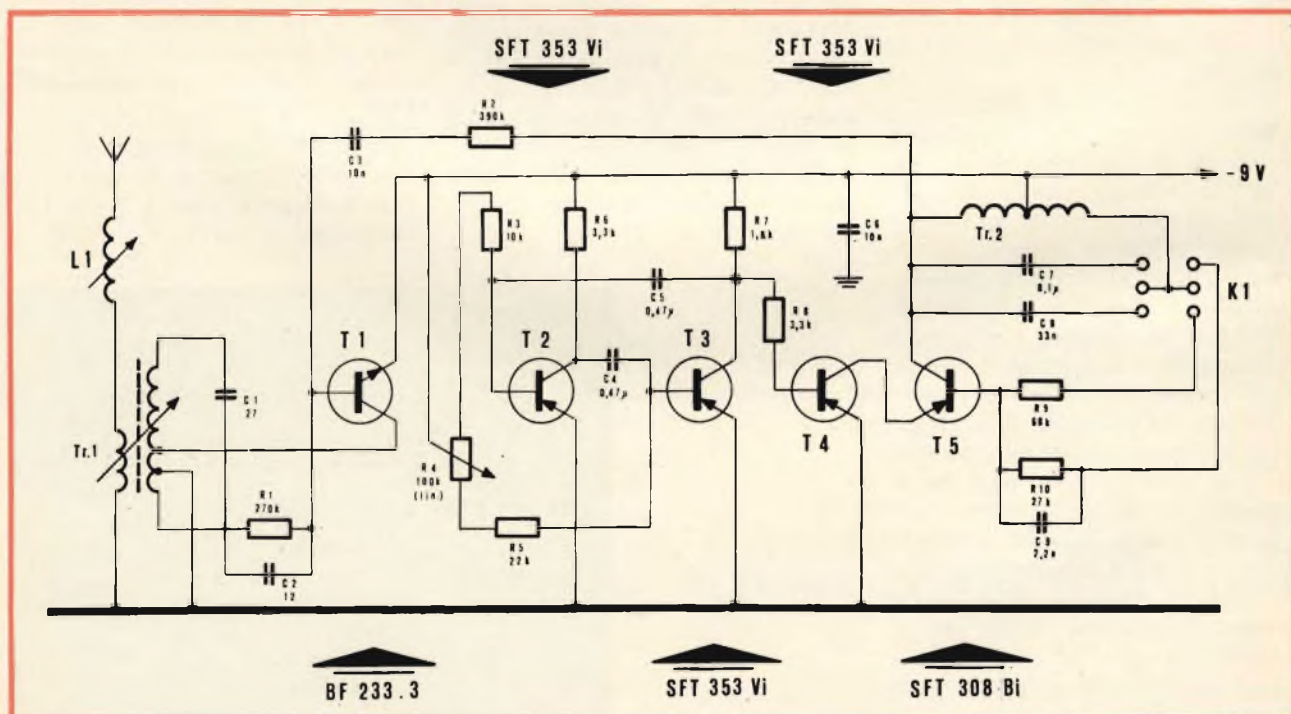


Fig. 2 - Schema elettrico del trasmettitore.

compensare bene l'antenna perché risuoni in quarto d'onda alla frequenza della portante in modo da avere la massima irradiazione possibile.

Scegliendo un'antenna telescopica di lunghezza $l = 1,15$ m, la lunghezza d'onda della frequenza in quarto d'onda di questa antenna sarà:

$$\lambda = 4 \cdot 1,15 = 4,6 \text{ m.}$$

$$\text{Per un fattore di forma } \alpha = \frac{2}{\pi} = 0,637 \text{ l'effettiva lunghezza d'onda di risonanza è:}$$

$$\lambda_o = \alpha \lambda = 4,6 \cdot 0,637 = 2,93 \text{ m}$$

che corrisponde ad una lunghezza effettiva dell'antenna $l' = 0,73$ m ed a una frequenza di risonanza di

$$f_o = \frac{V}{\lambda_o} = \frac{300 \cdot 10^6}{2,93} = 103 \text{ MHz.}$$

La resistenza d'irradiazione di un semidipolo è data da

$$R_i = 1580 \left(\frac{l'}{\lambda_o} \right)^2$$

Sostituendo si ricava:

$$R_i = 1580 \left(\frac{0,73}{2,93} \right)^2 = 40 \Omega.$$

In pratica l' risulta minore di λ_o del 5%, per cui R_i diventa 4

38 Ω .

Per conoscere il fattore di merito dell'antenna ci si vale della

relazione $Q = \frac{f_o}{\Delta f}$ e si esegue

la misura come indicato in figura 3.

Si è trovato:

frequenza

di risonanza: $f_o = 101,5$ MHz

banda passante

a -3 dB: $\Delta f = 12,5$ MHz

Con questi dati si calcola:

$$Q = \frac{f_o}{\Delta f} = \frac{101,5}{12,5} = 8,2.$$

L'induttanza e la capacità dell'antenna effettiva alla frequenza f_o saranno:

$$L = \frac{Q \cdot R}{2 \pi f_o} = 0,49 \mu\text{H}$$

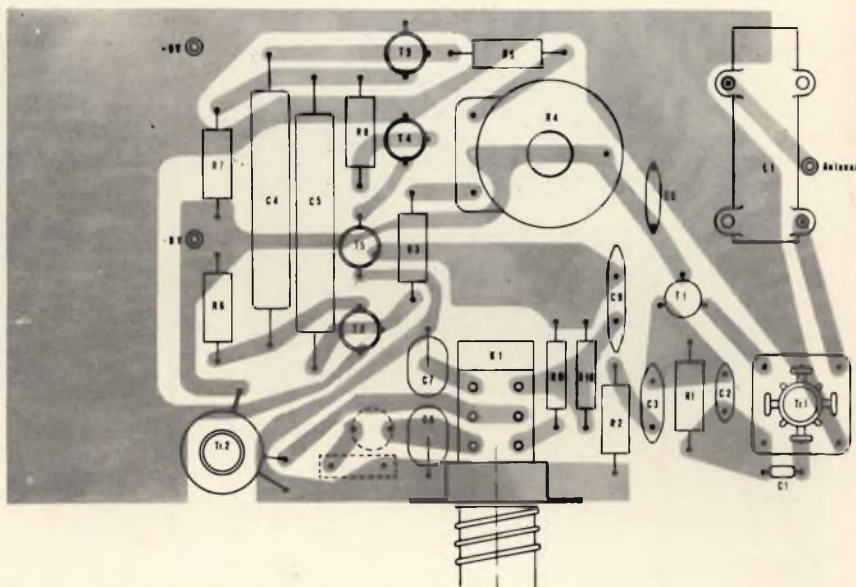


Fig. 2/a - Schema di cablaggio del trasmettitore.

L 1

Supporto $\varnothing 8$ con nucleo
N. spire 22 filo rame
smaltato $\varnothing 0,60$ mm

Tr. 1

Supporto $\varnothing 4,3$
con nucleo AF
Primario: N. spire 17
filo rame smaltato $\varnothing 0,3$ mm
con 2 prese verso il lato
freddo a spire $2\frac{1}{2}$
Secondario: N. spire 2
filo rame smaltato $\varnothing 0,3$ mm

Tr. 2

Supporto $\varnothing 6$
con nucleo BF
N. spire 500 + 500
filo rame smaltato
 $\varnothing 0,1$ mm

L 1

Tr. 1

Tr. 2

Fig. 2/b - Dati costruttivi dei vari avvolgimenti del trasmettitore.

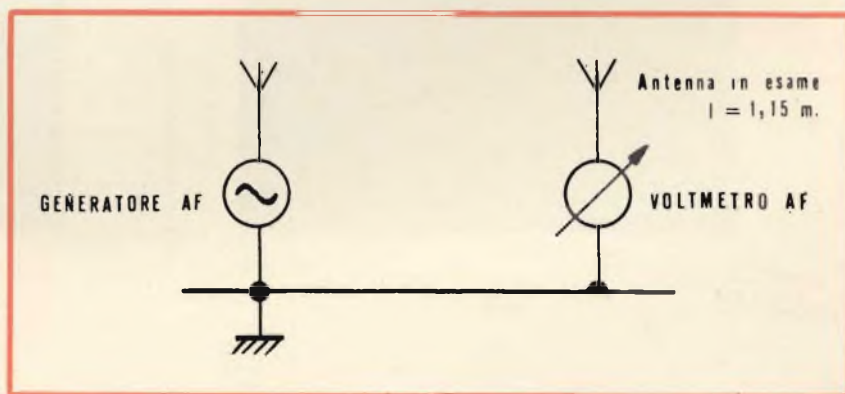
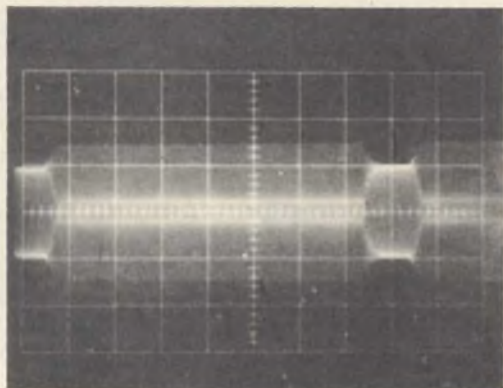


Fig. 3 - Metodo per la misura del fattore di merito dell'antenna.

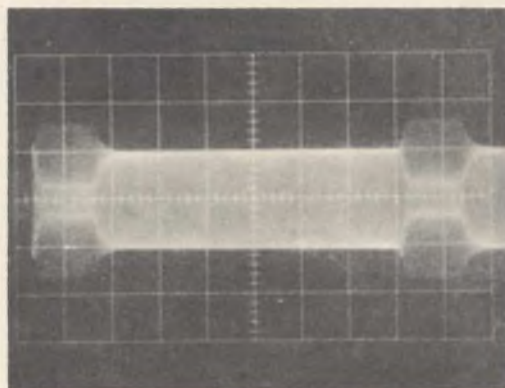
0,2 V/cm



3 ms/cm

3 a

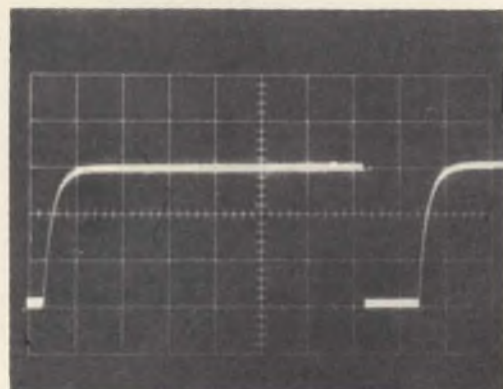
0,2 V/cm



3 ms/cm

3 b

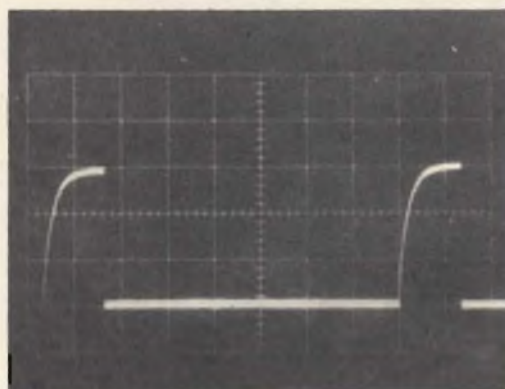
2 V/cm



3 ms/cm

3 c

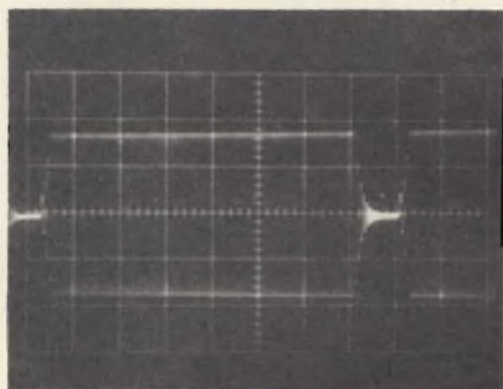
2 V/cm



3 ms/cm

3 d

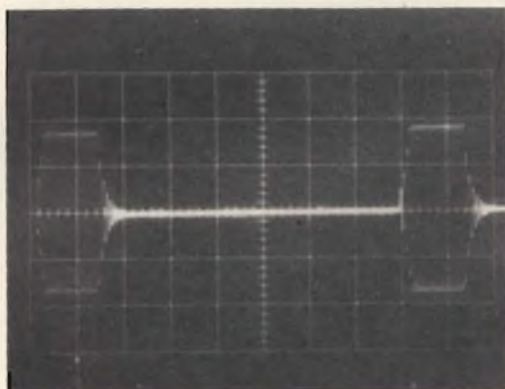
5 V/cm



3 ms/cm

3 e

5 V/cm



3 ms/cm

3 f

Fig. 4 - Varie forme d'onda.

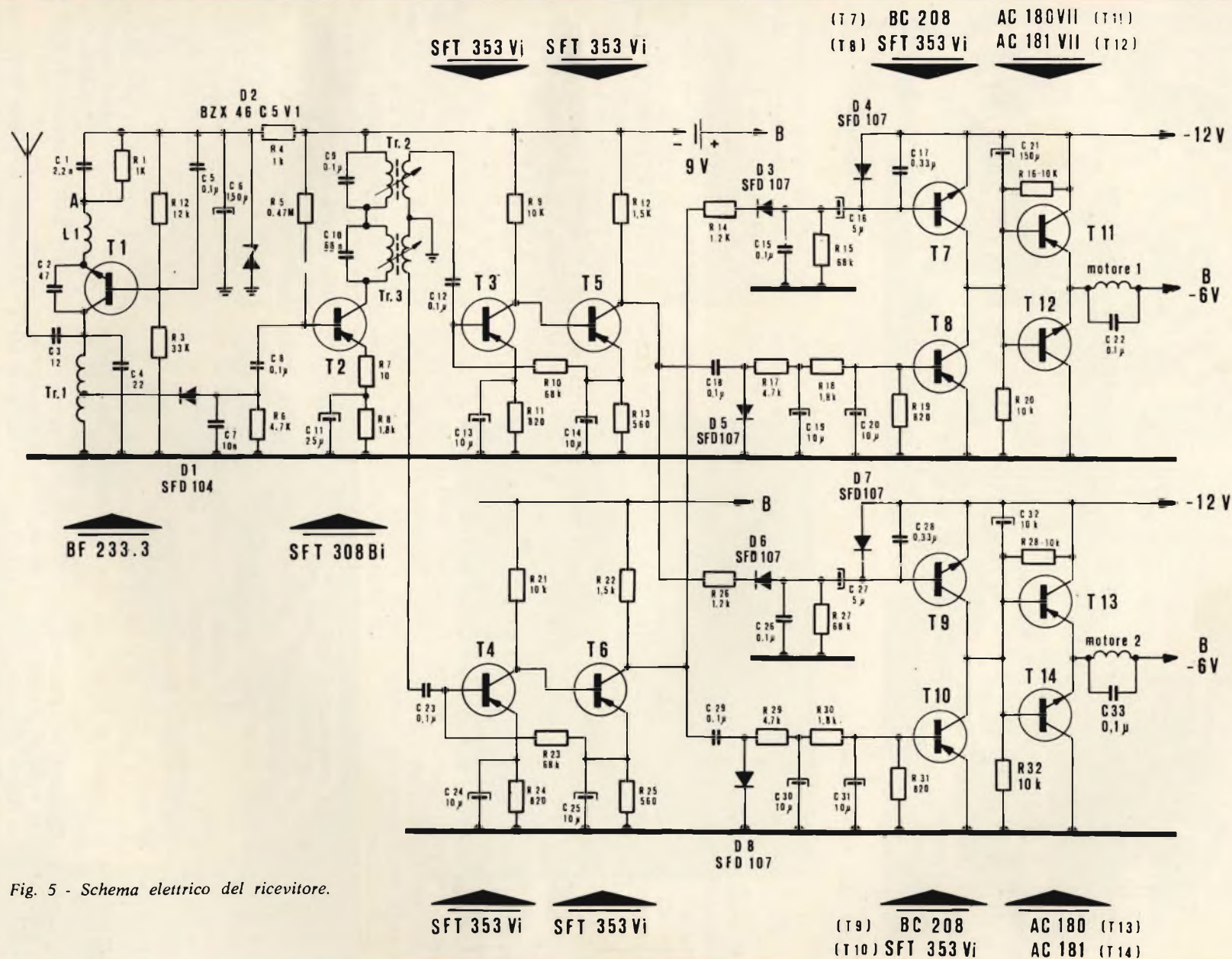


Fig. 5 - Schema elettrico del ricevitore.

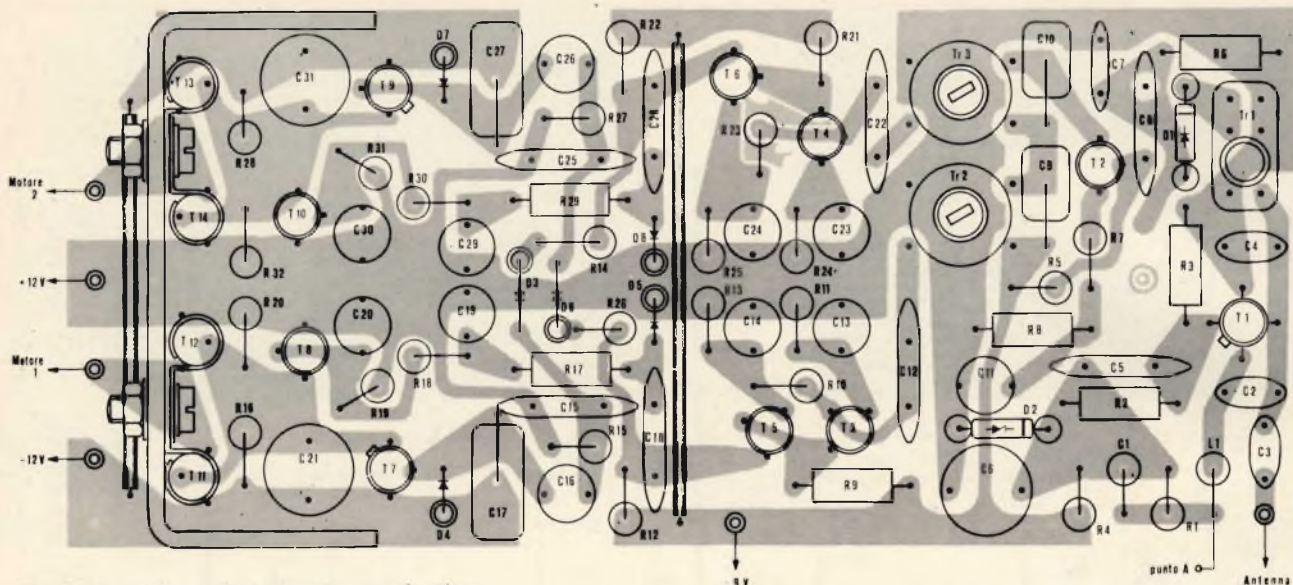


Fig. 5/a - Schema di cablaggio del ricevitore.

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} = 5 \text{ pF.}$$

Dovendo irradiare una portante a frequenza $F_1 = 29 \text{ MHz}$ corrispondente a $\lambda_1 = 10 \text{ m}$, la reattanza dell'antenna effettiva a questa frequenza sarà:

$$X_1 = \sqrt{\frac{L}{C}} \cotg \frac{2\pi l}{\lambda_1} = -640 \Omega$$

Il segno meno indica che alla frequenza F_1 l'antenna si presenta come una reattanza capacitiva. Per riportare in risonanza l'antenna a questa frequenza occorre quindi aggiungere un'induttanza in serie. Tenendo presente che alla risonanza si deve avere:

$$\begin{aligned} X_C + X_L &= 0 \\ \text{ne segue: } -640 + \omega_1 L_1 &= 0 \\ \text{da cui: } L_1 &= 3,5 \mu\text{H.} \end{aligned}$$

L_1 di valore $3,5 \mu\text{H}$ è quindi l'induttanza da porre in serie all'antenna.

RICEVITORE

Il ricevitore a superreazione che si è adottato permette di ottenere con circuito economico un'elevata amplificazione del segnale di radiofrequenza incidente.

Il circuito risonante parallelo $Tr_1 - C_4$ accordato sulla frequenza di 29 MHz ha un fattore di merito non molto elevato per non rendere troppo critico l'allineamento con il trasmettitore.

La costante di tempo $R_1 C_1$ determina la frequenza di interruzione dell'oscillazione dello stadio superreazionato, mentre C_2 regola il grado di reazione.

Dato che gli stadi superreazionati presentano una certa criticità di funzionamento occorre che l'ampiezza dell'oscillazione locale e la frequenza di interruzione siano accuratamente scelte in modo da ottenere il migliore rendimento del circuito. In fig. 6 è riportata la forma d'onda del segnale presente nel punto A del circuito. Aumentando la frequenza di interruzione si riduce il guadagno dello stadio. Riducendo tale frequenza il guadagno dello stadio aumenta, ma poiché cresce l'ampiezza del residuo alla frequenza di interruzione, diventa difficile la separazione del segnale utile di bassa frequenza.

Il diodo Z impiegato per stabilizzare la tensione di alimentazione di questo stadio, permette di mantenere costante la sensibilità del ricevitore fino ad una tensione di 5 V cioè, quando le pile sono quasi scariche.

Con uno stadio a superreazione del tipo descritto si può fare a meno di un diodo rivelatore. In questo caso è stato, invece, impiegato il diodo D_1 sia per aumentare la sensibilità del ricevitore, sia per facilitare la separazione dei segnali di bassa frequenza desiderati da quelli indesiderati, specialmente nel

caso di un comando multicanale.

Lo stadio successivo, T_2 , amplifica il segnale di bassa frequenza e permette la selezione dei canali mediante i circuiti risonanti posti in serie tra loro sul collettore. Nel caso del comando a due canali si hanno due soli circuiti accordati. È ovvio che il fattore di merito di questi circuiti risonanti deve essere il più alto possibile in quanto migliora il rapporto segnale/rumore del ricevitore e diventa più netta la separazione tra i vari canali.

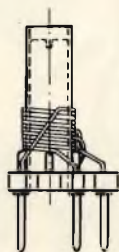
Nella descrizione del circuito ci si può limitare ad un solo canale essendo l'altro perfettamente identico salvo la differente polarità della tensione continua ai due motorini.

Il segnale di bassa frequenza (4.500 Hz per es.) viene amplificato e squadrato dai transistori T_3 e T_5 accoppiati in continua. Questi due stadi presentano elevato guadagno in alternata mentre una forte reazione in continua stabilizza il punto di lavoro. Ciò garantisce non solo la stabilità termica ma minimizza la eventuale dispersione di guadagno dei transistori e permette di avere all'uscita di T_5 un'onda quadrata di ampiezza costante tra un ricevitore e l'altro e la massima compatibile con la tensione di alimentazione.

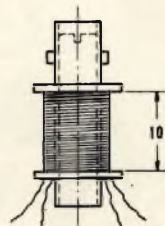
Il segnale all'uscita di T_5 viene riferito al positivo mediante il condensatore C_{18} ed il diodo D_5 ed integrato successivamente dalle cel-



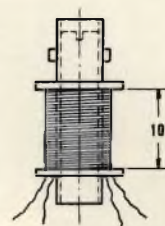
L 1
N. spire 250
filo rame smaltato
 $\varnothing$ 0,1 mm avvolto su
 $R = 2,2 \text{ M}\Omega$ verniciato
in Q dope



Tr. 1
Supporto $\varnothing$ 6 con
nucleo AF
N. spire 8 con presa
centrale, filo rame
smaltato $\varnothing$ 0,6 mm



Tr. 2
Supporto $\varnothing$ 6
con nucleo BF
N. spire 1000/60
filo rame smaltato
 $\varnothing$ 0,1 mm



Tr. 3
Supporto $\varnothing$ 6
con nucleo BF
N. spire 720/45
filo rame smaltato
 $\varnothing$ 0,1 mm

Fig. 5/b - Dati costruttivi dei vari avvolgimenti del ricevitore.

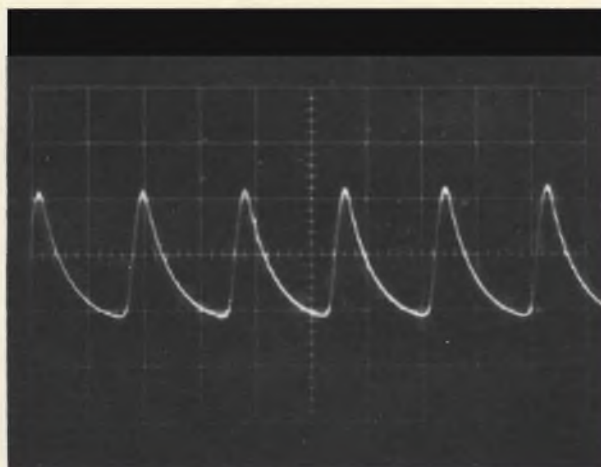
le filtranti $R_{17} - C_{19}$ ed $R_{18} - C_{20}$.

In presenza di un segnale demodulato della forma descritta in precedenza, alla base di T_8 si ha quindi una tensione continua variabile in funzione del numero di cicli BF contenuti in ogni periodo dell'onda quadra o, più semplicemente, in funzione del rapporto pieno-vuoto di quest'ultima. Tale tensione continua fa circolare corrente nel transistor T_8 che, a sua volta, porterà in conduzione T_{12} , mentre i transistori T_7 e T_{11} rimangono interdetti. In definitiva, la corrente che attraversa T_{12} ed il motorino M_1 è proporzionale essa stessa al numero di cicli BF contenuti in ogni periodo dell'onda quadra.

Lo stesso segnale all'uscita di T_5 viene inviato al diodo D_6 che, insieme alla cella $C_{26} - C_{27}$, rivela i picchi negativi. Il segnale rivelato viene riferito al negativo mediante il diodo D_7 ed integrato dal condensatore C_{28} ottenendo quindi sulla base di T_9 una tensione continua che diventa, rispetto all'emettitore, tanto più positiva quanto minore è il numero di cicli BF contenuti in ogni periodo dell'onda quadra. Di conseguenza la corrente che attraversa T_{13} ed il motorino M_2 è inversamente proporzionale al numero di questi cicli BF.

In definitiva, regolando con il potenziometro posto sul trasmettitore il rapporto pieno-vuoto del multivibratore di modulazione, le

2 V/cm



5 μ S/cm

Fig. 6 - Forma d'onda del segnale presente nel punto A del circuito del ricevitore.



Fig. 7 - Circuito stampato del trasmettitore visto dal lato rame e in scala 1 : 1.



Fig. 8 - Circuito stampato del ricevitore visto dal lato rame e in scala 1 : 1.

velocità dei due motorini variano in senso opposto: mentre aumenta una, l'altra decresce dando luogo a spinte differenti alla ruota (od elica) di destra e di sinistra e provocando la variazione di direzione del veicolo.

In pratica i vari livelli di tensione sono regolati in modo che si raggiunga il massimo della velocità dei motorini con rapporto pieno-vuoto uguale ad 1. In questo modo nella marcia rettilinea i due motorini sviluppano la massima potenza. Da questo momento, uno dei motorini rimane al massimo della sua velocità mentre l'altro rallenta gradualmente fino ad arrestarsi.

Il funzionamento del secondo canale (marcia indietro) è identico al precedente. Le due catene di amplificazione sono identiche ma si invertono le correnti attraverso i due motorini e quindi i sensi di rotazione degli stessi dato che ora sono in funzione le coppie di transistori $T_7 - T_{11} - T_{10} - T_{14}$.

E' bene notare che nel sistema di modulazione adottato si tratta in ultima analisi, di una modulazione di larghezza d'impulso. La frequenza di oscillazione BF serve in effetti unicamente per avere la possibilità di separare i segnali per i differenti canali. Una volta avvenuta questa separazione, tutta l'informazione utile è contenuta soltanto nell'onda quadra a rapporto pieno-vuoto variabile dato dal multivibratore. Pertanto se ci si limitasse ad un solo canale (marcia avanti per es.) l'oscillatore BF sarebbe superfluo e la variazione della larghezza dell'impulso determinata dal multivibratore di modulazione fornirebbe l'informazione sufficiente a comandare la velocità dei due motorini e, di conseguenza a stabilire la direzione di avanzamento del veicolo.

Nel ricevitore vengono usate due sorgenti di alimentazione separate: i primi stadi hanno un assorbimento di corrente costante ed assai ridotto ed anche una pila di limitata

capacità assicura una lunga autonomia al circuito di pilotaggio. Ciò è importante quando il telecomando è utilizzato nei motoscafi o in barche per evitare che il modellino resti in mezzo al lago e non possa più essere recuperato.

La parte finale del circuito, quella cioè che alimenta i motori di spinta, è alimentata con pile più potenti. E' chiaro che l'autonomia del ricevitore è legata anche a questa alimentazione, ma anche a tensione ridotta i motori girano ancora, sebbene lentamente, ed il natante può essere pilotato a riva. Le forti e brusche variazioni di tensione che si hanno in funzione del carico con pile parzialmente esaurite non sarebbero invece tollerabili nei primi stadi dovendo garantire in ogni caso un livello minimo di segnale di comando per pilotare i transistori finali. L'impiego di due sorgenti di tensione separate e di un diodo Z sul primo stadio conferiscono al circuito un elevato grado di sicurezza di funzionamento.



TUMP... TUMM... UK 260 NUOVO
BONGO ELETTRONICO

PREZZO NETTO IMPOSTO L. 16.500



REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G.B.C.

STUDIO E COSTRUZIONE DI UN ORGANO ELETTRONICO A 3 OTTAVE

Gli strumenti musicali elettronici interessano sempre di più gli appassionati di musica e l'organo con le sue molteplici possibilità è certamente lo strumento che incontra il maggior favore. Per queste ragioni, certi di far cosa gradita ai nostri lettori, pubblichiamo questo articolo tratto dalla rivista «Radio Plans» che tratta appunto il progetto e la costruzione di un organo elettronico a 3 ottave.



Con l'organo tradizionale, i suoni sono ottenuti per mezzo della vibrazione di colonne d'aria contenute in apposite canne.

Queste colonne d'aria sono eccitate a mezzo di ance e la tonalità del suono prodotto dipende essenzialmente dalla lunghezza delle canne. Questo tipo di risuonatore genera un suono povero d'armoniche e per ottenere il caratteristico suono maestoso dell'organo è necessario produrre ogni nota tramite diverse canne. E' questa la ragione per cui un organo medio è composto da qualche migliaio di canne. L'organo tradizionale, inoltre, contiene un complesso meccanismo: mantici, serbatoi, sistemi di collegamento, tastiera, pedaliera, ecc., che lo rende estremamente voluminoso e, di conseguenza, difficilmente collocabile in normali abitazioni.

L'organo elettronico, per quanto possa essere sofisticato, è meno complesso di quello tradizionale e, ovviamente, è molto più compatto, risultando così accessibile a tutti.

ALCUNE DEFINIZIONI ESSENZIALI

Può essere utile per capire ciò che scriveremo, ricordare qualche semplice nozione di fisica acustica.

— Un suono è definito dalla sua tonalità o frequenza, dalla sua intensità e dal timbro. La frequenza, come è noto a tutti i radiotecnici, è definita dal numero di cicli per secondo, e si misura in Hertz.

— Il timbro, che permette di distinguere i vari strumenti, definisce la quantità di armoniche che si sovrappongono alla frequenza fondamentale. Se f è la frequenza fondamentale, f_2 , f_3 , f_4 sono rispettivamente la 2^a, la 3^a e 4^a armonica.

— L'intensità e l'ampiezza del suono, ossia la potenza dello stesso.

— Una scala naturale è la successione delle note do, re, mi, fa, sol, la si. Una scala cromatica contiene, oltre alle note citate, i rispettivi diesis o bemolle.

— Un'ottava quindi, contiene le sette note della scala naturale, o le dodici note della scala cromatica.

Andando dai suoni gravi a quel-

li acuti, le note dello stesso nome hanno una frequenza doppia di quella dell'ottava precedente; percorrendo la scala in senso inverso, dalle note più acute a quelle più gravi, le note di un'ottava hanno una frequenza pari alla metà delle note appartenenti all'ottava inferiore.

— Si chiama vibrato la variazione periodica della frequenza di un suono.

CARATTERISTICHE TECNICHE

L'organo descritto in questo articolo copre tre ottave dal do al do. La sua tastiera permette di suonare 37 note, 3 ottave più il quarto do.

Ovviamente con quest'organo è possibile suonare più note contemporaneamente, e quindi creare qualsiasi accordo.

Mediante un particolare dispositivo, che descriveremo più avanti, è possibile usare la prima ottava della tastiera per produrre note molto basse, spesso indispensabili per l'accompagnamento. In questo caso l'ottava in questione diventa mono-

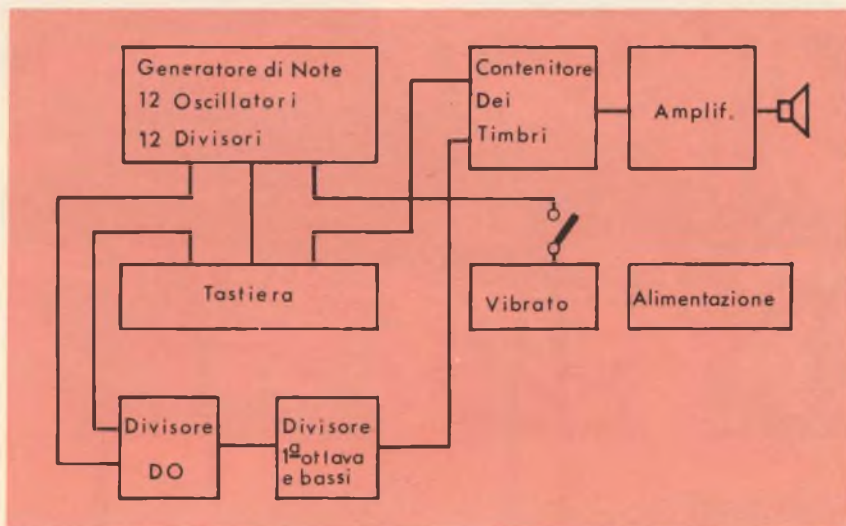


Fig. 1 - Il disegno illustra lo schema a blocchi riguardante la composizione dello strumento.

fonica, cioè non è possibile suonare degli accordi.

Anche in questo caso le altre due ottave mantengono la particolarità di poter suonare più note assieme.

Questo strumento è dotato di sei registri e dell'effetto di vibrato; la gamma dei timbri ottenibili permette di creare suoni notevolmente simili a quelli di strumenti classici, quali il violino, la fisarmonica e il flauto. Un amplificatore incorporato di ottima qualità e della potenza di 8 W può essere sostituito, nel caso sia necessaria una maggior potenza, da un amplificatore esterno.

E' prevista l'alimentazione da tutte le tensioni di rete comprese fra 110 e 220 V.

Quest'organo è particolarmente compatto: le sue dimensioni infatti, possono essere contenute in cm 75 x 48 x 16. E' consigliabile prevedere dei piedi svitabili per una maggiore praticità in caso di trasporto.

DESCRIZIONE

Lo schema a blocchi della fig. 1 illustra a grandi linee la composizione dello strumento. Le note delle 3 ottave sono prodotte da 12 oscillatori e 12 divisori di frequenza, + un 13° divisore che genera il 4° do. Tutto ciò, ovviamente, è comandato dalla tastiera.

Il dispositivo di vibrato, quando è inserito, agisce sugli oscillatori di nota.

La scatola dei timbri è collegata ai generatori di nota, compreso il divisore del do e il divisore dei bassi. Per ultimo, troviamo l'amplificatore e l'altoparlante. Vediamo ora dettagliatamente la composizione e il funzionamento delle singole parti.

I GENERATORI

La figura 2 illustra lo schema elettrico degli oscillatori di nota. Come si può vedere, i 12 generatori sono praticamente identici; solo i condensatori C1 e C2 hanno valori differenti a seconda della nota da generare.

Vediamo il funzionamento di uno di questi generatori, ad esempio quello corrispondente al do ♯. Viene utilizzato un oscillatore di tipo Hartley equipaggiato da un transistor AC125, da un circuito accordato composto da una bobina regolabile e dal condensatore C1 da 240 nF. Un capo del circuito oscillante è collegato alla base del transistor tramite il condensatore C2 da 200 nF, l'altro capo è collegato al collettore tramite un resistore da 2700 Ω.

L'alimentazione viene assicurata da una presa al centro della bobina collegata al punto A (— alimentazione).

La base del transistor è polarizzata tramite il partitore costituito da 2 resistori da 47 kΩ e 22 kΩ.

L'emettitore del transistor è collegato a massa.

L'uso di un oscillatore a circuito accordato è preferibile al multivibratore spesso utilizzato per questa funzione poiché permette di ottenere, a causa del suo basso contenuto di armoniche, una migliore varietà di timbri.

Come abbiamo visto, l'oscillatore descritto genera il do ♯ della 3ª ottava. A partire da questo ricaveremo il do ♯ delle altre 2 ottave. Richiamando ciò che abbiamo detto all'inizio a riguardo delle ottave, è subito intuibile come per ottenere il do della 2ª ottava, basti dividere per 2 le frequenze prodotte dallo oscillatore. Per questo si fa seguire all'oscillatore di nota un multivibratore bistabile equipaggiato da due transistori AC125. Questo multivibratore è così composto: gli emettitori dei due AC125 sono collegati a massa (+ alim.) tramite un resistore da 33 Ω. Due resistori da 3,3 kΩ sono collegati tra le basi dei transistori e la massa.

L'accoppiamento fra la base di un transistor e il collettore dell'altro, che costituisce la condizione indispensabile per il funzionamento del multivibratore, è realizzato tramite dei resistori da 33 kΩ in parallelo al condensatore da 10 nF.

Gli impulsi di comando del multivibratore sono applicati ai collettori dei due AC125 tramite resistori da 4700 Ω. Questi impulsi non sono altro che le alternanze del segnale originato dall'oscillatore Hartley opportunamente rettificate e squadrate dal diodo AA119 shuntato da un resistore da 100 kΩ, e trasmesse da un condensatore del valore di 22 nF.

Affinché il multivibratore passi da uno stadio all'inverso e poi ritorni a quello iniziale, sono necessari due impulsi di comando provenienti dall'oscillatore LC. Ciò significa che la frequenza del segnale prodotto dal multivibratore è la metà esatta di quella dell'oscillatore; abbiamo quindi ottenuto la divisione del segnale, e in tal modo il segnale presente sul collettore di uno dei due AC125 corrisponde, nel nostro esempio, al do ♯ della 2ª ottava.

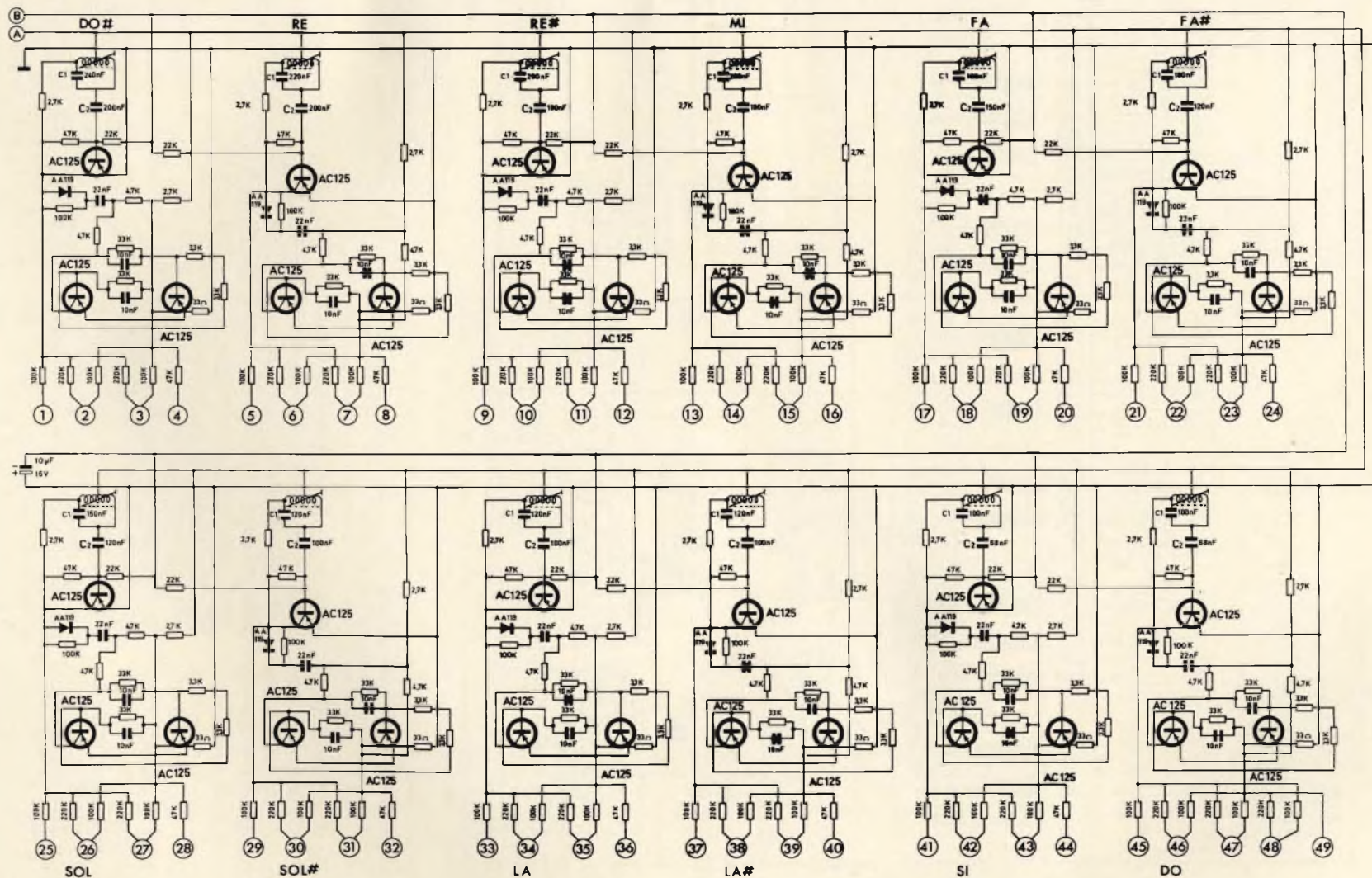


Fig. 2 - Schema elettrico degli oscillatori di nota.

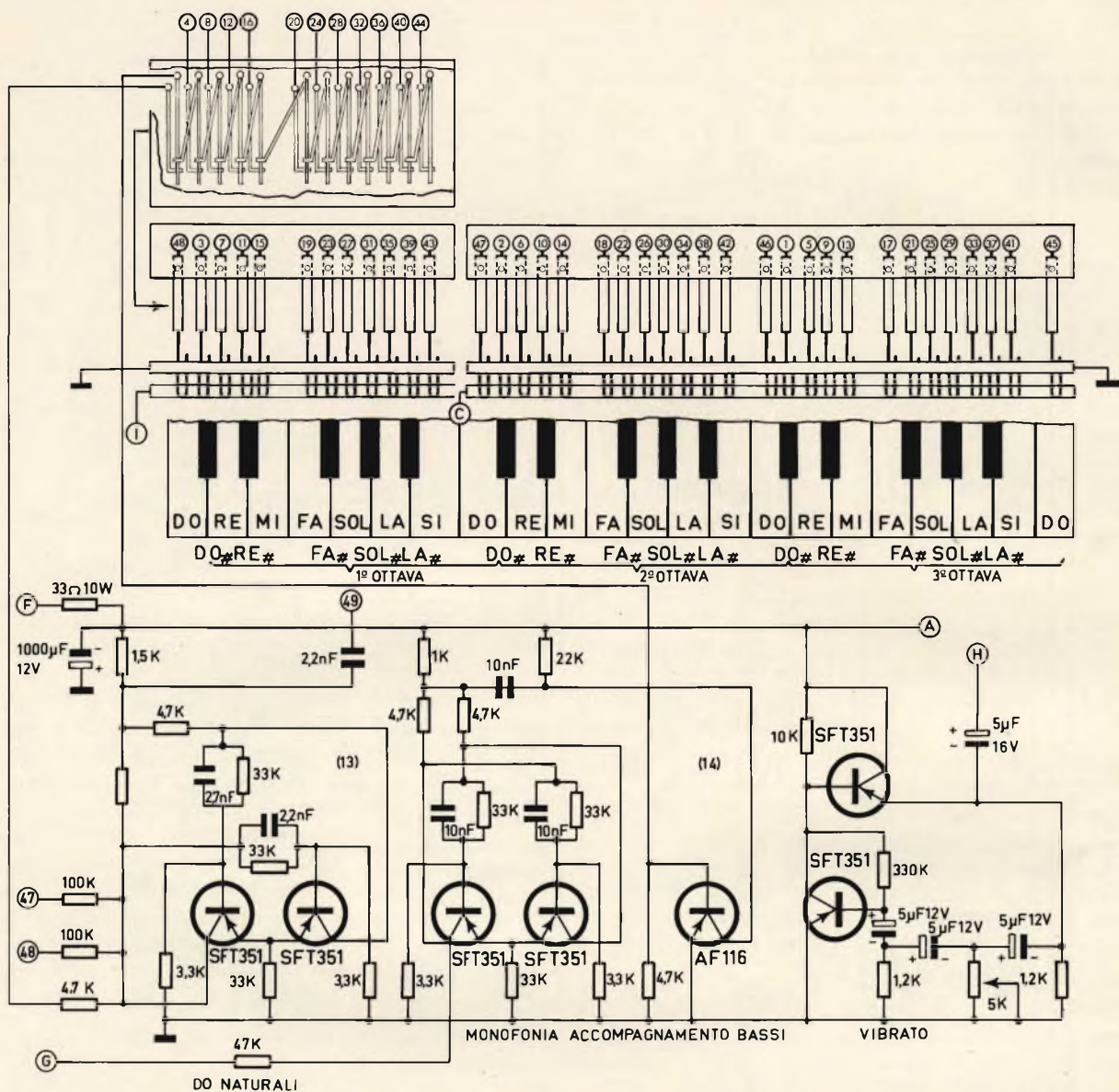


Fig. 3 - Schema elettrico del diviseur del do, del diviseur dei bassi-accompagnamento per la prima ottava e del vibrato. In alto si vede la tastiera con tutti i suoi punti di contatto.

Il do♯ della 3ª ottava è collegato al punto 1 della tastiera tramite un resistore da 100.000 Ω e ai punti 2 e 3 tramite un resistore da 220 kΩ, mentre il do♯ della 2ª ottava è collegato al punto 4 tramite un resistore da 47 kΩ e i punti 2 e 3 con un resistore da 100 kΩ.

Gli altri generatori di nota funzionano nella medesima maniera, ad eccezione del generatore del do il cui funzionamento è leggermente più complesso.

Questo generatore è identico agli altri, con la sola variante che il pun-

to 49 è collegato all'ingresso di un bistabile che fornisce ai punti 47 e 48 il do naturale di inizio e di fine della 3ª ottava.

Il multivibratore in questione (fig. 3) è equipaggiato con due transistori SFT 351 i cui emettitori sono collegati a massa con un unico resistore da 33 Ω. I resistori di base hanno il valore di 3300 Ω. Lo accoppiamento tra la base di un transistore e il collettore dell'altro è realizzato tramite un resistore da 33 kΩ in parallelo al condensatore da 2200 pF.

Il segnale di comando proveniente dal punto 49 è applicato ai collettori dei due SFT351 con un condensatore da 2200 pF e due resistori da 4700 Ω.

LA TASTIERA

La tastiera comporta per la seconda e la terza ottava una barra di contatto e una barra di massa.

Nella posizione di riposo i contatti dei tasti sono collegati a massa di modo che cortocircuitano le uscite dei generatori di note ed impedi-

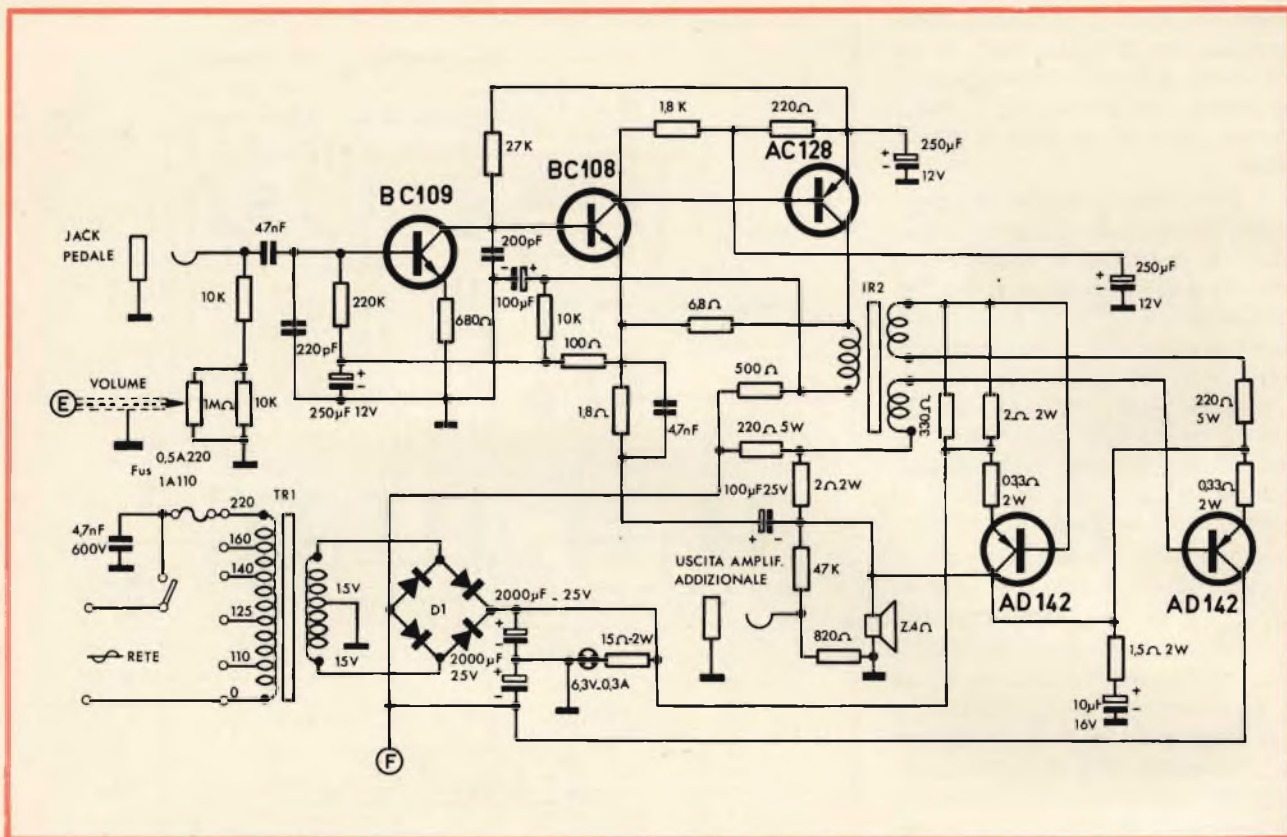


Fig. 5 - Schema elettrico dell'alimentazione e dell'amplificatore incorporato di potenza 8 W. Questo amplificatore può essere sostituito con uno di potenza maggiore.

volte uno pseudo vibrato, in quanto non agisce sulla frequenza ma sull'ampiezza dei suoni; in questo caso prende il nome di tremolo.

E' questo il caso dell'organo che stiamo esaminando. Il segnale di comando di questo tremolo è applicato tramite la linea B sul punto freddo di un resistore da 22.000 Ω collegato alla base degli AC125 degli oscillatori LC, questo segnale agisce sulla polarizzazione dei transistori e di conseguenza sull'ampiezza delle oscillazioni. Il segnale di tremolo è ottenuto tramite un oscillatore a sfasamento, equipaggiato da un transistor SFT351. La rete di sfasamento è ottenuta con l'ausilio di 3 condensatori da 5 μ F, due resistori da 1,2 k Ω e un potenziometro da 5 k Ω . Quest'ultimo serve per regolare la frequenza del tremolo.

L'oscillazione è amplificata da uno stadio equipaggiato da un altro SFT351 e viene applicata alla linea B dei generatori di nota, tramite un condensatore da 50 μ F e l'interruttore «vibrato».

L'AMPLIFICATORE INCORPORATO

Per ottenere la potenza necessaria a pilotare un altoparlante si deve amplificare opportunamente il segnale ottenuto.

Per questo motivo nel nostro organo è incorporato un amplificatore da 8 W che nella maggior parte dei casi risulta sufficiente.

L'entrata è costituita da un potenziometro shuntato da un resistore da 10 k Ω e collegato in serie ad un altro resistore da 10 k Ω . Il punto caldo di questo assieme è collegato alla base di un BC109 tramite un condensatore da 47.000 pF. E' prevista pure una presa per il pedale dell'espressione. Il suddetto pedale consiste semplicemente in un potenziometro da 100 k Ω utilizzato come un resistore variabile. La polarizzazione di base del transistor d'entrata è ottenuta per mezzo di un resistore da 220 k Ω in serie ad uno da 100 Ω , collegato all'emettitore del transistor dallo stadio seguente. Il resistore da 100 Ω è disaccoppiato per mezzo di un con-

densatore da 250 μ F. Il collettore del BC109 è collegato direttamente alla base dell'AC128 che equipaggia lo stadio pilota. Il circuito di collettore dell'AC128 è costituito dal primario del trasformatore pilota dello stadio finale.

Quest'ultimo è un push-pull senza trasformatore d'uscita composto da due AD 142 che pilotano un altoparlante da 4 Ω .

Una presa jack permette, come si era detto, il collegamento ad un amplificatore supplementare.

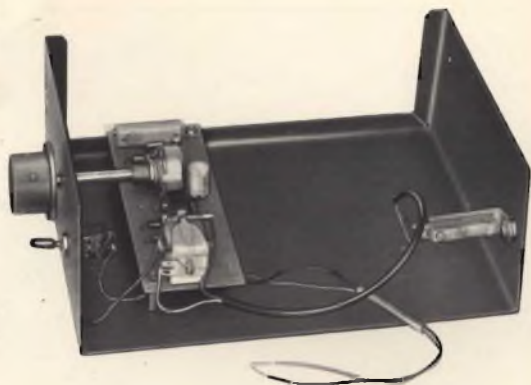
L'ALIMENTAZIONE

L'alimentazione è costituita da un trasformatore con primario universale e secondario da 15+15 V col punto centrale collegato a massa. Questa tensione è raddrizzata da un ponte di diodi da 30 V 1,5 A.

Due condensatori da 2000 μ F 25 V sono utilizzati per il filtraggio della tensione raddrizzata. Da questo alimentatore si ottengono una tensione positiva e una negativa che permettono di alimentare le differenti sezioni dell'organo.

OPERATORE ELETTRONICO CHE GIRA FILM ECCEZIONALI

di G. BRAZIOLI



Il dispositivo che vi presentiamo in questo articolo serve per ottenere delle riprese cinematografiche molto insolite, addirittura «eccezionali» se il soggetto è ben scelto.

L'apparecchio, debitamente impiegato, realizza l'effetto perfettamente contrario al «rallentatore» ben noto, permettendo di osservare pulcini che nascono con un «andamento di tempo» tale da far sospettare che dispongano di un martello pneumatico in miniatura; o lo schiudersi di un fiore come se i petali si muovessero al ritmo delle dita di un pianista che esegue con grazia un «andantino»... o altre riprese insolite; divertenti, drammatiche, o dall'elevato contenuto documentaristico.

Tutti, anche coloro che non si interessano di fotocinematografia, ben conoscono il «rallentatore». Si tratta di quell'effetto che consente di «dilatare nel tempo» una azione che si svolge pressoché istantaneamente, permettendo di rivederne l'evolversi istante per istante, apprezzando ogni dettaglio dei movimenti.

Tutte le stazioni televisive, e reti varie, ne fanno largo uso nel corso della ripresa di incontri di calcio o match di pugilato per sottolineare i momenti cruciali, decisivi dell'evento.

Chi ha visto il film «Le Mans», avrà certamente apprezzato la splendida ripresa che documenta l'incidente della Porsche nell'azione affidata a Steve Mc Queen. Si dice

che questa ripresa sia costata più dei 18 milioni che rappresentano il prezzo della vettura da competizione: pare infatti, che la controfigura... «ci abbia lasciato le penne». Effettivamente, al termine del film, appare la commemorazione della scomparsa di un membro della troupe avvenuta durante la lavorazione della pellicola.

Esito lugubre a parte, la sequenza in oggetto vale da sola il prezzo dell'ingresso nel cinema. Nella «saettante» ripresa... «normale» si ha modo di scorgere il bolide violentemente sbatocchiato, che perde pezzi e si capovolge distruggendosi pressoché istantaneamente. Nella ripresa «rallentata» che segue immediatamente, si può invece osservare minuziosamente l'agghiacciante contorcersi delle lamiere, l'esplosione del parabrezza che erompe a pezzetti tutt'intorno al rottame, lo staccarsi progressivo dei cofani, la torsione sussultante di tutta la scocca; le superfici che si sfondano, si contraggono come se fossero... «elastiche» o di plastilina.

Crediamo che una ripresa del genere, **effettuata dal vero**, per la sua perfezione tecnica, entrerà nella storia della «cinematografia di azione»: ma anche questa, sullo stretto profilo tecnico, prescindendo dall'arte, è realizzata nel «solito modo»; vale a dire facendo scorrere la pellicola più velocemente del «normale» nella Arriflex o altra camera, poi proiettando il «risultato» con una velocità standard. Un «accorgimento» (non è infatti giusto definirlo «trucco») noto a chiunque.

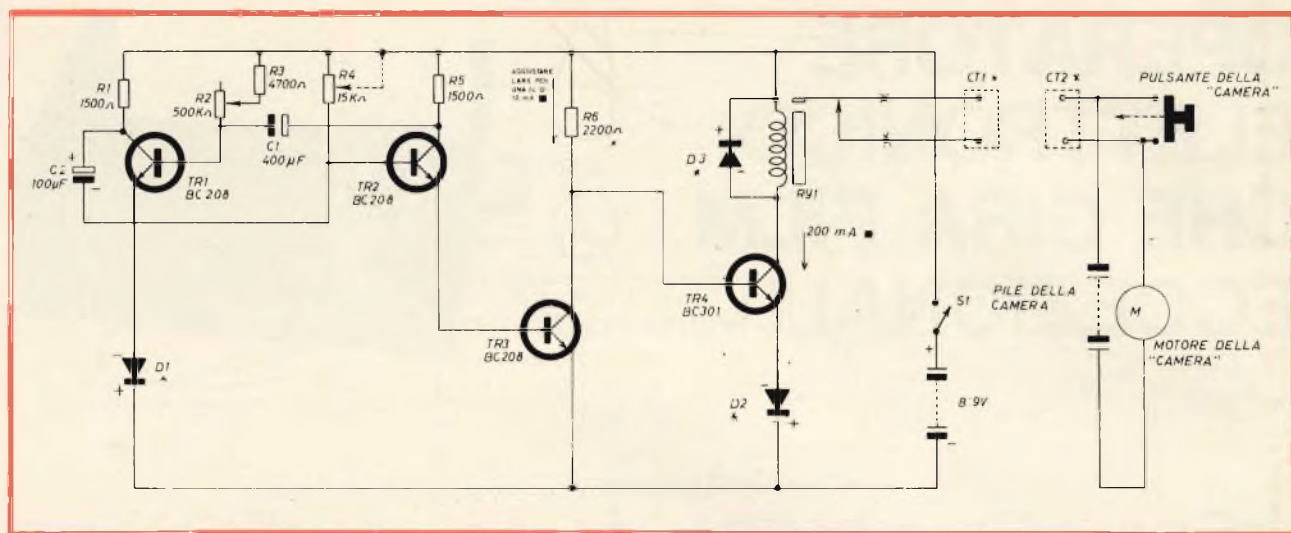
Ora, agli antipodi di questa tecnica vi è la ripresa «**rallentata**» che ovviamente dà effetti diametralmente opposti ma non per questo meno interessanti. Certamente i lettori hanno visto qualche volta uno dei bellissimi documentari di Walt Disney sulla flora e la fauna dei deserti degli U.S.A. e di altre «esotiche» lande.

In questi, si poteva spesso osservare lo schiudersi di fiori tropicali dalle tinte rutilanti, che avveniva in pochi secondi: dal bocciolo spesso insignificante alla magnifica corolla che brillava nel sole... il tutto nel tempo che serve per accendere una sigaretta.

Evidentemente Madre Natura non fa le cose tanto in fretta; occorrono molte ore e spesso anche un paio di giorni perché il «miracolo» della fioritura si compia.

Come fanno allora gli operatori addetti al film, per «accelerare» in modo così sorprendente la schiusura? Semplice (quando lo si sa, come sempre): è l'uovo di Colombo. Gli operatori applicano alla cinepresa un dispositivo elettronico che ogni «tot» secondi aziona per pochi attimi la macchina. Ovviamente nelle **pause** non vi è ripresa, ma un montaggio astuto del film fa sì che l'azione sembri progressiva, come abbiamo visto.

Logicamente, questa tecnica non serve «solamente» per documentare le meraviglie della natura: lo schiudersi delle uova dei selvatici, il lavoro di una Talpa o di un Castore: ha anche e «piuttosto» applicazioni interessantissime nel campo del film



clico del sistema che può anche lavorare per ore ed ore azionando il relè ogni pochi secondi.

Passiamo ora al collegamento con la cinepresa. Molte «macchine» elettriche anche non proprio professionali, hanno un piccolo jack bipolare siglato «external shutter» o analogamente.

Questa è la presa per il «controllo esterno» della macchina: se è disponibile, basterà collegarla al relè come è indicato nella figura 1 ed il gioco è fatto. Se invece la cinepresa è del tipo «meccanico», ovvero con il «funzionamento a carica», le cose si complicano un poco.

In questo caso, RY1 dovrà essere sostituito da un solenoide (ecco perché lo stadio del TR4 è previsto per una corrente piuttosto intensa).

L'elettromagnete sarà piazzato sulla macchina e si prevederà una levetta di ferro che, attratta dal solenoide quando TR4 conduce, possa premere il «grilletto» iniziando il ciclo di ripresa.

In pratica, invece di montare «ex-novo» tutto l'apparato elettromeccanico, può risultare assai conveniente impiegare la carcassa di un relè privato del pacco-molle, secondo le figure 2a, 2b, 2c. In tal modo si evita una lavorazione meccanica non facile o anzi proibitiva se non si possiedono le macchine che normalmente equipaggiano una piccola officina.

Così dicendo, siamo venuti dall'esposizione teorica ai concetti pratici... «fatale» iter per qualunque articolo di questo livello.

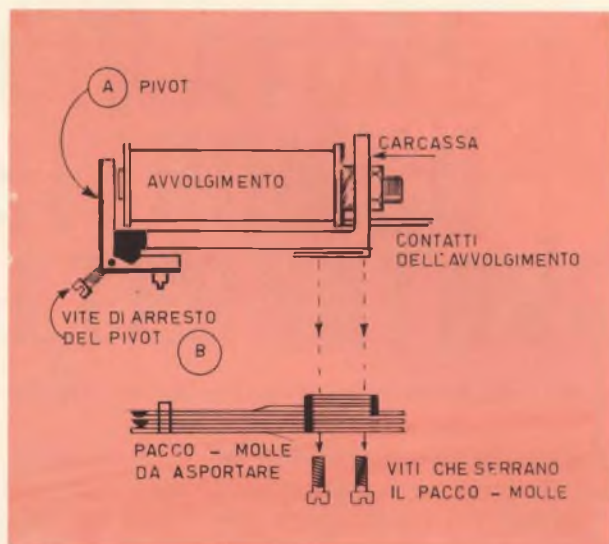
Allora, esaminiamo la seconda parte del tema senza ulteriori allusioni periferiche. Via con il montaggio dello chassis.

Se la cinepresa del lettore è elettrica, RY1 potrà essere piazzato con TR1-TR2-TR3-TR4 e le altre parti su di uno chassis di plastica forata da 100 x 120 mm, o su di un circuito stampato dalle analoghe dimensioni: fig. 3. Se invece è del tipo «meccanico» lo spazio per il relè non occorre, dato che il solenoide sarà sistemato sulla macchina secondo la figura 2c.

In ogni caso è da notare che la «portabilità» è il primo concetto per questo genere di apparecchio: infatti la «ripresa-a-spezioni-distanziati»



Fig. 2a - Sistema di smontaggio del relè «tipico».



prevede l'assoluta indipendenza dalla rete-luce del «timer» che deve essere in grado di funzionare nel bosco, in montagna, sulla cima di una torre o nella jungla.

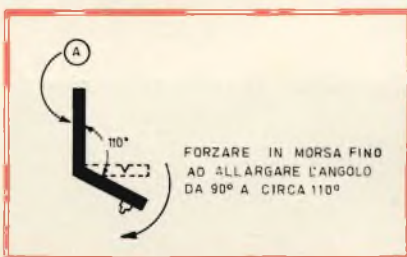


Fig. 2b - Il disegno illustra la modifica da apportare al pezzo A.

Quindi, chassis grande o diciamo «piccolo» (privo del relè) che si preveda, certamente non sarà questo solo ad essere allogato nel contenitore generale, ed il medesimo contenitore non dovrà essere

certo scelto «solo» in base alle dimensioni dello chassis.

Per contro, la «scatola generale» dovrà disporre di ampio spazio per le pile: onde ottenere una sufficiente autonomia di lavoro, senza cadere nei costi «importanti» delle pile al Mercurio ad alta intensità di scarica, per il nostro temporizzatore a cadenza risulta conveniente l'impiego di quattro pile «G.B.C. II/0768-02» collegate in serie-parallelo. Queste, più semplicemente rappresentate nella figura 1 come «B1», possono assicurare almeno 400 ore di funzionamento continuato, quindi, possono rappresentare una soluzione assai conveniente nel profilo del costo. Si deve però considerare che ogni pila misura 65 x 115 x 156 mm.

Le quattro hanno quindi un ingombro notevolmente maggiore dello chassis portante i componenti e-

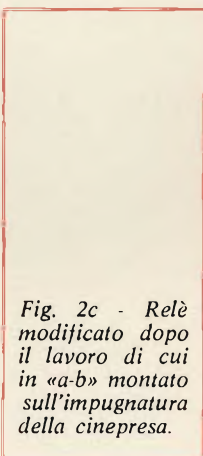
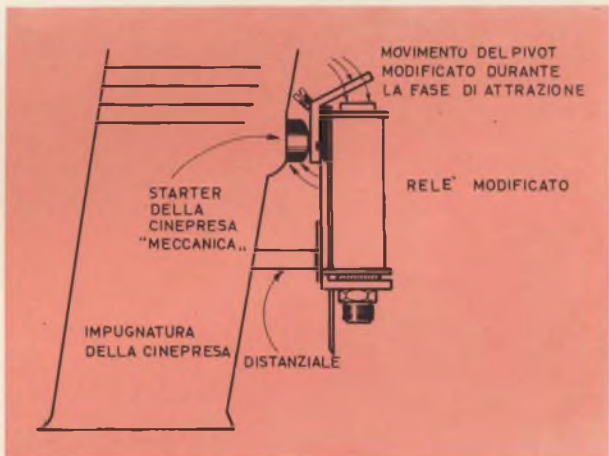


Fig. 2c - Relè modificato dopo il lavoro di cui in «a-b» montato sull'impugnatura della cinepresa.



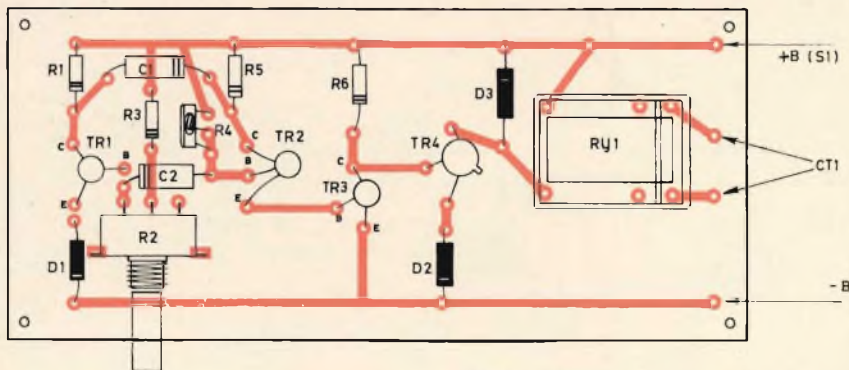


Fig. 3 - Serigrafia del circuito stampato e vista dei componenti montati sulla basetta.

lettronici, sia previsto l'impiego del relè o no, per cui il contenitore avrà le misure di una scatola da scarpe, o leggermente minori; sarà metallico, possibilmente stagno (impermeabile) e comunque robusto. Le quattro pile, saranno bloccate all'interno mediante un «cavaliere» ricavato da un lamierino di alluminio o in altro modo preferito dal lettore (laccio elastico, sistema di tenuta a scatto, ecc.).

Il rettangolo di plastica — chasis — realizzato secondo la figura 3, sarà montato mediante distanziali da 10-12 mm fermati da bulloncini muniti di ranelle elastiche, rondelle, controdadi.

Sul pannello del contenitore dovranno essere montati: a) l'interruttore generale S1; b) il jack «CT1» (fig. 1) per la connessione del cavetto che comanda la cinepresa; c) la manopola del potenziometro R2.

Quest'ultima deve essere «calibrata»: in altre parole, a priori, deve avere un indice, ed ovviamente questo indice deve corrispondere ad una **scala dei tempi**. La scala deve essere tracciata cronometrando i tempi di chiusura del relè, in altre parole contando i «clic» che si odono quando scatta l'armatura paragonando i cicli di lavoro-riposo ad un cronometro. Se, per esempio, dopo aver seguito **diverse** successioni di lavoro si riscontra che per una data posizione della manopola i «clic» sono sempre 12 in 24 secondi, si può marcare in corrispondenza dell'indice la scritta 2 SECONDI (2-s). Per l'indicazione si possono usare i caratteri decalcabili a cera o altri «trasferibili» oggi ovunque reperibili: così di seguito per i «3-s», 4-s, 5-s, ecc.

Ora, andando verso la conclusione dell'articolo, parrebbe «logico» fornire un piano per il rintraccio di eventuali malfunzionamenti e difetti vari... però, la «logica generale» non sempre si adatta ai casi singoli; nel nostro, ad esempio, NON devono apparire errori di operazione se ogni parte è esatta nel valore ed esattamente cablata sullo chasis. Certo, il timer può fare «capricci» se si invertono i diodi, o se vi sono cortocircuiti o «dimenticanze» nelle connessioni, ma qualunque apparecchio elettronico li fa, in queste condizioni.

Posto che non vi siano errori banali, non devono «saltar fuori» difficoltà di nessuna specie: se per contro qualche errore banale vi è, non sarà difficile scoprirlo osservando con cura lo chasis, anche senza i nostri potenzialmente **inutili** suggerimenti, che non potrebbero non ricalcare ciò che tante volte è stato detto e ridetto.

Per provare se il funzionamento è quello previsto, si porterà R2 verso il minimo valore, e dopo aver controllato che la polarità delle pile sia esatta, si azionerà «S1». In queste condizioni, il relè dovrebbe subito iniziare a scattare con un andamento (clic-pausa-clic-pausa-clic) direttamente rispondente alla posizione di R2, che può essere spostato man mano verso valori più elevati per riscontrare il progressivo aumento dei tempi di «pausa».

I MATERIALI		Numero di Codice G.B.C.	Prezzi di Listino
B	Pile da 4,5 V - vedi testo		
C1	: Condensatore elettrolitico da 400 µF/12VL	BB/3520-60	250
C2	: Condensatore elettrolitico da 100 µF/12VL	BB/3520-10	150
D1	: Diodo al Silicio per impiego generale 10D2 ecc.	YY/1967-00	280
D2	: Come D1	YY/1967-00	280
D3	: Come D1	YY/1967-00	280
RY1	: Relè munito di avvolgimento da 6 - 9 V, 1 scambio, connessioni per circuito stampato (vedi testo)	GR/2200-00	16.000
R1	: Resistore da 1500 Ω, ½ W - 10%	DR/0111-47	16
R2	: Potenziometro lineare da 500 kΩ	DP/1394-50	1.100
R3	: Resistore da 4700 Ω, ½ W - 10%	DR/0111-71	16
R4	: Resistore da 15.000 Ω, ½ W - 10% (vedi testo)	DR/0111-95	16
R5	: Come R1	DR/0111-47	16
R6	: Resistore da 2200 Ω	DR/0111-55	16
S1	: Interruttore unipolare	GL/1378-00	960
TR1	: Transistore BC208	YY/2510-11	340
TR2	: Come TR1	YY/2510-11	340
TR3	: Come TR1	YY/2510-11	340
TR4	: Transistore BC301	YY/0249-16	650

REGOLATORE ELETTRONICO PER L'ALTERNATORE

Nei moderni veicoli vengono impiegati sempre più frequentemente gli alternatori. La regolazione della tensione della batteria avviene meccanicamente mediante un regolatore con due contatti che interrompe la corrente di eccitazione dell'alternatore di 4,5 A.

La precisione di questo regolatore non è notevole essendo circa del 5%. Inoltre, i contatti vanno soggetti a logorio e le molle all'invecchiamento. Questi regolatori a contatto possono venire sostituiti vantaggiosamente da regolatori di tensione elettronici.

La fig. 1 rappresenta un regolatore elettronico di questo tipo collegato al circuito dell'alternatore. Nell'alternatore l'avvolgimento non deve andare a massa. La tensione della batteria viene regolata inserendo o disinserendo la corrente attraverso l'avvolgimento dell'alternatore.

La tensione dell'alternatore (tensione di carica della batteria) viene regolata a 14,1 V. Con la batteria scarica il regolatore elettronico dell'alternatore inserisce la corrente di eccitazione già a partire da una tensione di generatore di ca. 1,5V (per es. avviamento con batteria scarica).

Il transistore di comando T1 e lo stadio finale di potenza col transistore Siemens Darlington BDY87 sono conduttivi fino a che la tensione di batteria raggiunge 14,1 V; così l'alternatore carica la batteria. Quando l'alternatore raggiunge il valore di 14,1 V, stabilito dal partitore di base, T1 e T2 vengono bloc-

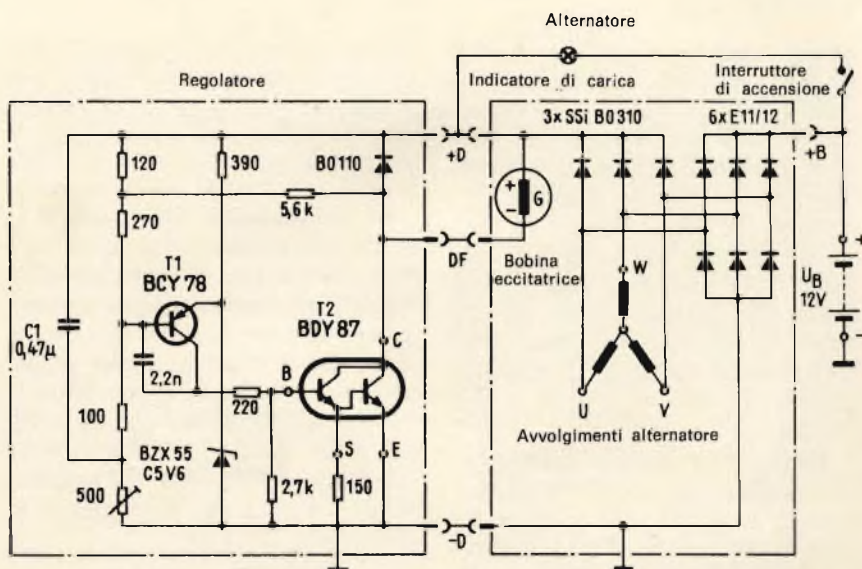


Fig. 1 - Circuito elettrico completo del regolatore elettronico dell'alternatore.

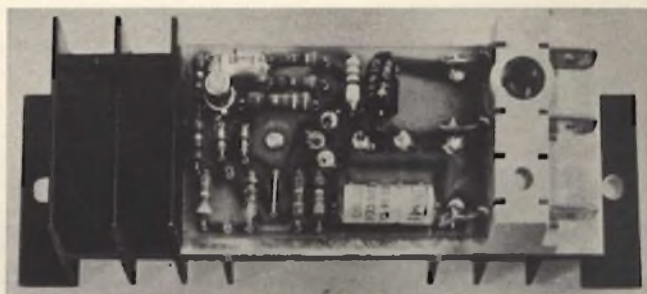


Fig. 2 - Il circuito di fig. 1 montato su piastra.

cati e l'alternatore viene escluso. La tensione di riferimento per raggiungere l'elevata precisione nell'interruzione della tensione, è data dal diodo Zener che mantiene costante la tensione sull'emettitore di T1 e quindi anche sulla base. I picchi di apertura vengono eliminati mediante il diodo BO110 e il condensatore C1. La fig. 2 rappresenta il montaggio della parte contenuta nel tratteggio della fig. 1.

DATI TECNICI

Tensione nominale regolata: 14 V
Corrente di interruzione: 4,5 A
Temp. ammissibile: -40° a $+90^{\circ}$
Valori d'interruzione del regolatore:
superiore 14,15 V
inferiore 13,85 V
Frequenza di regolazione:
da 30 Hz a 3 kHz
Resistenza termica del radiatore
per il Darlington: 4 kW

INDICATORE DI DIREZIONE E FERMATA CON LAMPEGGIO

a cura di A. RECLA

Negli usuali lampeggiatori di direzione e di fermata, le lampadine — data l'elevata corrente di inserzione — (fino a 50 A) quando funzionano da avvisatori — vengono collegate alla batteria con relè.

Nel circuito qui presentato (figura 1) le lampadine vengono collegate alla batteria tramite un tiristore. La cadenza viene data da un multivibratore astabile speciale, costituito da due transistori e due tiristori.

Quando T1 diviene conduttivo, il tiristore principale Th1 s'innescia, mentre T2 e Th2 sono bloccati. Finita la conduzione il multivibratore scatta per cui T1 si blocca e T2 diviene conduttivo. Il transistorore

T2 fa innescare il tiristore ausiliario Th2 che disinserisce, tramite C1, il tiristore principale quando è inserito l'indicatore di direzione o di fermata.

Il condensatore C1 è scelto in modo che la sua corrente di carica — nell'istante di innesco di Th2 — disinserisca il transistorore principale e, passato il tempo di apertura del tiristore, ritorni al più presto possibile, la tensione positiva di blocco sull'anodo di Th1. I diodi D1 e D2 disaccoppiano il circuito d'innescio dei tiristori dai condensatori C2 e C3 che determinano la frequenza.

La lampadina spia di direzione viene inserita col relè I.

Quando una delle lampadine di lampeggio si guasta, la lampadina spia si spegne. L'indicatore di fermata viene controllato da un'apposita lampadina spia.

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione: 8-16 V

Potenza delle lampadine:

4 x 21 W - 12 V

Frequenza del segnale intermittente con V_{bat} 12 V e con temp. amb. = +20°: 90 impulsi al minuto

Valore limite dell'intermittenza:

80-100 al minuto

Rapporto chiaro/scuro: 1/1

Tiristore Th1: BSt C0313

Tiristore Th2: BSt B0206

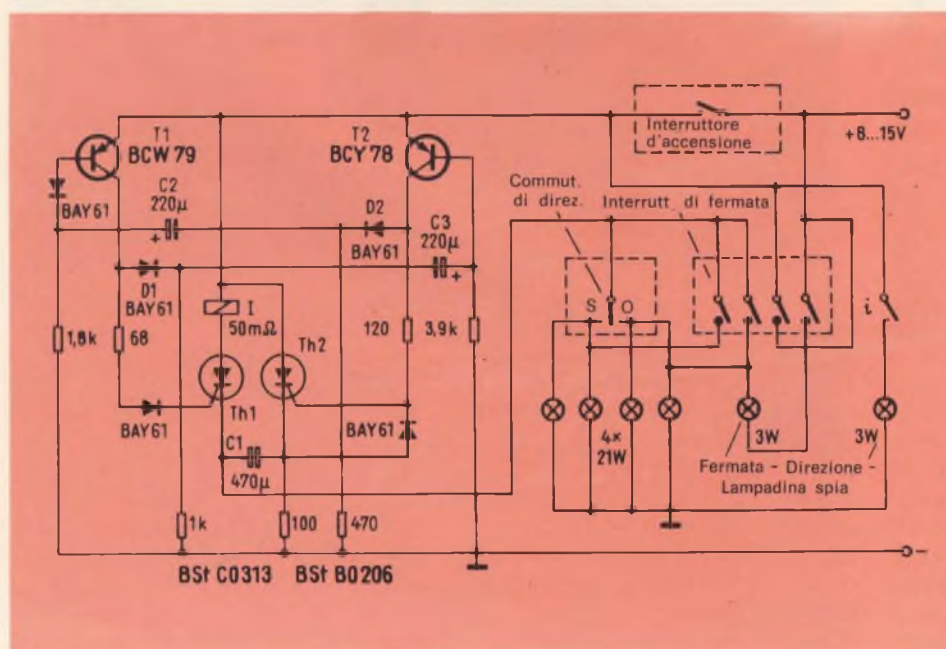


Fig. 1 - Schema elettrico dell'indicatore di direzione e di fermata con lampeggio.

IL RICEVITORE SUPERRIGENERATIVO

a cura di I2JJK

radioamatori

Per avere un panorama completo della radiotecnica bisognerebbe osservare un criterio di sviluppo cronologico per gli studi.

Ogni epoca ha avuto dei determinati stadi di sviluppo legati allo evolversi della tecnica. Così all'inizio si impiegavano ricevitori «a stadi accordati» con 5 o 6 stadi di amplificazione, accordati ad altrettante sezioni di un unico gigantesco condensatore variabile. Erano e sono tutt'ora l'ideale per una buona riproduzione sonora perché sono a banda più larga delle supereterodine, anche se possiedono una buona selettività intrinseca.

Ai radioamatori che non potevano permettersi apparati troppo complessi, non restava che utilizzare dei sistemi «a reazione», apparati tipici per radioamatore perché legati ad una regolazione di comandi che facevano leva sulla sensibilità e preparazione di un buon tecnico. Un eccesso di reazione provocava fischi di battimento e disturbi, un difetto invece, bassa sensibilità. Ci voleva la mano giusta e con una regolazione di reazione piuttosto delicata che spingesse la sezione di rivelazione al limite dell'innesco.

In quegli anni nacque la super-reazione, sistema molto più pratico e semplice per controllare la reazione. Diede effetti spettacolari come sensibilità di rivelazione fino a $1 \mu V$, difesa notevole dalle interferenze ma una selettività piuttosto bassa dato che «caricava» il circuito di sintonia di ingresso.

Ebbe così il suo giusto campo di applicazione là ove larghezza di banda non faceva difetto e cioè nel campo delle onde ultracorte. I radioamatori la utilizzarono specie per i 56 e 144 MHz.

Per la sua semplicità questo sistema di rivelazione merita ancora oggi di venire trattato, specie per chi comincia, ed è per questo che ne parliamo volentieri.

COME OPERA LA SUPERREAZIONE

Per capire il meccanismo di questo tipo di rivelazione della Radio Frequenza bisogna riferirsi prima alle modalità con cui si innesca una oscillazione. In ogni oscillatore una parte dell'energia che viene trasferita in uscita, rientra attraverso un «accoppiamento di reazione» all'ingresso dello stadio e dà luogo all'innesco dell'oscillazione», che viene governata da uno o più circuiti di sintonia, così si stabilisce su di essa una particolare frequenza legata alle caratteristiche del circuito.

Ma che cosa interviene a determinare il primo innesco? Molte possono essere le cause; esaminiamone alcune:

- lo sbalzo di carica in un condensatore di accoppiamento all'atto dell'applicazione della tensione di alimentazione.

- la variazione di corrente anodica da zero a regime sempre all'atto dell'alimentazione.

- l'agitazione «termica» degli elettroni nei conduttori che di per sé costituiscono sempre un segnale an-

che se di ampiezza molto modesta.

Ciascuna di queste cause, come altre ancora, possono provocare il ritorno di Radio Frequenza e successivamente l'innesco delle oscillazioni.

Prendiamo in esame l'ultimo caso ove la causa è l'agitazione termica elettronica. Se in ingresso al Rivelatore perviene un segnale a Radio Frequenza questo generalmente supera in valore, quello dovuto al rumore termico, in questo caso lo innesco avviene più facilmente, e si porta al valore di regime più rapidamente.

Supponiamo ora di interrompere, nel ritmo di frequenza appena più alta al limite acustico superiore (e



Fig. 1 - Foto frontale di un Rivelatore H-P in banda da 10 a 500 MHz impiegato come rivelatore per ponti a Radio Frequenza.

cioè con $25 \div 60$ kHz) l'oscillazione a Radio Frequenza (operante ad esempio sui 144 MHz in onde ultracorte). Si verificherà in tal caso il fenomeno della superreazione e cioè:

— la formazione di treni di oscillazioni a Radio Frequenza periodicamente interrotti.

— l'innesco più o meno rapido delle oscillazioni, a seconda che sia la agitazione termica degli elettroni a provocare l'inizio delle oscillazioni, oppure un segnale che viene portato attraverso un'antenna ad un circuito oscillante all'ingresso dello stadio.

Dal punto di vista energetico, e cioè del flusso di corrente nel rivelatore, nei due casi si nota una grande differenza. Per di più, se il segnale a Radio Frequenza in ingresso è modulato, la corrente anodica seguirà queste oscillazioni di modulazione in quanto provocheranno anch'esse degli inneschi più o meno violenti a seconda ovviamente dell'ampiezza del segnale in ingresso.

All'uscita dello stadio di frequenza di interruzione può venire facilmente eliminata con un filtro costituito da due condensatori e da una induttanza a Radio Frequenza.

Resta la bassa frequenza rivelata che dà un ottimo segnale di una certa intensità (0,1 - 0,2 V nei circuiti a tubi elettronici e 25 - 50 mV in quelli a transistori).

Il tutto con un solo tubo o transistor e con sensibilità che si aggirano sull'ordine di 0,5 - 1 μ V!

L'interruzione dell'innesco può venire ottenuta essenzialmente in due modi:

— si ricorre al sistema diciamo così dell'«oscillatore bloccato». In tal caso l'oscillazione inizia, si sviluppa in ampiezza e raggiunge un valore, che provoca una tale polarizzazione in ingresso da bloccarla per carica, ad un potenziale tale da interdire la conduzione.

Successivamente si scaricano i condensatori di ingresso ed il fenomeno si ripete con una «frequenza di interruzione» che dipende dalle costanti di tempo (RC) del circuiti.

Questa frequenza non è molto critica e può venire regolata con facilità, agendo sull'alimentazione dello stadio mediante un potenziometro.

— si ricorre ad un «oscillatore di interruzione» che viene generata a parte ed applicata separatamente allo stadio rivelatore. Si hanno così due stadi che compongono il rivelatore a superreazione: uno di rivelazione vera e propria ed uno di generazione del segnale di interruzione («Quench oscillator»).

La maggior complicazione del circuito è compensata in questo caso da una più facile ed efficace regolazione del circuito di innesco che in questo caso regola solo il punto di inizio delle oscillazioni e non la frequenza di interruzione anche se, come già detto, questa è poco critica.

Certo l'inizio dell'oscillazione porta ad un'impedenza piuttosto bassa in ingresso, e questa, che si trova in parallelo al circuito di sintonia che porta il segnale a Radio Frequenza, ne smorza il fattore di

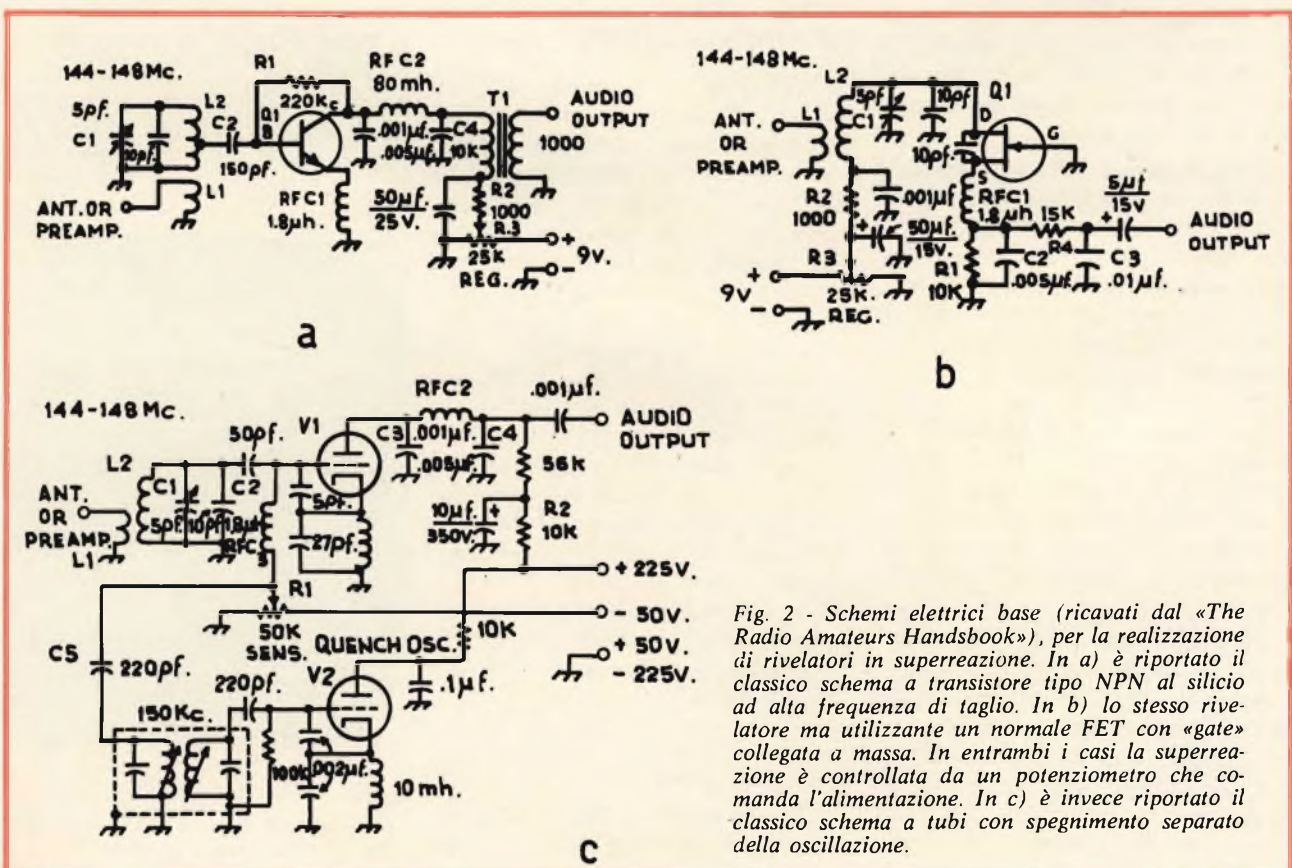


Fig. 2 - Schemi elettrici base (ricavati dal «The Radio Amateurs Handbook»), per la realizzazione di rivelatori in superreazione. In a) è riportato il classico schema a transistor tipo NPN al silicio ad alta frequenza di taglio. In b) lo stesso rivelatore ma utilizzando un normale FET con «gate» collegata a massa. In entrambi i casi la superreazione è controllata da un potenziometro che comanda l'alimentazione. In c) è invece riportato il classico schema a tubi con spegnimento separato della oscillazione.

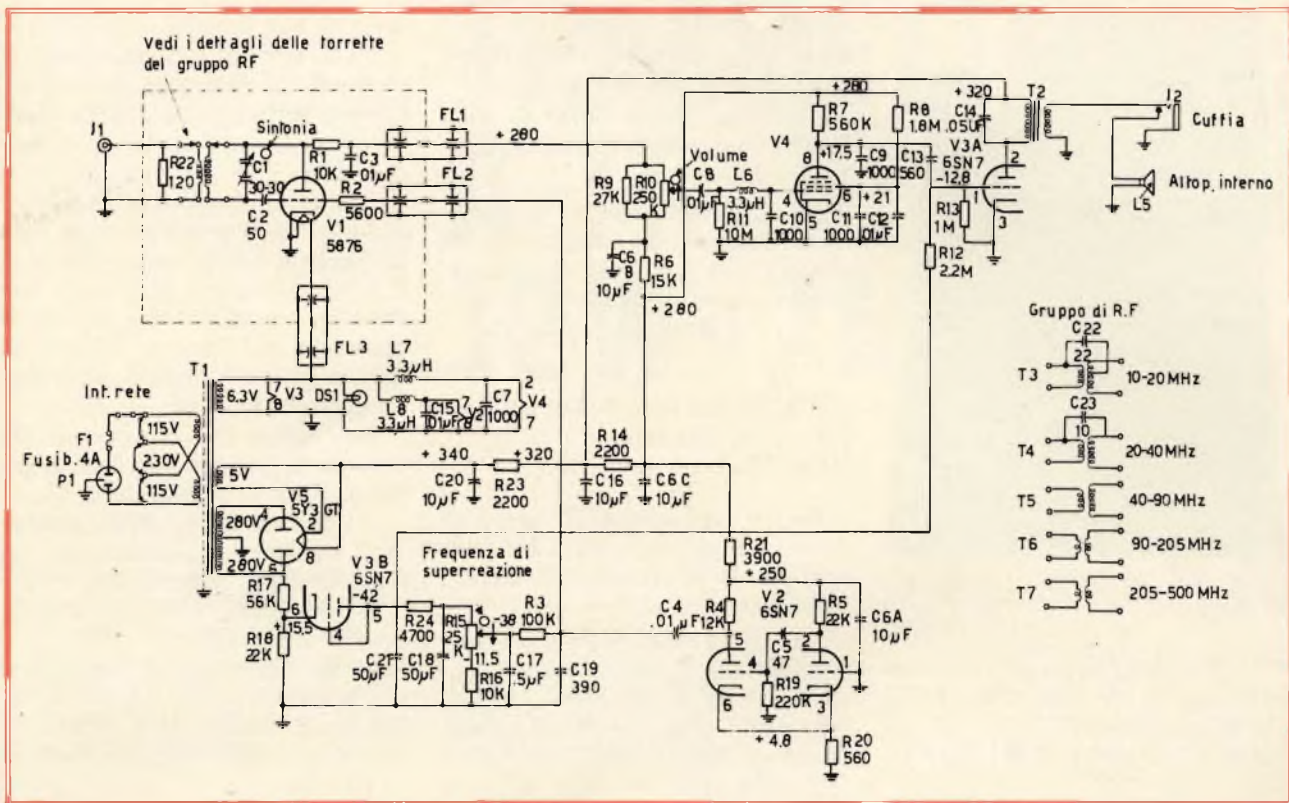


Fig. 3 - Schema elettrico di un rivelatore a superreazione della H-P per il controllo di zero di ponti di misura a R. F.

merito Q e per conseguenza riduce la selettività.

Se si opera sui 56 o 144 MHz si ha così a che fare con bande di 150-200 kHz di lavoro.

Niente di male, basta aggiungere un preamplificatore che in questo caso ha una doppia funzione: — migliora notevolmente la selettività e il rapporto segnale/disturbo preamplificando il segnale.

— separa il circuito di antenna dallo stadio di rivelazione, evitando così che parte della Radio Frequenza generata dalla oscillazione sia pure interrotta, venga irradiata e dia luogo a battimenti e disturbi.

Lo stadio di Alta Frequenza, è quindi quasi obbligatorio diciamo così e d'altra parte, completa un ricevitore di altissima sensibilità che resta così composto da tre soli stadi e cioè preamplificazione, rivelazione e bassa frequenza.

Gli SWL (Gli «Short Wave Listener», cioè chi comincia con l'ascoltare) potranno realizzare ottimi ricevitori autocostruiti e di alta sensibilità.

Va detto che esiste una certa di-

fesa dalle interferenze che è insita nel funzionamento della superreazione. Se sopraggiunge un altro segnale nelle vicinanze immediate di uno già presente, il rivelatore non ha esitazioni di sorta e rivela «solo quello di livello superiore»; perché è questo che effettivamente comanda la ricezione.

Va detto inoltre che, se anche il sistema è fatto essenzialmente per rivelare la modulazione di ampiezza, è pure vero che il metodo di disintonizzare di poco il ricevitore, in modo da fare funzionare da discriminatore uno dei fianchi della curva di sintonia, permette di ricevere egualmente e bene anche la FM.

Un'altra caratteristica del rivelatore a superreazione è di dare luogo ad un sensibile rumore di fondo, in assenza di segnale a RF in ingresso e ciò per un buon motivo: viene infatti amplificato il segnale dovuto alla agitazione termica degli elettroni.

SCHEMI D'IMPIEGO

In fig. 2 abbiamo riportato tre schemi base di rivelatori a superreazione secondo i consigli del

«The Radio Amateurs Handbook».

In a) e b) sono riportati due rivelatori transistorizzati del tipo ad autospegnimento. La frequenza di interruzione in a) è data ad esempio dal condensatore C_2 da 150 pF e dalla resistenza R_1 da 220 kΩ.

Il transistor Q_1 deve essere del tipo ad alta frequenza di taglio a medio o alto beta. Il tipo 2N3932 ad esempio va benissimo.

In b) invece si impiega un FET a giunzione di alta frequenza di taglio, adatto per il lavoro in ultracorte.

Il potenziometro R_3 in a) e b) permette il controllo della superreazione. Il massimo di sensibilità lo si ha all'incirca per il minimo di alimentazione che dà ancora luogo a innesco e quindi a ricezione del classico rumore di fondo in assenza di segnale.

Sia in a) che in b) la resistenza R_2 da 1000 Ω con in derivazione lo elettrolitico da 50 μF permette un buon disaccoppiamento di bassa frequenza ed impedisce il formarsi di inneschi tipo «motorbooting», quando questa viene inserita.

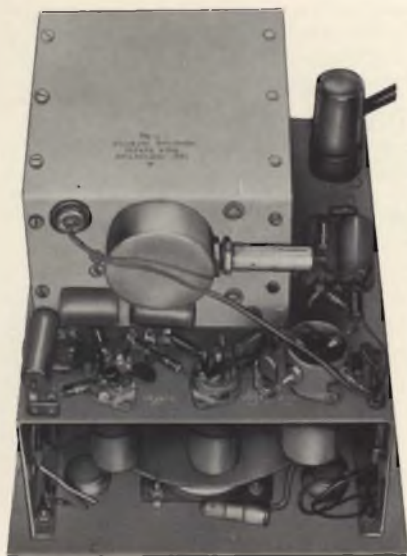


Fig. 4 - Foto dell'interno del ricevitore a RF della H-P.

La frequenza di interruzione viene filtrata in a) dalla RFC2 e dai due condensatori C3 e C4; in b) operano invece la RFC1 R4, C2 e C3.

In c) si è riportato lo schema di un circuito a valvole con oscillatore separato di spegnimento.

Come si può notare la griglia del rivelatore (V_1) è infatti bloccata da un negativo di -50 V che viene eliminato dalle oscillazioni di V_2 durante il picco delle semionde positive.

Nel ritmo di questa oscillazione (di circa 150 kHz) quindi, V_1 può condurre ed innescare.

Queste due funzioni sono regolate tramite il potenziometro R_1 . Al filtraggio della frequenza di interruzione provvedono RFC2, C3 e C4.

Per V_1 consigliamo una 6CW4, ottimo triodo per frequenze elevate e per V_2 una semplice 6C4 o similare.

I circuiti non sono per nulla critici.

Il contrassegno classico del buon funzionamento è dato dal fruscio di bassa frequenza che varierà un poco di intensità all'intervenire del comando di superreazione.

Provate e resterete sbalorditi dalla sensibilità di questo sistema di rivelazione.

Certo consigliamo un preamplificatore come già detto ed un buon

schermaggio per impedire che i circuiti, specie il terzo con tubi elettronici, non emettano spurie.

Facciamo notare infine il compensatore di sintonia fisso in parallelo al variabile.

E' il sistema migliore per avere il massimo di allargamento di gamma, con il minimo di variazione del fattore di merito del circuito e con la migliore sensibilità.

LO SCHEMA DI UN APPARATO DA 10 A 500 MHz DI BANDA DI LAVORO

Per la rivelazione dei ponti di misura a Radio Frequenza conviene operare con un rivelatore di zero di notevole larghezza di banda.

La H-P ha realizzato a suo tempo un ricevitore a superreazione operante dai 10 ai 500 MHz. Un bel l'intervallo di banda! E con una notevole sensibilità (da 1 a 5 μ V). Ma soprattutto con una notevole semplicità circuitale data la facilità di commutazioni, relative ad un solo circuito ristorante per ogni banda di lavoro.

Tra l'altro, così operando, non esiste la possibilità di ricevere spurie come capita nei ricevitori a più stadi di conversione.

La realizzazione è di tipo rigidamente professionale e si è impiegato come oscillatore base un tubo speciale (V_1), la 5876 che con le sue ridottissime capacità interelettrodiche ed il brevissimo tempo di transito permette una così alta frequenza di lavoro.

A parte la torretta di commutazione per le 5 bande di frequenza di lavoro il circuito è simile a quello indicato in c) nel paragrafo precedente.

Alla griglia di V_1 è applicato un negativo base di polarizzazione che viene ritmicamente eliminato con la frequenza di interruzione generata dalla V_2 , una 6SN7.

La bassa frequenza è di tipo convenzionale e realizzata con un pentodo preamplificatore ed una mezza 6SN7 come stadio finale di bassa frequenza.

Questo alimenta un piccolo altoparlante entro contenuto o un jack

previsto per l'ascolto in cuffia.

Da notare i disaccoppiamenti dei terminali di alimentazione che penetrano nella torretta e nella scatola schermata contenente la sezione rivelatrice.

Queste precauzioni sono dovute al fatto che il rivelatore non deve ovviamente sentire spurie anche di livello ridottissimo (e lo può data l'elevata sensibilità) ma solo il segnale che gli perviene tramite un cavo coassiale di ingresso ed il classico connettore BNC.

Una mezza 6SN7 provvede alla produzione del negativo base di polarizzazione di griglia della V_1 .

Un potenziometro infine permette di regolare la polarizzazione del negativo base, consentendo il controllo del limite di innesco e quindi della sensibilità.

Se qualcuno voleva convincersi che la superreazione è una cosa seria, questo schema, le foto del testo ed il nome della Hewlett e Packard lo possono autorevolmente convincere.

CONCLUSIONI PRATICHE

A che cosa può servire, ci si può chiedere ora, un rivelatore a superreazione? Anzitutto ad un telecomando.

Il primo telecomando di I2JJK fu composto da un oscillatore a superreazione seguito da un amplificatore del fruscio di fondo, da un rivelatore e da uno stadio in continua che con la polarizzazione ricavata da detto fruscio, faceva attrarre un microrelè.

Quando inviavo una portante non modulata, il fruscio si spegneva ed il relè cadeva provocando le sue commutazioni per un piccolo modello di imbarcazione; molto semplice come si vede!

Convenientemente studiato, il rivelatore a superreazione può inoltre dare ottimi risultati permettendo degli ottimi quanto semplici ricevitori, specie per le bande dei radioamatori in onda ultracorta.

Ripetiamo che il suo grande vantaggio sarà quello di non richiedere stadi di conversione e per conseguenza frequenze spurie di battimento.

Si tratta di un'ottima palestra per il novizio.

TRASMETTITORE A TRANSISTORI 12W-7MHz

a cura di I1BPP

Si descrive un interessante apparato trasmittente per radioamatori che può essere costruito facilmente impiegando anche alcuni componenti reperibili sul mercato del surplus. L'apparecchio è il risultato del progetto di un radioamatore francese.

Il trasmettitore descritto in questo articolo è composto essenzialmente da 3 stadi che possono essere così suddivisi: — Un oscillatore a quarzo equipaggiato da un transistor 2N1711 (oppure BFY68). E' questo un transistor NPN con elevato guadagno capace di sopportare una dissipazione di potenza sul collettore, superiore a quella prevista dalla casa

costruttrice. Questa particolarità risulta molto utile quando si effettueranno le regolazioni.

— Un amplificatore, equipaggiato da un transistor 2N1711 funzionante in classe B (anch'esso di guadagno a rendimento molto buoni).

— Un amplificatore di potenza.

IL CIRCUITO D'INGRESSO

Lo scopo di questo circuito è quello di adattare l'impedenza di uscita del transistor 2N1711 a quella d'entrata del BD106. Ciò è necessario perché una sorgente fornisce il massimo di potenza ad un carico, solo nel caso che l'impedenza di questo carico abbia un valore pari a quello della sorgente. Ca2,

Ca3 e L3 formano un filtro passabasso che taglia le armoniche ed effettua l'adattamento.

Il transistor NPN planare epitassiale al silicio BD 106, è previsto per funzionare come amplificatore BF di potenza (push-pull in classe B). La frequenza di transizione (frequenza alla quale il guadagno diviene uguale a 1) è di 100 MHz.

Esso è montato a emettitore comune, il finale funziona in classe C, poiché la corrente continua, che attraversa la resistenza interna di base (rbb') del transistor e la resistenza del filo della bobina d'arresto Ch2, crea una tensione che polarizza leggermente la base, in modo negativo.

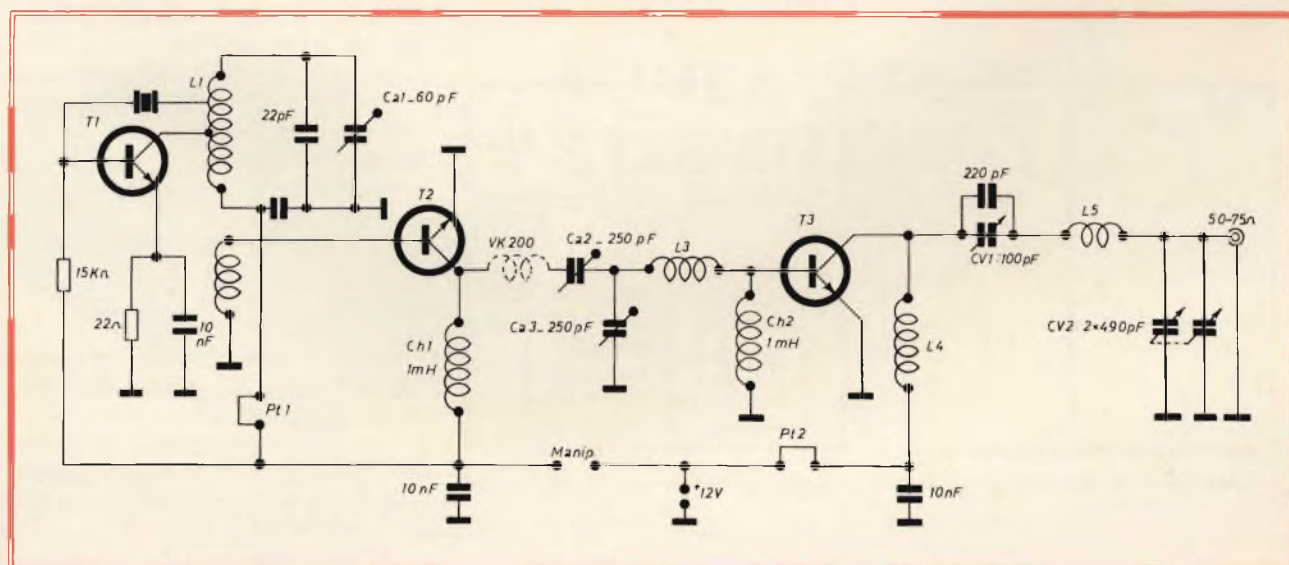


Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore per i 7 MHz 12 W di potenza. T1 e T2 sono due transistori 2N1711, T3 è un BD 106.

IL CIRCUITO D'USCITA

Il circuito d'uscita ha lo scopo di assicurare un adattamento corretto tra l'antenna e lo stadio finale. Si impiega un circuito differente a quello del filtro π (perché fare semplice ciò che si può rendere complicato?).

L4 forma con la capacità interna d'uscita del transistor (Coe) e le capacità parassite del cablaggio, un circuito risonante in parallelo che impedisce all'alta frequenza di perdersi nell'alimentazione. Non è prevista alcuna regolazione particolare, dato che la frequenza d'accordo non è critica.

In effetti, nei stadi di potenza a transistori, il coefficiente di «sovra-tensione» Q è molto debole, poiché le impedenze in gioco sono basse.

Nel nostro caso è circa 5, ciò dà una banda passante (o piuttosto una banda bloccante) a -3dB superiore a 1 MHz.

CV1 e CV2, come pure L5 procurano un adattamento ottimale, permettendo così il miglior trasferimento di potenza all'antenna.

La manipolazione si effettua interrompendo la tensione d'alimentazione dello stadio oscillatore. Quando il manipolatore è sollevato, la ricezione è possibile senza alcuna commutazione (con la sola condizione di utilizzare due antenne e di mettere la tensione d'«antifading»

dal ricevitore alla massa), poiché il pilota e lo stadio finale non producono nessuna corrente.

L'alimentazione deve essere di 12 V su 2 A.

REALIZZAZIONE PRATICA

L'insieme può essere montato in un cassetto del BC610 tipo TU48, TU53, ecc. (reperibile tra il materiale surplus), ciò permetterà di utilizzare le parti metalliche, i pannelli divisori interni, un condensatore variabile e due mandrini.

Per il resto ci si dovrà attenere alla figura 1 che illustra lo schema elettrico del trasmettitore.

Dal cassetto del BC610 si sopprimeranno le 4 prese situate sul retro a sinistra e al loro posto andrà inserita una presa BNC (uscita antenna).

Le 4 prese di destra si utilizzeranno invece per l'alimentazione (+12 V, massa, strumento). La loro struttura è particolarmente adatta per uno zoccolo octal.

Le ultime prese saranno ritorte con una pinza e collocate a filo della bachelite (si lavorerà dal lato della presa «antenna») al fine di conservare i rivetti che serviranno da supporto per il quarzo (se si utilizza quello dell'FT243).

La parte anteriore del supporto per il quarzo sarà impiegata come presa per il manipolatore.

Il BD106 andrà avvitato su una piastra di alluminio, o meglio di rame di 70 x 40 x 3 mm e sarà fissato con delle rondelle isolanti sul pannello divisore centrale (non è obbligatorio fare in questo divisore due fori per le connessioni emettitore e base).

CV1 sarà montato su una piastrina di bachelite che l'isolerà dalla massa. L'eccitatore sarà cablato su una piastra di bachelite ramata di 80 x 100 mm, dal lato destro del telaio.

La massa si effettuerà con un grosso filo di rame, saldato all'emettitore del BD106 e allo chassis.

MESSA A PUNTO

Dopo aver ultimato le operazioni di montaggio dei componenti che risultano molto semplici dato l'esiguo numero degli stessi, si passerà alla messa a punto. Per questa operazione è necessario poco materiale e molta pazienza.

Le precauzioni elementari sono le solite e cioè: verificare bene il cablaggio, controllare le saldature, ecc.

L'oscillatore

Saldare i terminali del transistor 2N1711, regolare il nucleo della bobina L1 e il trimmer ca1 a metà corsa.

Applicare una tensione di 12 V e misurare con l'aiuto di un miliamperometro, la corrente di collettore al punto 1. Inserire il quarzo. La corrente di collettore deve diminuire, altrimenti ritoccare ca1.

Controllare su di un ricevitore che la portante sia pura, quella stabilizzata è quella che non fluttua quando si applica la tensione d'alimentazione.

Se il caso lo richiede regolare finemente ca1.

Gli altri stadi

E' necessario utilizzare un carico fittizio munito di un indicatore (relativo) di potenza.

La classica lampadina di carico (o l'antenna) non possono portare che a dei disturbi, QRM, perdite di tempo.

Saldare i terminali dei transistori. Inserire al punto 2 un ampero-

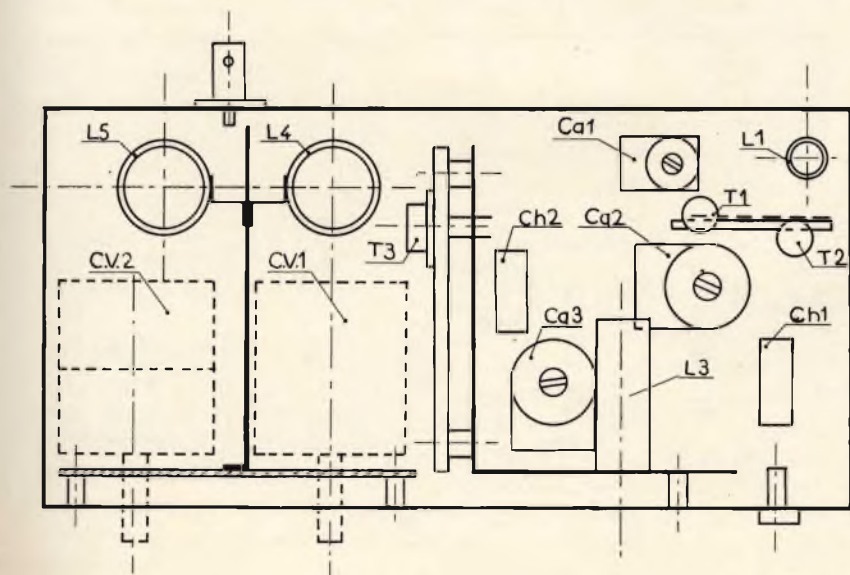


Fig. 2 - Disegno illustrante la disposizione dei componenti in scala 1/2.



*a prezzo
+ conveniente*



AMPLIFICATORE D'ANTENNA A LARGA BANDA tipo LB2

RISOLVE TUTTI I PROBLEMI

Dimensioni $\varnothing$ 80 x 60 mm.

Lo stesso cavo di discesa serve ad alimentare i transistori. Possono essere resi «passanti» o «di linea» dissaldando da massa l'impedenza collegata al morsetto «entrata» e collegandola al +24 V.

Amplificatore a larga banda
Guadagno
Fattore di rumore
Segnale massimo d'entrata
Tensione massima d'uscita
Impedenza entrata-uscita
Banda passante

(40 ÷ 860 MHz)
15 ÷ 20 dB
6 ÷ 9 kto
12 mV
110 mV
75 Ω
40 ÷ 860 MHz

AMPLIFICA TUTTI I CANALI VHF UHF



ALIMENTATORE STABILIZZATO

tipo A2L

A funzionamento continuo con qualsiasi stabilizzatore o direttamente sulla rete 220 V c.a.

Alimentatore stabilizzato, atto ad alimentare uno o due amplificatori LB2 in serie.

220 V c.a.

24 V c.c. stabilizzati (— a massa)

Impedenza entrata-uscita 75 Ω .

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI DELL'ORGANIZZAZIONE G. B. C.



s.r.l. 20154 MILANO - Corso Sempione, 48 - Telef. 312.336

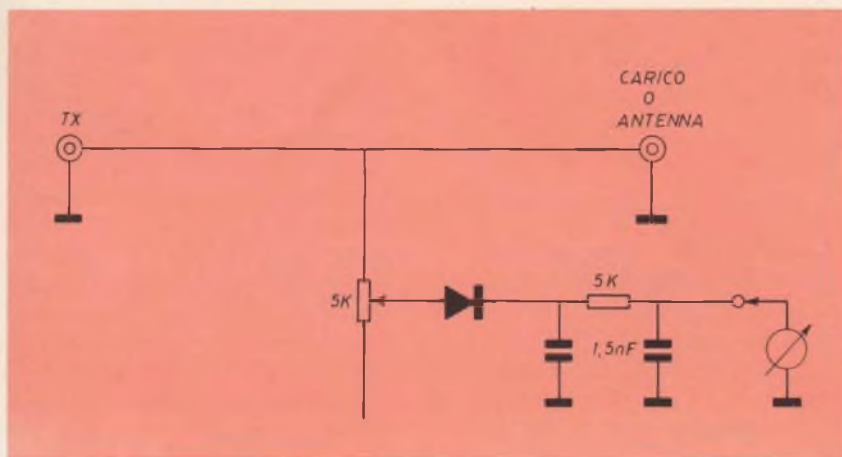


Fig. 5 - Il carico è composto da 4 resistori in parallelo da $220\ \Omega - 2\ W$ per $R = 50\ \Omega$, $D =$ diodo OA81 o similare.

metro (0/1,5 A). Regolare $ca2$, $ca3$, CV1 e CV2 al minimo delle loro capacità.

Applicare la tensione.

Se l'amperometro non devia, aumentare progressivamente la capacità di $ca2$ e $ca3$; in questo modo, la corrente di collettore deve essere rilevata dall'indice dell'amperometro.

Ritoccando successivamente CV1 e CV2 si ricercherà la deviazione massima dell'indicatore di potenza (come si fa per un filtro in π). Incominciare a regolare L2, in rapporto a L1, al fine di ottenere il massimo di potenza di uscita.

Durante tutte queste operazioni, bisogna sempre usare il voltmetro AF e non l'amperometro, perché quest'ultimo può indicare delle elevate correnti senza che abbia della potenza nel carico (particolarmente quando CV2 è completamente chiuso).

Il fatto di passare sull'antenna non deve apportare dei grandi cambiamenti nelle regolazioni. E' consigliabile conservare l'indicatore AF collegato permanentemente all'uscita.

ALCUNI CONSIGLI PER DANNEGGIARE LO STADIO FINALE

Per queste operazioni non occorre nessuna conoscenza tecnica, anzi, se è la prima volta che costruite qualche apparecchio, il compito sarà facilitato. Qualche consiglio, comunque potrà aiutare i più esperti.

— Impiegare una tensione d'alimentazione superiore a 12 V in modo da non avere mai un'idea precisa della potenza d'uscita.

— Utilizzare un'antenna troppo reattiva (male accordata). In questo caso, la sintonia fine si trova perfettamente se si accosta l'orecchio al contenitore del BD106 (fenomeno già constatato su certi stadi di potenza BF. Chi può spiegarlo?).

— A piena potenza dimenticarsi di collegare il carico oppure cortocircuitarlo.

CONCLUSIONE

La potenza di uscita superiore a 12 W, permette (per quanto tempo ancora?) di realizzare dei buoni collegamenti.

Tanti auguri quindi per coloro che con questo trasmettitore effettueranno i loro primi QSO.

Il QRM TVI è insistente in funzionamento normale (antenna corretta) e il tasso d'armoniche non è molto elevato.

NOTE

— Il trasmettitore funziona anche a 6 V a condizione di rifare tutte le regolazioni (la potenza d'uscita è di circa 3 W).

— In caso di anomalie, provare delle bobine d'arresto tipo VK200 (ferrite) in differenti punti, facendo attenzione di non inserirle nel circuito di col-

lettore del BD106, perché riscaldano eccessivamente e consumano inutilmente dell'energia ad alta frequenza.

DATI DELLE BOBINE

L1 = Bobina $\varnothing$ 10 mm, 22 spire accostate, presa collettore a 5 spire dal punto freddo. Presa quarzo a 8 spire dal punto freddo.

L2 = 3 spire avvolte sul lato freddo di L1.

L3 = $\varnothing$ 15 mm, 20 spire su una lunghezza di 20 mm.

L4 = $\varnothing$ 25 mm, 9 spire su una lunghezza di 20 mm.

L5 = $\varnothing$ 25 mm, 11 spire su una lunghezza di 20 mm.

I MATERIALI

Chassis

1 TU48 (oppure TU53)

Transistori

T1, T2 = 2N1711

T3 = BD106

Condensatori

2 da 1,5 nF ceramici

4 da 10 nF ceramici

1 da 22 pF a mica

1 da 220 pF a mica

1 da 60 nF ceramico variabile

2 da 250 pF ceramici variabili

1 da 2 x 490 ad aria (il più piccolo possibile)

Resistori

1 da 22 Ω 1/2 W a carbone

4 da 220 Ω 2 W a carbone

1 da 4,7 k Ω 1/2 W a carbone

1 da 15 k Ω 1/2 W a carbone

1 potenziometro 5 k Ω (non a filo)

Mandrini

1 Bobina $\varnothing$ 10 mm con nucleo

1 $\varnothing$ 15 mm

Vari

1 presa coassiale

2 bobine d'arresto 1 mH (non critiche)

1 radiatore per contenitore T05
alcune perle di ferrite VK 200

NB. - Se non si utilizza il cassetto del BC610, bisogna aggiungere un supporto per quarzo FT243, due mandrini $\varnothing$ 25 mm, un condensatore variabile ad aria da 100 pF.

CONTROLLO AUTOMATICO DEL LIVELLO DI MODULAZIONE

Nel campo delle trasmissioni dilettantistiche, uno dei circuiti di maggiore interesse pratico è certamente quello che mantiene costante il livello della modulazione col variare del tono di voce dell'operatore. A tale riguardo, un articolo dedicato alla descrizione di un circuito di compressione potrebbe essere giudicato a prima vista come una delle «tante idee» in aggiunta a quelle di precedente pubblicazione. Tuttavia, dopo un'attenta lettura della nota che segue, il Lettore non potrà non ammettere che l'originalità, la qualità delle prestazioni, la modernità e la praticità del dispositivo descritto lo rendono preferibile a molti altri già noti.

La definizione usata nel titolo potrebbe essere sostituita da un'altra avente un significato assai più esteso, come ad esempio «nuovo elaboratore audio», per stabilire sin dall'inizio che il circuito non serve soltanto per compiere la semplice funzione di stabilizzazione del livello audio. In pratica, il circuito serve per elaborare la forma d'onda agli effetti della modulazione, al punto tale che essa risulta la migliore possibile, per ottenere la completa modulazione della portante irradiata da un trasmettitore.

Il dispositivo impiega due circuiti integrati, e precisamente un amplificatore del tipo SL630, ed un circuito del tipo SL620 per il controllo automatico del guadagno ap-

portato dal primo. Questi due circuiti integrati sono stati studiati in modo da consentirne l'accoppiamento per tradurre in pratica la funzione di elaborazione del segnale, e quindi devono essere usati insieme anche quando si desidera farne uso per altre funzioni specifiche.

La figura 1 illustra lo schema completo del circuito, contenente appunto le due unità integrate. Il dispositivo è stato progettato in modo da conseguire un valore basso sia dell'impedenza di ingresso, sia di quella di uscita, per cui è indispensabile l'impiego di un trasformatore quando si preferisce usare un microfono del tipo ad alta impedenza.

In linea di massima, per contro, nessun trasformatore è necessario in uscita, anche se quest'ultima viene collegata all'ingresso audio ad

alta impedenza di un trasmettitore, a causa della notevole ampiezza del segnale che viene reso disponibile per la funzione di modulazione della portante ad Alta Frequenza.

Come è facile osservare, nei confronti dei due ingressi del circuito integrato SL630, distinti dai numeri 5 e 6, il segnale applicato può essere sia del tipo bilanciato, vale a dire con entrambi i poli isolati dalla massa, sia del tipo non bilanciato, vale a dire con un polo a massa. Il primo può rivelarsi assai utile in quanto — dal momento che entrambi i capi del microfono sono isolati dalla massa — è facile risolvere numerosi problemi relativi al rumore di fondo captato dall'esterno, all'introduzione di segnali spurî ad Alta Frequenza, ecc., da parte dei conduttori facenti capo al trasduttore acustico. Se invece si fa

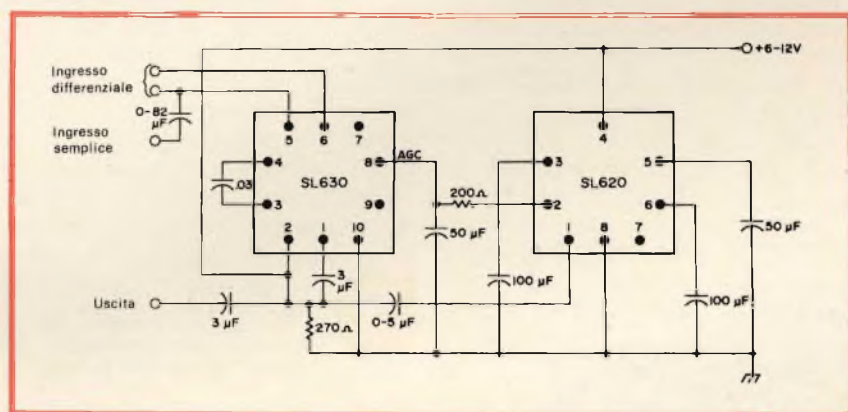


Fig. 1 - Schema elettrico dell'elaboratore audio con cui è possibile ottenere un livello costante di modulazione. Il dispositivo impiega due circuiti integrati studiati in modo da consentirne il funzionamento in abbinamento. I componenti esterni sono limitati al minimo indispensabile.

uso dell'ingresso di tipo convenzionale non bilanciato, esso deve far capo al terminale n. 5 del circuito integrato (dal lato «caldo») attraverso una capacità del valore di circa $1\ \mu\text{F}$, mentre il terminale n. 6 viene lasciato libero.

La capacità presente tra i terminali 3 e 4 del circuito SL630 costituisce un ponte di passaggio per i segnali a frequenza elevata. Il valore attribuito a questa capacità nello schema di figura 1 permette un effetto «by-pass» che ha inizio alla frequenza di 3 kHz, sebbene la sua caratteristica dinamica possa essere modificata a piacere, sperimentando altri valori capacitivi maggiori o minori, a seconda delle esigenze.

Il segnale di uscita viene prelevato dal piedino n. 1 del circuito SL630, tramite una capacità di accoppiamento del valore di $3\ \mu\text{F}$. Una parte del segnale di uscita disponibile in quel punto viene applicata al terminale n. 1 del circuito integrato SL620, tramite una capacità del valore di $0,5\ \mu\text{F}$. Questo secondo circuito integrato impiega questa tensione di segnale per produrre una tensione secondaria di controllo automatico del guadagno, che può essere prelevata dal terminale n. 2, attraverso una resistenza del valore di $200\ \Omega$.

Da questo punto, la suddetta tensione viene applicata al terminale n. 8 del circuito SL630, per controllarne il guadagno dinamico in funzione dell'ampiezza dei segnali provenienti in origine dal microfono.

La complessa funzione che può essere svolta da questi due circuiti integrati accoppiati tra loro nel modo illustrato viene chiarita graficamente alla figura 2. In essa, la curva superiore rappresenta un tipico segnale di ingresso ad ampiezza variabile, mentre la seconda curva illustra come l'uscita a Bassa Frequenza si presenta dopo l'elaborazione, vale a dire a seguito dell'azione da parte della tensione di controllo applicata al primo circuito integrato, e proveniente dal secondo.

Si noti che — quando il segnale di ingresso fornito dal microfono aumenta o diminuisce rapidamente — l'ampiezza del segnale di uscita rimane invece pressoché costante. Oltre a ciò, gli impulsi di rumore, a causa della loro durata notevolmente inferiore, vengono trattati separatamente dal dispositivo. Infatti, gli impulsi di questo tipo che si manifestano durante la modulazione in determinati istanti casuali, così come è stato volutamente illustrato, pur presentando un'ampiezza notevolmente maggiore di quella del segnale di modulazione propriamente detto, non producono praticamente alcun aumento del segnale di uscita.

Il dispositivo implica anche un sistema automatico «squelch», che — come il Lettore certamente sa — blocca il funzionamento dell'amplificatore di Bassa Frequenza ogni qualvolta viene meno il segnale di ingresso, onde eliminare il pericolo di trasmissione di suoni indesiderati. Infatti, negli intervalli che sussi-

stano tra una frase e quella successiva del messaggio percepito dal microfono, l'uscita viene completamente neutralizzata proprio per evitare la presenza nel segnale di modulazione di rumore di fondo, che caratterizza invece la maggior parte dei compressori di tipo più semplice.

La durata del periodo di tempo durante il quale l'uscita viene neutralizzata negli istanti di silenzio è pari approssimativamente ad un secondo, e — ove lo si desideri — può essere aumentata o diminuita a piacere, variando il valore della capacità collegata tra il terminale n. 6 del circuito integrato SL620 e la massa.

La figura 3 illustra infine la gamma dinamica entro la quale si manifesta l'effetto di controllo del dispositivo. Da questo grafico appare evidente che, per controllare il livello di uscita entro una gamma di ben 60 dB, è necessaria una variazione assai esigua della tensione di controllo automatico del guadagno.

In pratica, il livello del segnale di ingresso può variare di 35 dB in più o in meno rispetto al livello medio, mentre il livello del segnale di uscita non subisce variazioni altrettanto notevoli, nel senso che il valore medio della tensione risulta costantemente compreso tra un minimo di 70 ed un massimo di 87 mV.

DETTAGLI COSTRUTTIVI

La disposizione dei componenti non presenta problemi, in quanto si tratta semplicemente di sistemarli nel modo più logico e conveniente possibile. L'intero dispositivo può essere facilmente realizzato su di una basetta a circuiti stampati, oppure procedendo ad un montaggio di tipo convenzionale, mediante collegamenti costituiti da tratti di conduttore isolato.

Per quanto riguarda le connessioni relative ai due circuiti integrati, la figura 4 ne riproduce la base, vista dal di sotto, riportando la numerazione convenzionale di riferimento ai vari terminali disposti lungo la circonferenza.

Come risulta evidente nello schema globale di figura 1, il circuito può funzionare con qualsiasi tensio-

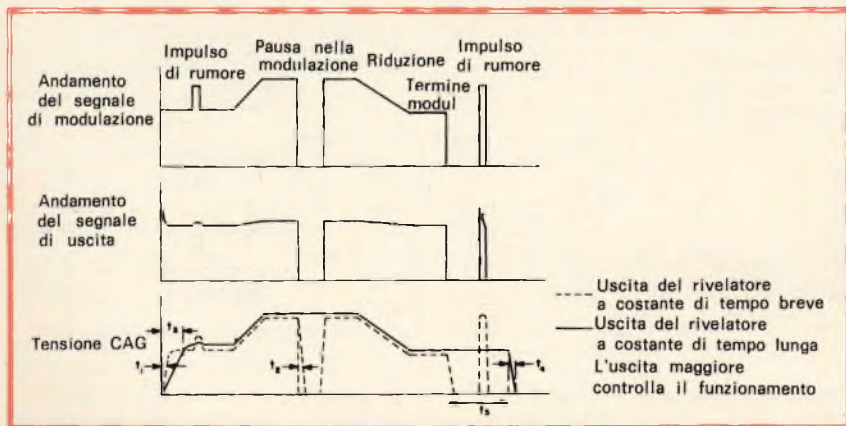


Fig. 2 - Grafico illustrante le caratteristiche di ingresso e di uscita del dispositivo di controllo, nonché l'andamento della tensione di controllo automatico del guadagno, che mantiene costante l'amplificazione.

ne di alimentazione di valore compreso tra un minimo di 6 V ed un massimo di 12 V (con negativo a massa) e con un consumo massimo di circa 15 mA. Di conseguenza, la suddetta tensione può essere prelevata da qualsiasi punto del circuito di alimentazione di un trasmettitore, sia esso alimentato a batterie o attraverso la rete a corrente alternata, a patto beninteso che si provveda ad un adeguato filtraggio della tensione stessa, che agisca anche da disaccoppiamento, per evitare accoppiamenti parassiti.

Se si preferisse adottare un'alimentazione autonoma, cosa certamente possibile ed agevole grazie al basso consumo di corrente, una normale batteria da 9 V, anche del tipo usato per l'alimentazione dei radio-ricevitori di tipo tascabile, rappresenta il sistema più indicato.

Il circuito non presenta comandi di messa a punto e di regolazione, per cui il tutto può essere racchiuso in un involucro adatto ed installato all'interno del trasmettitore, avendo semplicemente cura di evitarne l'installazione in prossimità di intensi campi magnetici ad Alta Frequenza.

LE PRESTAZIONI

Le prestazioni di questo circuito sono state confrontate con quelle di numerosi altri tipi di compressori adatti a svolgere una funzione analogica. In ogni caso, il circuito descritto si è distinto per la sua maggiore efficacia, e per il funzionamento assolutamente esente da impulsi transitori parassiti. In pratica, si è rivelato assai più simile ai tipi di alta qualità adottati nei trasmettitori di tipo commerciale, che non a quelli più rumorosi, che devono solitamente essere disattivati per contatti radio locali, a causa della notevole distorsione che essi introducono.

I dispositivi «squelch» e di soppressione del rumore contribuiscono inoltre a migliorare notevolmente le prestazioni del circuito, rendendo la ricezione assai più nitida, cosa particolarmente utile soprattutto nelle installazioni a carattere mobile, nelle quali è assai facile che si manifesti nel segnale di modulazione una percentuale elevata di segnale di disturbo.

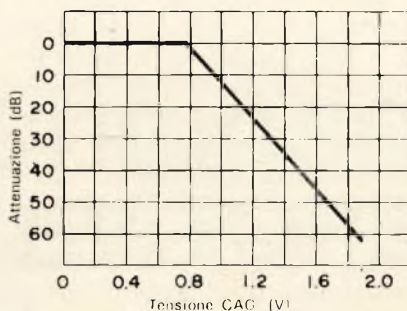


Fig. 3 - Il grafico mette in evidenza la gamma dinamica di controllo, in grado di funzionare fino ad oltre 60 dB. La curva esprime infatti l'azione di controllo del segnale di ingresso ad opera del circuito integrato SL630, dovuta alla tensione di controllo automatico di guadagno ad esso fornito dal circuito SL620.

ALCUNI RAGGUAGLI SUI CIRCUITI INTEGRATI

Il circuito integrato tipo SL630 non è altro — come già abbiamo precisato — che un amplificatore di Bassa Frequenza, che non si differenzia notevolmente dalla maggiore parte dei circuiti analoghi, ad eccezione del fatto che prevede il collegamento di una tensione per il controllo automatico del guadagno, in grado di funzionare entro una gamma assai estesa.

Il segnale di ingresso viene applicato direttamente ad un amplificatore differenziale (da cui deriva la caratteristica dell'ingresso bilanciato), senza cioè l'impiego di condensatori di accoppiamento, a patto che il segnale di ingresso sia appunto di tipo bilanciato, senza alcun terminale a massa.

La tensione di controllo automatico di guadagno, applicata al terminale n. 8, controlla l'intensità della corrente di ritorno del circuito di emettitore dell'amplificatore differenziale, attraverso un transistor la cui base fa capo al terminale n. 8, e ad una resistenza del valore di 3,6 k Ω , contenuta nello stesso circuito integrato.

Una resistenza del valore di 750 Ω , presente tra la base ed il collettore di quello stadio, funge da elemento per il controllo della linearità, avente proprio il compito di consentire un effetto di controllo pari a quello illustrato dal grafico della citata figura 3.

Per la parte restante, il circuito provvede semplicemente ad amplificare (entro una gamma dinamica di 40 dB), e termina con un'uscita in serie, che può fornire un segnale della potenza massima di 250 mW, se lo stesso circuito viene usato semplicemente come amplificatore di potenza.

A differenza di altri tipi di circuiti integrati — tuttavia — i necessari componenti resistivi e capacitivi di polarizzazione, per sopprimere le eventuali oscillazioni parassite, sono tutti compresi nell'unità integrata, evitando così l'aggiunta di numerosi componenti esterni.

Il terminale n. 7, che risulta non collegato nel circuito di figura 1, può essere collegato a massa per sopprimere il segnale di uscita a frequenza acustica. Nell'eventualità quindi che si desiderasse aggiungere un controllo manuale del guadagno (anziché usare la seconda unità integrata SL620), è possibile collegare un potenziometro tra i terminali 9 e 12 del circuito SL630, facendo in modo che il cursore faccia capo invece al terminale n. 8.

Già altre volte, in occasione di altre descrizioni del genere, abbiamo precisato che non è molto utile riportare lo schema del circuito interno delle unità integrate di tipo monolitico, sia in quanto si occuperebbe dell'inutile spazio redazionale, sia in quanto un circuito integrato non può mai essere rappresentato in tutti i suoi dettagli, a causa degli effetti di accoppiamento di natura capacitiva, induttiva, resistiva, ecc., che sussistono tra i vari elementi ricavati nel substrato, pur non facendo parte del circuito vero e proprio, e non potendo quindi essere rappresentati graficamente nel modo convenzionale. Di conseguenza, riteniamo sufficiente per il Lettore il fatto di conoscere le osservazioni riportate nei confronti del circuito SL630.

Per quanto riguarda invece l'unità SL620, essa si differenzia dalla maggior parte dei circuiti integrati a causa della sua funzione particolare. I primi quattro stadi che ne fanno parte costituiscono gli amplificatori di ingresso. L'uscita a frequenza acustica viene applicata ad un amplificatore ad accoppiamento

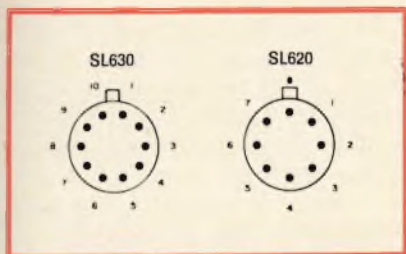


Fig. 4 - Connessioni allo zoccolo dei due circuiti integrati, secondo la numerazione convenzionale riferita allo schema globale di figura 1.

diretto (ossia senza l'interposizione di valori capacitivi), tramite due rivelatori. Uno di essi, a causa del valore capacitivo che lo caratterizza, presenta una costante di tempo

di salita e di discesa assai breve. Il secondo stadio, abbinato ad un altro valore capacitivo, presenta invece una costante di tempo maggiore. Di conseguenza, qualsiasi segnale di ingresso risulta in grado di determinare rapidamente il funzionamento del controllo automatico di guadagno (entro circa 20 ms), mentre l'effetto di controllo cessa dopo un periodo di tempo circa dieci volte più lungo, pari cioè approssimativamente a 200 ms.

L'effetto globale consiste quindi in una rapida reazione del circuito di controllo automatico del guadagno, senza che si manifestino però falsi effetti di controllo, dovuti ad

improvvisi picchi del segnale, che potrebbero presentarsi dopo che la modulazione ha avuto inizio.

Altri due stadi di questo secondo circuito integrato formano un dispositivo «trigger», che rivela i picchi improvvisi di ampiezza superiore a 4 mV, come ad esempio i cosiddetti «burst» di rumore. Quando uno di questi segnali si presenta durante una pausa del segnale di ingresso, viene evitato che esso raggiunga la uscita deturpando la modulazione utile.

Un altro stadio — infine — abbinato ad una capacità di valore opportuno, costituisce una specie di circuito di memoria caratterizzato da una costante di tempo pari a circa 1 secondo. Finché il segnale di modulazione proveniente dal microfono è presente, esso non svolge alcuna azione, mentre — durante una pausa di durata superiore ad un secondo — la suddetta capacità si scarica in modo da ottenere la neutralizzazione totale del segnale di uscita.

CONCLUSIONE

Grazie a questi particolari accorgimenti circuitali, questo dispositivo permette quindi di ottenere un segnale di modulazione costante, nonostante le eventuali variazioni del tono di voce di chi parla davanti al microfono, e facilita inoltre la totale eliminazione dei segnali di disturbo prodotti sia ad opera di fenomeni intrinseci del circuito di modulazione, sia ad opera di suoni estranei alla trasmissione, captati dal microfono.

Con l'impiego di due semplici circuiti integrati e di pochi altri componenti, la realizzazione del sistema di controllo non presenta problemi, né per quanto riguarda l'allestimento pratico ed il montaggio, né agli effetti della messa a punto, del tutto inesistente. L'aggiunta al circuito di modulazione di un trasmettitore pre-esistente o in fase di costruzione del dispositivo descritto, non può quindi che arrecare un notevole vantaggio, sotto il profilo della stabilità di funzionamento e dell'intelligibilità dei messaggi al momento della ricezione.

SONY

HST-388

AMPLIFICATORE SINTONIZZATORE STEREO FM - AM CON RIPRODUTTORE DI CASSETTE STEREO 8 INCORPORATO.

Il Sony HST-388 è un apparecchio radicalmente nuovo e di straordinarie prestazioni. Esso riunisce in un mobile di linea moderna e funzionale un amplificatore a bassissima distorsione, un sintonizzatore ad elevata sensibilità e selettività e un riproduttore di cassette a 8 piste.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Sezione Sintonizzatore

Gamma di sintonia: FM 87,5 ÷ 108 MHz; AM 530 ÷ 1.605 kHz ● Sensibilità FM: 3 µV

Sezione Amplificatore

Potenza d'uscita musicale: 5+5 W ● Risposta di frequenza: 35 ÷ 17.000 Hz

Sezione Riproduttore

Velocità: 9,5 cm/s ● Risposta di frequenza: 40 ÷ 13.000 Hz ● Wow e Flutter: 0,2%

Caratteristiche Generali

Alimentazione: 100 ÷ 240 V - 50/60 Hz ● Dimensioni: 564 x 126 x 290 ● Peso: 6,9 kg

ACQUISTATE PRODOTTI SONY SOLAMENTE CON GARANZIA ITALIANA

PRESTIGIOSO RICEVITORE PER 12 m

a cura di A. RECLA



In questo articolo si descrive un modernissimo ricevitore per radioamatori per la gamma dei 2 m, progettato allo scopo di sostituire i normali convertitori in uso per tale gamma, il cui rendimento è spesso insoddisfacente.

Normalmente gli amatori per la ricezione delle trasmissioni effettuate sulla banda di 2 m impiegano un convertitore aperiodico che, ricevendo i segnali da 144 a 146 MHz a larga banda, li converte nella gamma delle onde corte da 28 a 30 MHz. La sintonia della stazione, l'amplificazione del segnale, la demodulazione e l'ampli-

ficazione in BF avvengono con un ricevitore ad onde corte collegato di seguito.

Questa disposizione generalmente impiegata finora, non corrisponde più allo stato attuale della tecnica e presenta per di più una serie di inconvenienti. Il più importante è che, a causa della conversione a larga banda dei segnali della banda 10 m, in presenza di segnali intensi avviene il sovraccarico dei due primi mescolatori cosicché la ricezione delle stazioni, che arrivano con una intensità minore, subiscono la modulazione crociata; ciò particolarmente quando nel preamplificatore del convertitore manca un control-

lo automatico di amplificazione.

Un altro inconveniente è causato dal fatto che il ricevitore per amatori per 10 m è suddiviso in 4 gamme commutabili. Per la sintonizzazione sull'intera banda dei 2 m occorre perciò commutare tre volte e sintonizzare quattro volte con relativa perdita di tempo.

Si aggiunga inoltre che ora nella gamma UHF degli amatori viene impiegata la modulazione di frequenza per la quale i normali ricevitori per OC non sono predisposti. Si potrebbero bensì sintonizzarsi sul fianco della curva di sintonia, ciò però non permetterebbe più di ottenere i vantaggi della modulazio-

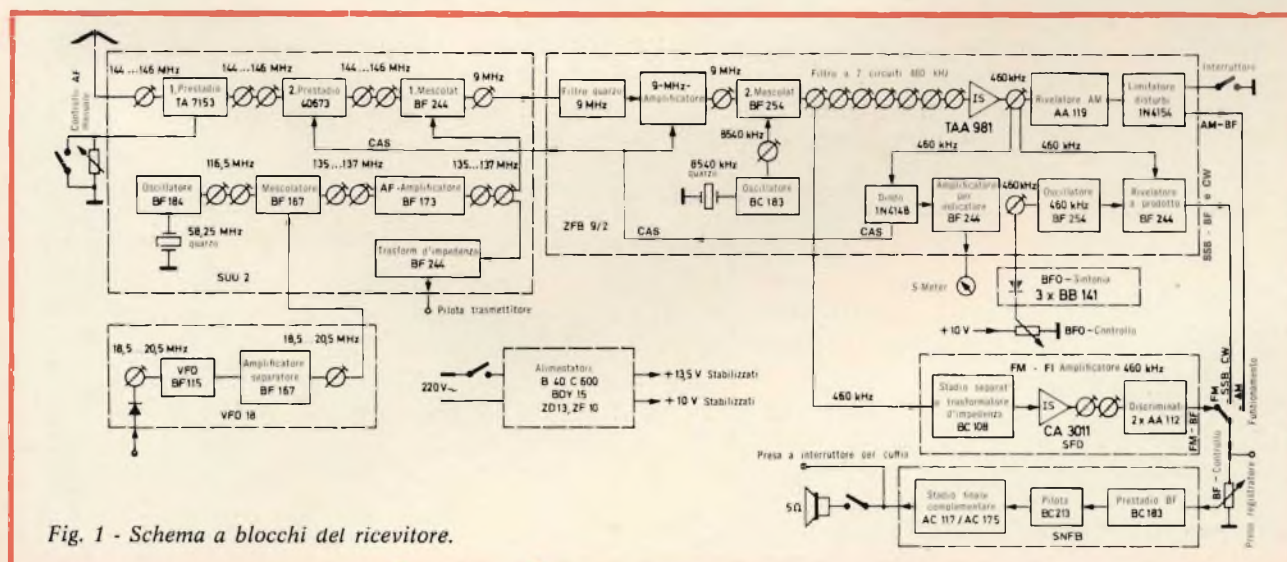
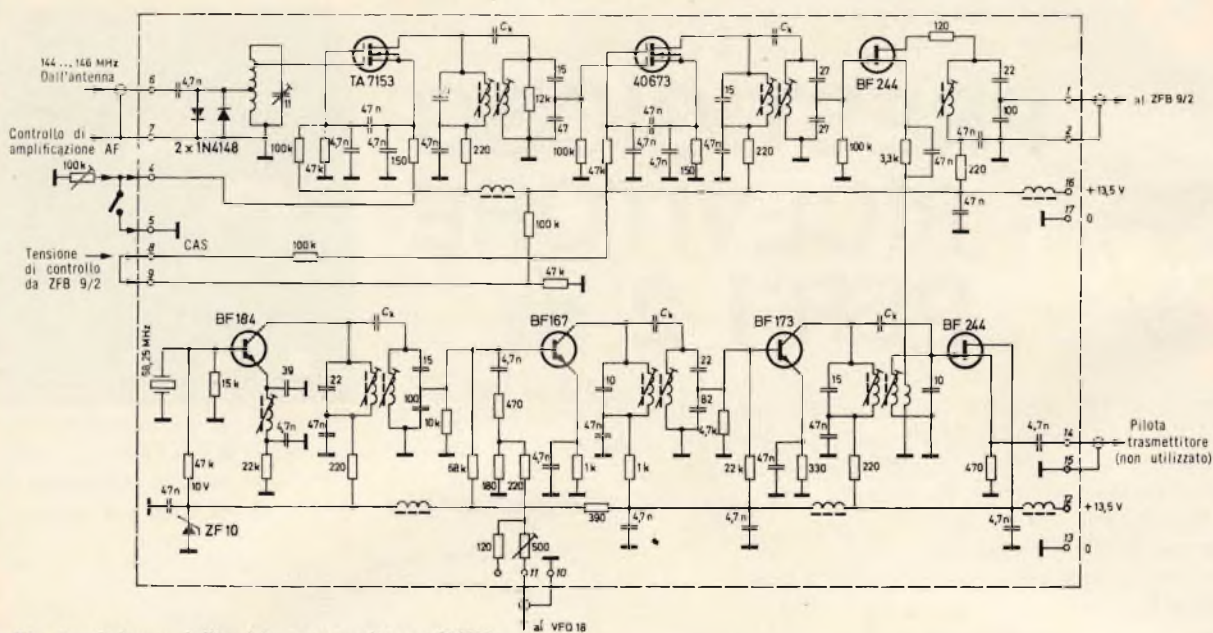


Fig. 1 - Schema a blocchi del ricevitore.



ne di frequenza, ossia la soppressione dei disturbi, ecc. Per questo occorre che l'amplificatore per FI funzioni in limitazione, e cioè che non sia provvisto di controllo automatico e che la demodulazione venga effettuata con apposito discriminatore.

La successiva incorporazione di un discriminatore non è normalmente possibile perché i moderni ricevitori per OC in genere sono predisposti per la ricezione CW e SSB. Inoltre essi, avendo incorporato un filtro a quarzo o uno meccanico, presenterebbero una banda passante troppo piccola (non maggiore di 3 kHz) mentre per il funzionamento in FM sono necessari circa 12 kHz. Per questa ragione è consigliabile abbandonare il vecchio schema di principio e costruire un ricevitore che soddisfi le richieste della banda dei 2 m.

LO SCHEMA DI PRINCIPIO MODERNO

Nei moderni ricevitori per amatori per 2 m, la sintonia viene effettuata già nello stadio del primo mescolatore utilizzando un oscillatore VFO. Detto stadio può essere equipaggiato con un transistor FET oppure con un MOS-FET a doppio gate i quali, avendo una caratteristica di trasmissione approssimativamente quadratica, eliminano pressoché completamente la modulazione crociata. L'abolizione di uno stadio mescolatore (28-30 MHz) contribuisce parimenti a migliorare il comportamento alla modulazione crociata del ricevitore.

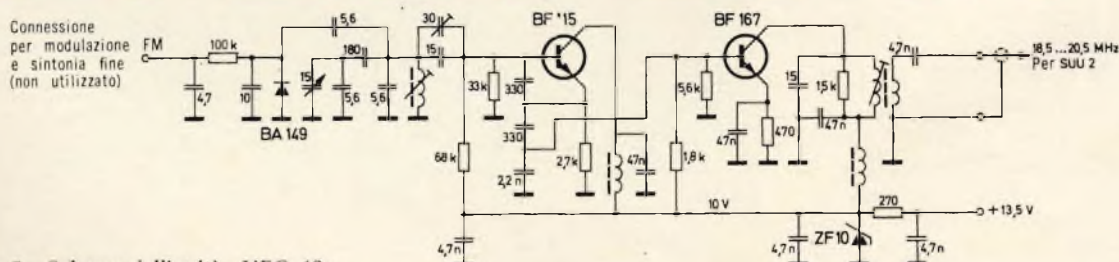
La conversione del segnale 2 m sulla prima FI di 9 MHz avviene dunque già nel convertitore. Il segnale FI viene inviato al relativo amplificatore sulla cui entrata esiste

normalmente un filtro a quarzo che serve per la necessaria selezione dal canale adiacente. La successiva elaborazione del segnale avviene nella maniera convenzionale.

Il ricevitore di elevata efficienza per la gamma 2 m (che presentiamo nel titolo e nello schema a blocchi di fig. 1) si basa su questo nuovo circuito. Esso copre la gamma da 144 a 146 MHz ed è predisposto per CW, SSB, AM e FM. Grazie all'impiego di componenti commerciali già finiti, la costruzione può essere effettuata anche da amatori sprovvisti di strumenti AF. All'infuori dei fori sul pannello frontale e della preparazione del telaio, non risultano necessari altri lavori meccanici.

LE UNITA' SEPARATE

Il ricevitore (fig. 1) consta delle seguenti unità separate della Sem-



condensatori elettrolitici



coset: convertitore «SUU2», «VFO 18», unità FI tipo «ZFB 9/2», discriminatore FM «SFD» e l'amplificatore per BF «SNFB». L'alimentatore può venir autocostruito nella maniera convenzionale. L'indirizzo della Semcoset è: D3201 Wessein-Steinbruch 189 (RFT).

UNITA' DEL CONVERTITORE SUU2

Il convertitore SUU2 (fig. 2) assieme al VFO 18 converte il segnale da 2 m nella prima frequenza intermedia di 9 MHz. All'entrata dell'antenna si trovano due diodi posti in opposizione che proteggono il primo transistor da segnali d'entrata di eccessiva intensità. Il convertitore possiede due prestadi equipaggiati con transistori MOS-FET a doppio gate. L'amplificazione del primo transistor MOS-FET (tipo TA/7153 a bassissimo rumore) viene regolata a mano, mediante un resistore variabile, particolare molto importante in prossimità delle stazioni emittenti.

Nel secondo transistor preamplificatore l'amplificazione viene controllata automaticamente (CAS) prelevando la tensione di controllo dalla sezione FI cosicché viene eliminato il sovraccarico del successivo stadio mescolatore, costituito da un transistor FET a sbarramento (BF 244). Filtri di banda con elevato fattore di merito assicurano una buona selettività e il miglior adattamento per un basso fruscio.

L'oscillatore a quarzo che si trova sullo stadio convertitore col transistor BF 184 oscilla sulla frequenza di 58,25 MHz. Il suo circuito di collettore è sintonizzato sulla prima armonica (116,5 MHz). Le armoniche indesiderate e le fondamentali vengono eliminate mediante un filtro posto fra l'oscillatore e lo stadio mescolatore. Questo segnale viene mescolato con le frequenze 18,5-20,5 MHz del «VFO18» sul transistor mescolatore BF 167, cosicché nel circuito del collettore si forma una frequenza di sovrapposizione da 135 a 137 MHz.

Lo stadio successivo (BF 173) amplifica il segnale che, mediante accoppiamento induttivo, viene inviato nello stadio mescolatore di

TABELLA I - Caratteristiche delle unità SEMCOSET

Unità-convertitore «SUU2»

Gamma di frequenze:	144-146 MHz
Fruscio:	circa 1,2 dB
Modulazione crociata con segnale disturbante = 10 mV con 100 kHz di distanza da un segnale utile (non modulato) di 1 μ V:	1%
Amplificazione diretta:	25 dB
Attenuatore dell'interferenza d'immagine:	80 dB
Reiezione FI:	≥ 100 dB
Rapporto di CAS:	> 46 dB
Impedenza d'uscita 9 MHz:	1200 Ω
Tensione d'alimentazione:	13,5 V
Consumo:	circa 30 mA
Dimensioni piastra:	150 mm x 80 mm

Unità FI «ZFB 9/2»

Frequenze d'entrata:	9 MHz
Impedenza d'entrata:	1200 Ω
Frequenza intermedia:	9 MHz, 460 kHz
Amplificazione:	80 dB
Larghezza di banda FI per 3 dB:	5 kHz
per 60 dB:	16 kHz
Tensione di controllo per il convertitore:	+5 V $\div$ -2 V
Tensione d'alimentazione:	13,5 V
Consumo:	circa 4 mA
Dimensioni piastra:	150 mm x 95 mm

Unità «VFO 18»

Gamma di frequenze:	18,5 ... 20,5 MHz
Stabilità della frequenza	
alle variazioni di temperatura:	migliore di $10^{-5}/^{\circ}\text{C}$
con variazioni nella tensione d'alimentazione:	30 Hz/V
Tensione d'alimentazione:	13,5 V
Consumo:	15 mA
Dimensioni:	55 x 98 x 55 mm
Frequenza centrale d'entrata:	460 kHz

Unità demodulatore - FM «SFD»

Distanza delle cuspidi della caratteristica:	circa 12 kHz
Inizio limitazione:	per circa 400 μ V
Soppressione AM con un segnale d'entrata di 1 mV:	40 dB
Tensione d'uscita BF per una deviazione di 3,5 kHz: 60 mV su 20 k Ω	
Tensione d'alimentazione:	13,5 V
Consumo:	22 mA
Dimensioni piastra:	40 mm x 72,5 mm

Unità amplificatore per BF «SNFB»

Tensione d'entrata per piena eccitazione:	25 mV
Impedenza d'entrata:	30 k Ω
Frequenza limite superiore:	7 kHz
Potenza d'uscita:	2,4 W
Consumo corrente di riposo:	circa 20 mA
con piena eccitazione:	circa 300 mA
Tensione d'alimentazione:	13,5 V
Dimensioni piastra:	40 mm x 72,5 mm

I filtri intercalati fra il mescolatore, l'amplificatore e il trasformatore d'impedenza, sopprimono le frequenze laterali indesiderate che potrebbero formarsi per effetto della conversione. Il diodo stabilizzatore Zener (ZF 10) serve per la stabilizzazione della tensione dell'oscillatore su 10 V.

Benché il condensatore variabile del VFO abbia un funzionamento fine per facilitare la sintonizzazione delle stazioni SSB, esso è provvisto di un demoltiplicatore a ruote dentate con un rapporto 36 : 1. Il collegamento con l'asse del condensatore variabile è effettuata con un accoppiamento meccanico a croce privo di gioco. Completa il comando di sintonia una scala tarata con graduazioni di 50 kHz.

Il filtro a quarzo da 9 MHz posto all'entrata (fig. 4) ha una larghezza di banda di 12 kHz per la ricezione FM assicurando la necessaria selettività rispetto al canale adiacente. Segue il transistore a doppio gate (MOS-FET 40.600)

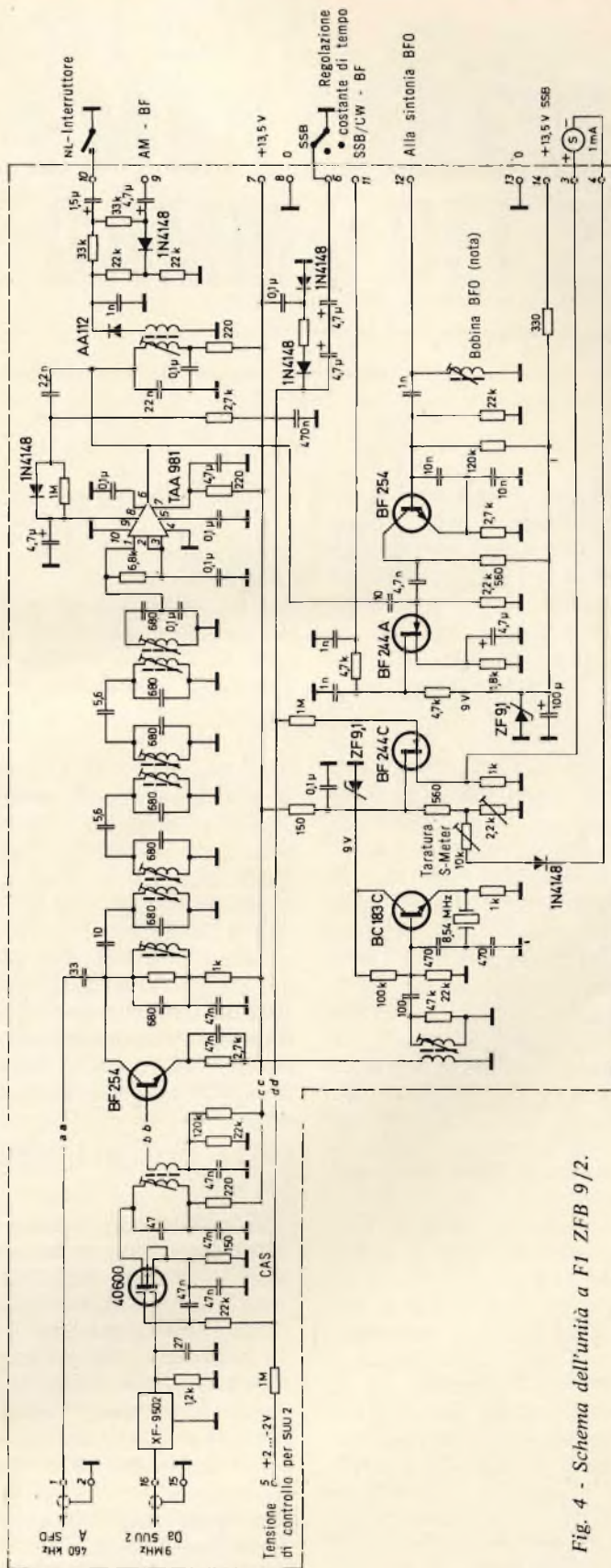


Fig. 4 - Schema dell'unità a F1 ZFB 9/2.

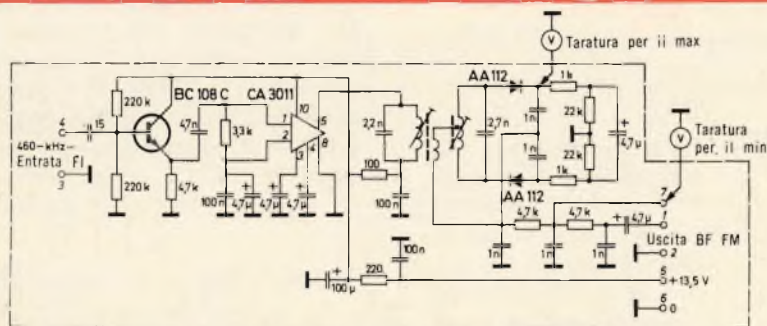


Fig. 5 - Schema dell'unità demodulatore FM «SFD».

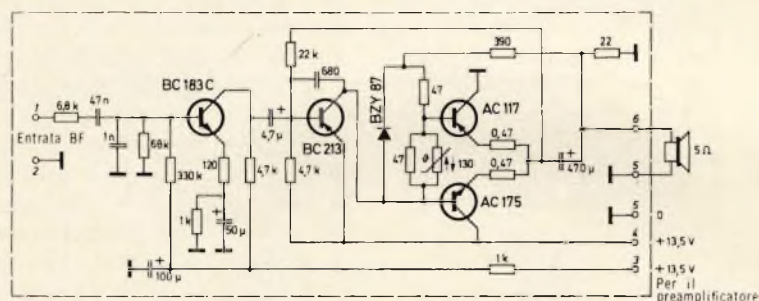


Fig. 6 - Schema dell'unità-amplificatore BF «SNFB».

come stadio controllato. Il segnale da 9 MHz arriva poi al secondo mescolatore con un transistor con doppia entrata BF 154 nel quale avviene la conversione sulla seconda frequenza FI di 460 kHz. Il segnale conversione necessario per questo, avente la frequenza di 8540 kHz viene generato con un oscillatore a quarzo e inviato nell'emettitore del mescolatore sul cui circuito del collettore si forma la frequenza di 460 kHz. La disposizione a filtro con 7 circuiti aumenta la selettività restringendo la banda a 5 kHz, valore necessario per SSB, CW e AM.

Dopo un'ulteriore amplificazione mediante il circuito integrato TAA 981 il segnale arriva al diodo rivelatore AM (AA112) e al rivelatore a prodotto (BF 224A) per la ricezione in SSB e CW. Il necessario segnale ausiliario viene applicato al gate. Esso viene generato da un oscillatore libero da 460 kHz (BF 254) che viene sintonizzato mediante diodi a capacità variabile collegati in parallelo (BB 141) vedi fig. 1, ciò che è necessario per ottenere l'opportuna variazione di capacità per la gamma.

Per ottenere la tensione di con-

trollo automatico (CAS) viene rettificata la tensione AF mediante un diodo (1N4148). Il CAS funziona come fosse manuale con un tempo d'inserzione breve ed un più lungo tempo di scarica. Con la ricezione SSB si aumenta la costante di regolazione connettendo due condensatori elettrolitici fra loro con polarità opposte. Con la tensione CAS viene controllata l'amplificazione dello stadio 9 MHz quella del secondo convertitore ed azionato inoltre l'«S meter».

UNITA' DEMODULATORE FM «SFD»

Il demodulatore FM (fig. 5) viene collegato con una breve connessione al circuito del collettore da 460 kHz allo stadio mescolatore (BF254) dell'unità FI. Tramite il trasformatore d'impedenza (BC 108C) il segnale da 460 kHz viene inviato al successivo circuito integrato (CA 3011) che lo amplifica e lo limita, cosicché assieme al discriminatore simmetrico ne risulta una buona soppressione dei disturbi. Nella ricezione AM, CW, e SSB la tensione d'alimentazione sul discriminatore viene tolta.

UNITA' AMPLIFICATORE BF «SNFB»

L'unità BF (fig. 6) consta di uno stadio preamplificatore (BC 183) del pilota (BC 213) e dello stadio finale a sistema complementare (AC117 e AC175) che fornisce una potenza d'uscita di 2,4 W su 5 Ω.

FUNZIONAMENTO DELL'S-METER

Un amplificatore (BF 244C, figura 4) porta la tensione di controllo ad un valore tale da far funzionare l'S-Meter. Lo strumento, illuminato, è tarato in unità «S» ed in dB. Per l'indicazione valgono i seguenti valori di riferimento: S9 = 5 μV di tensione d'entrata, 1 unità S = 5 dB e 0 dB = 0,03 μV. Dato lo scarto del valore nei componenti possono intervenire delle variazioni nell'indicazione S. Due resistori regolabili (10 kΩ e 2,2 kΩ) permettono di tarare per lo zero e per il punto di taratura S9. Lo strumento è in grado di funzionare con tutti i sistemi di ricezione.

ELENCO DEI COMPONENTI SPECIALI

- 1 - Custodia verniciata
- 1 - Pannello frontale di alluminio
- 1 - Unità convertitore «SUU2»
- 1 - Unità FI «ZFB 9/2»
- 1 - Unità «VFO 18»
- 1 - Unità demodulatore FM «SFD»
- 1 - Unità BF «SNFB»
- 1 - Comando per sintonia fine
- 1 - Piastra di montaggio per «VFO18» per il fissaggio col comando di sintonia
- 1 - Scala a disco incisa (144...146 MHz)
- 1 - Comando a manopola per «VFO18»
- 1 - Accoppiamento assiale «HUCO»
- 1 - S-Meter
- 1 - Commutatore a rotazione con 3x3 contatti
- 3 - Interruttori miniatura a levetta
- 1 - Lampadina a luminescenza con zoccolo
- 1 - Presa BNC
- 1 - Connettore schermato parte fissa a 5 poli
- 1 - Presa per altoparlante con contatto d'interruzione
- 3 - Manopole con dischetto cromato
- 1 - Manopola ad indice
- 1 - Diodo Zener ZF 10
- 1 - Diodo Zener ZD 13
- 3 - Diodi varicap BB 141
- 1 - Transistore BDY 15
- 1 - Rettificatore a ponte al silicio B 40 C 600
- 1 - Altoparlante
- 1 - Telaio di protezione per altoparlante
- 1 - Trasformatore d'alimentazione 220 V/18 V, 0,6 A

OSCILLATORE SUPPLEMENTARE FM PER LA GAMMA DEI 2 m

a cura di L. BIANCOLI

Proponiamo in questa occasione la costruzione di un circuito assai semplice, costituito da un solo transistor, un cristallo, una induttanza, due capacità ed una resistenza, che — nonostante le esigue dimensioni e la struttura elementare — si rivela di grande utilità in numerose occasioni.

Indubbiamente, molti dei nostri Lettori — nelle loro precedenti esperienze realizzative nel campo della trasmissione a modulazione di frequenza — hanno tradotto in pratica diversi tipi di semplici oscillatori a cristallo, facilmente riproducibili e costituiti da un numero minimo di componenti. Ebbene, chi ha già ottenuto risultati positivi in questo campo, sa certamente che questi circuiti presentano una flessibilità di impiego che permette di risolvere numerosi problemi occasionali.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Per l'esattezza, il circuito che intendiamo descrivere funziona dissipando una quantità di energia di alimentazione pari a circa 400 mW, attraverso un transistor RCA del tipo 40080 «n-p-n» al silicio. Si tratta di un transistor a basso costo, grazie alla sua enorme diffusione.

L'oscillatore funziona nella gamma di frequenze comprese tra 6 ed 8 MHz, con l'aggiunta del circuito accordato che qui viene descritto, ma può funzionare altrettanto bene

entro l'intero spettro delle Alte Frequenze.

La prima possibilità di applicazione del circuito descritto è stata sfruttata in un trasmettitore a modulazione di frequenza studiato per il funzionamento sui 2 m. La disposizione dei componenti, così come viene proposta, ne consente l'uso come oscillatore a cristallo per il controllo della frequenza, sia in un trasmettitore, che in un ricevitore. Infatti, quando un vecchio circuito funzionante a modulazione di ampiezza viene usato con un convertitore VHF, si presenta assai spesso il problema dello **slittamento di frequenza**, che si identifica anche col cosiddetto fenomeno di **deriva**.

Ciò premesso, quando è necessaria la massima stabilità, un ricevitore la cui sintonia subisca variazioni per diversi motivi (instabilità meccanica, termica, elettrica, ecc.) può comportare difficoltà di ardua eliminazione.

Questo oscillatore, in grado di porre facilmente rimedio al suddetto inconveniente, può essere realizzato con un costo minimo, e — con un po' di spirito di iniziativa — può essere usato quasi con qualsiasi tipo di ricevitore, per ovviare alla necessità di cercare la frequenza opportuna ad ogni contatto via radio, senza avere l'assoluta certezza che nessuno stia chiamando in quel momento.

Naturalmente, l'oscillatore si presta anche all'impiego come parte di un trasmettitore, come generatore di frequenza campione, come stru-

mento di controllo per cristalli di quarzo, come generatore supplementare per una unità funzionante a modulazione di frequenza, o semplicemente come realizzazione sperimentale per passare in modo proficuo un pomeriggio.

La **figura 1** illustra lo schema elettrico dell'oscillatore: il cristallo, la cui frequenza di funzionamento viene scelta in base alle esigenze del realizzatore, viene collegato direttamente tra il collettore (C) e la base (B). Tra la stessa base e la massa sono invece presenti una resistenza da 40 k Ω ed un condensatore da 0,01 μ F, collegati in serie tra loro: la tensione di alimen-

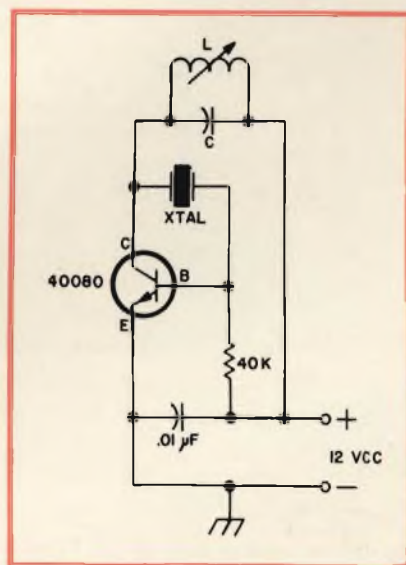


Fig. 1 - Circuito elettrico del semplice oscillatore a cristallo, costituito da un unico stadio e da pochi altri componenti.

tazione, del valore di 12 V, viene applicata collegando il polo negativo direttamente all'emettitore (E), mentre il polo positivo fa capo al punto in comune tra la resistenza e la capacità citate, facenti parte del circuito di base.

Da quello stesso punto, parte anche uno dei terminali del circuito accordato costituito da L e da C, che fa capo dal lato opposto al collettore dell'unico stadio.

Il funzionamento è assai semplice, e può essere sintetizzato come segue: non appena la tensione di alimentazione viene applicata al circuito, la differenza di potenziale che risulta presente tra i poli del cristallo provoca un impulso di tensione sulla base, che viene naturalmente amplificato, e che si presenta quindi con maggiore ampiezza sul collettore. Questo impulso amplificato risulta applicato anche ai capi dello stesso cristallo, ovviamente con polarità opposta rispetto all'impulso precedente, a causa dell'inversione di fase in seno allo stadio, provocando l'applicazione di un secondo impulso alla stessa base, dopo di che il ciclo si ripete ritmi-

camente, con una frequenza che dipende esclusivamente dalle caratteristiche intrinseche del cristallo usato.

Dal momento che la corrente di collettore scorre attraverso il circuito accordato L-C, è ovvio che, se la frequenza di risonanza di questo stesso circuito corrisponde alla frequenza tipica del cristallo, esso rende disponibili delle oscillazioni alla suddetta frequenza, che possono essere sfruttate per diverse applicazioni, sia con accoppiamento capacitivo, sia attraverso un accoppiamento induttivo.

CRITERI REALIZZATIVI

L'intero oscillatore può essere realizzato su di una semplice basetta a circuiti stampati, il cui lato rame è rappresentato alla **figura 2**: la disposizione dei componenti è tutt'altro che critica, ed è suscettibile di qualsiasi modifica che il Lettore ritenga opportuno apportare per sue esigenze specifiche.

Come più volte abbiamo detto, un circuito stampato di minime dimensioni può essere facilmente allestito disponendo di una basetta di materiale isolante con un lato ricoperto in rame di dimensioni adatte. Si provvede poi all'operazione di incisione immergendo la basetta in una soluzione di cloruro ferrico, facilmente ottenibile in un «kit» che contiene tutto il necessario, compresa la vernice protettiva «resist», che dovrà essere asportata al termine del procedimento di incisione chimica.

Una volta tradotto in pratica il circuito stampato, la basetta viene forata nei punti indicati alla figura 2, dopo di che è possibile procedere all'applicazione dei componenti mediante saldatura. Per l'applicazione dello zoccolo di supporto del cristallo, è preferibile praticare due fessure anziché due semplici fori, come risulta appunto evidente alla figura 2.

Per quanto riguarda invece la bobina, che viene montata tramite un foro praticato nella zona della basetta totalmente coperta di rame, i suoi dati costruttivi possono essere i seguenti:

- Diametro del supporto: 6 mm
- Tipo del supporto: con nucleo ferromagnetico a vite
- Numero delle spire: a seconda della frequenza di funzionamento (determinabile con l'aiuto di un «grid-dip»)
- Diametro del conduttore: 0,35 mm (smaltato)
- Spaziatura tra le spire: a seconda della frequenza

Il valore del condensatore C dipende anch'esso dalla frequenza di risonanza del circuito e da quella del cristallo, e dovrà essere dell'ordine di 200-300 pF, con dielettrico in mica metallizzata.

Questo circuito accordato deve essere sintonizzato approssimativamente sulla frequenza voluta, con l'aiuto di un «grid-dip», prima di collegarlo alla basetta a circuiti stampati. Da quanto sopra appare dunque evidente che qualsiasi valore dei due componenti che lo costituiscono può essere adatto, purché la frequenza di risonanza ottenuta si adatti a sua volta a quella del cristallo disponibile, o comunque corrisponda al valore che si desidera ottenere.

FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO

Dopo aver determinato sperimentalmente i valori di L e di C con l'aiuto del «grid-dip», inserire un cristallo con caratteristiche adeguate nel relativo zoccolo. Se si desidera usare una sorgente di alimentazione a bassa impedenza interna, costituita ad esempio da una batteria, è opportuno inserire una resistenza in serie alla linea positiva, per motivi di sicurezza. Infatti, la corrente che circola nell'oscillatore presenta un'intensità variabile tra un minimo di 20 ed un massimo di 40 mA, e — se funziona in modo corretto — sia asportando momentaneamente il cristallo, sia regolando la sintonia di L ed il valore di C, si ottengono notevoli variazioni di intensità di questa corrente.

Per ottenere un funzionamento soddisfacente, è quindi necessario sintonizzare il circuito accordato L-C fino a raggiungere la massima ampiezza del segnale di uscita, e non in modo da ottenere la massi-

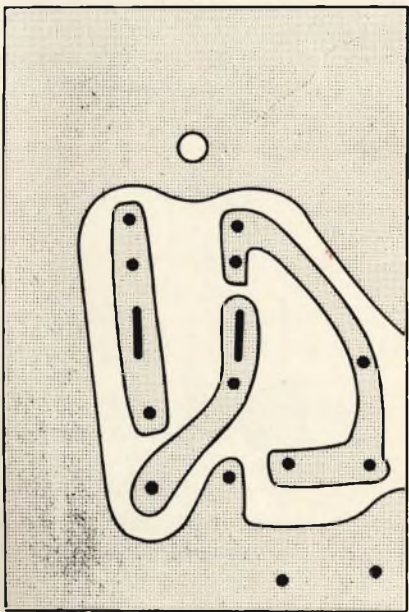


Fig. 2 - Disegno illustrante il lato «rame» della basetta a circuito stampato. Le due fessure centrali servono per l'applicazione dello zoccolo del cristallo, e — in riferimento a questi due terminali — il Lettore non avrà difficoltà ad individuare la destinazione dei terminali degli altri componenti.

FET

multitest

NUOVO

Vantaggi:

L'assenza del cavo di rete permette di collocare lo strumento nel posto più comodo per la lettura. E' più stabile perché è indipendente dalla rete e non ci sono effetti di instabilità dello zero come nei voltmetri a valvola. E' più sensibile: per la misura delle tensioni continue di polarizzazione dei transistori e delle tensioni alternate presenti nei primi stadi di BF o RF. Completato da una portata capacitometrica da 2 pF a 2000 pF (misura con oscillatore interno a RF) e da cinque portate da 0,05 a 100 mA. Lo strumento è protetto contro i sovraccarichi e le errate inserzioni. Alimentazione: 2 pile piatte da 4,5 V, durata 800 ore min. pila da 1,5 V per l'ohmetro. Particolarmente utile per i tecnici viaggiatori e per riparazioni a domicilio.

Caratteristiche:

- V.c.c.** — 1... 1000 V impedenza d'ingresso 20 M Ω
— tolleranza 2% f.s.
- V.c.a.** — 1 V... 1000 V impedenza d'ingresso 1,2 M Ω , 15 pF in parallelo
— tolleranza 5%
— campo di frequenze: 20 Hz ... 20 MHz lineare
— 20 MHz ... 50 MHz $\pm$ 3 dB
— misure fino a 250 MHz con unico probe
- Ohm** — da 0,2 Ω a 1000 M Ω f.s.
— tolleranza 3% c.s.
— tensione di prova 1,5 V
- Capacimetro** — da 2... 2000 pF f.s.
— tolleranza 3% c.s.
— tensione di prova $\approx$ 4,5 V, 35 kHz
- Milliampere** — da 0,05 ... 100 mA
— tolleranza 2% f.s.



ECONOMICO PRATICO

test instruments



TRANSIGNAL AM

Per l'allineamento dei ricevitori AM e per la ricerca dei quasti.
— Gamma A: 550 - 1600 kHz
— Gamma B: 400 - 525 kHz
Taratura singola a quarzo.
Modulazione 400 Hz.

Prezzo L. 16.800



TRANSIGNAL FM

Per la taratura della media frequenza dei televisori e radio FM.
Caratteristiche:
Gamma A - 10,3...11,1 MHz
Gamma B - 5,3...5,7 MHz
Taratura singola a cristallo toll. 0,5%
Alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore o più.

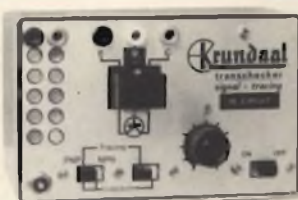
Prezzo L. 19.500



TRANSIGNAL BF (Serie portatile)

— Unica gamma 20 Hz - 20 kHz
— Distorsione inferiore allo 0,5%
— Stabilità in ampiezza migliore del 1%
— Alimentazione 18 V (2 x 9 V in serie)
— Durata 200 ore
— Uscita 1 V eff.

Prezzo L. 16.800



PROVA TRANSISTORI IN CIRCUIT-OUT-CIRCUIT

Per l'individuazione dei transistori difettosi anche senza dissalzarli dal circuito. Signaltracing. Iniettori di segnali con armoniche fino a 3 MHz uscita a bassa impedenza.

Prezzo L. 14.800



SIGNAL TRACER

Per l'individuazione diretta del guasto fin dai primi stadi di apparecchiature Radio AM, FM, TV, amplificatori audio ecc.
Ottima sensibilità e fedeltà.
Alta impedenza d'ingresso, 2 M Ω
Distorsione inferiore all'1% a 0,25 W
Potenza d'uscita 500 mW
Possibilità di ascolto in cuffia e di disinserzione dell'altoparlante per uso esterno.
Alimentazione 9 V con 2 pile piatte da 4,5 V.

Prezzo L. 39.500



TRANSISTOR DIP-METER

Nuova versione
Strumento portatile da laboratorio per la verifica dei circuiti accordati passivi e attivi, sensibile come oscillatore e come rivelatore.
campo di frequenza 3...220 MHz in 6 gamme
taratura singola a cristallo tolleranza 2%
presa Jack per l'ascolto in cuffia del battimento
alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore.

Prezzo L. 29.500



CAPACIMETRO A LETTURA DIRETTA nuova versione

Misura da 2 pF a 0,1 μ F in quattro gamme: 100 pF - 1 nF - 10 nF - 0,1 μ F f.s.
tensione di prova a onda quadra 7 V circa.
Frequenze: 50 - 500 - 5000 - 50.000 Hz circa.
Galvanometro con calotta granluce 70 mm.
Precisione 2% f.s.

Prezzo L. 29.500



GENERATORE DI BARRE TV

Per il controllo della sensibilità del TV, della taratura approssimativa della MF video, della linearità verticale e orizzontale e della sintonia dei canali VHF e UHF durante l'installazione.
— Gamma 35-85 MHz.
— In armonica tutti gli altri canali.
— Taratura singola a quarzo.

Prezzo L. 19.800

DAVOLI

GRATIS A RICHIESTA MANUALE ILLUSTRATO DI TUTTI GLI STRUMENTI KRUNDAAL
DATI DI IMPIEGO - NOTE PRATICHE DI LABORATORIO

VIA F. LOMBARDI, 6/8 PARMA (ITALY)

ma intensità di corrente nel circuito di collettore.

Le prestazioni saranno inoltre assai più soddisfacenti se all'oscillatore verrà applicato un carico adeguato. A causa della massima semplicità del circuito, la sintonia dell'oscillatore ed il suo funzionamento possono presentare caratteristiche piuttosto strane, ma sarà assai difficile che il suo funzionamento venga meno, nel senso che sarà sempre disponibile un segnale di notevole intensità.

L'uscita può essere prelevata direttamente dal collettore dell'unico transistor, attraverso una capacità di accoppiamento di valore ridotto, con dielettrico ceramico o in mica; oppure — se si desidera disporre di un segnale di maggiore entità — è altrettanto facile avvolgere un secondario sul supporto della bobina L, ai capi del quale sarà possibile prelevare il segnale di uscita.

Le caratteristiche di questo avvolgimento supplementare dipendono naturalmente da quelle di ingresso del dispositivo di utilizzazione, per cui si rimanda il Lettore — a tale riguardo — a ciò che è stato

detto a suo tempo a proposito del calcolo delle bobine per Alta Frequenza.

Nell'impiego dell'oscillatore descritto in abbinamento con un ricevitore funzionante a modulazione di ampiezza, la tensione di alimentazione può essere facilmente prelevata dal catodo della valvola finale di Bassa Frequenza, sebbene questo provvedimento sia attuabile soltanto quando — come stadio finale — si usa una valvola funzionante in classe A.

Infatti, dal momento che la valvola provvede da se stessa a limitare l'intensità della corrente derivante dalla polarizzazione catodica, non è più necessaria alcuna resistenza per proteggere il transistor.

Quest'ultimo dissiperà una certa quantità di calore, a causa della quantità di energia in gioco, per cui non è opportuno sistemare il dispositivo in una zona in cui la temperatura ambiente è già di per se stessa piuttosto elevata.

Il semplice metodo di polarizzazione usato nei confronti dell'unico transistor non è però sufficiente per proteggere quest'ultimo. In par-

ticolare, quando il dispositivo viene usato in abbinamento ad un ricevitore, è consigliabile l'uso di un commutatore in grado di cortocircuitare la griglia dell'oscillatore locale, e di inserire in sua vece l'oscillatore a cristallo testé descritto.

Per quanto riguarda la determinazione del punto in cui conviene iniettare nel circuito di conversione le oscillazioni prodotte dal dispositivo, e per determinare anche l'ampiezza ideale, il metodo migliore è quello sperimentale, procedendo cioè per tentativi. Nell'eventualità che l'oscillatore non fornisca un segnale di ampiezza sufficiente per ottenere un buon funzionamento dello stadio di conversione, la sua uscita può essere collegata direttamente all'ingresso del primo stadio di amplificazione ad Alta Frequenza del ricevitore.

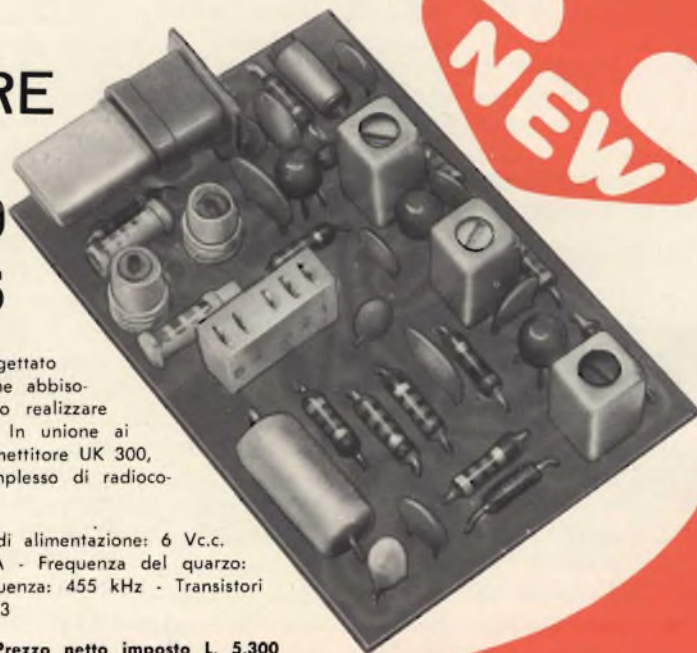
Naturalmente, questa breve nota, è stata redatta partendo dal presupposto che il Lettore conosca perfettamente le caratteristiche di funzionamento del suo ricevitore, e che sia quindi in grado di sperimentarne l'applicazione fino ad ottenere i risultati più soddisfacenti.

RICEVITORE PER RADIOCOMANDO **UK 345**

Il ricevitore supereterodina UK 345 è stato progettato per rispondere alle esigenze di tutti coloro che abbisognano di un radiocomando e che desiderano realizzare un apparecchio ricevente di classe elevata. In unione ai gruppi canali UK 325 e UK 330 ed al trasmettitore UK 300, l'UK 345 consente di realizzare un complesso di radiocomando veramente efficiente.

Caratteristiche tecniche Tensione di alimentazione: 6 V.c.c.
- Corrente assorbita: ~ 5 mA - Frequenza del quarzo:
26,670 MHz - Media frequenza: 455 kHz - Transistori
impiegati: 4x8F233/3

Prezzo netto imposto L. 5.300



UN PILOTA VFO ULTRA STABILE PER TRASMETTITORE 144-146MHz

Per prima cosa esaminiamo la denominazione VFO che significa, in linguaggio anglosassone, «OSCILLATORE A FREQUENZA VARIABILE». Si tratta di un oscillatore utilizzato come pilota per un trasmettitore, ma la cui frequenza non è più fissata da un quarzo, ma dalla frequenza di risonanza di un circuito LC accordato. Il vantaggio di questo dispositivo è dovuto al fatto che è possibile graduare la frequenza del trasmettitore su qualsiasi valore sul quale si desideri lavorare; non si è più legati alla frequenza di uno o più quarzi e ci si può sintonizzare su una frequenza qualsiasi della banda dei radioamatori.

Tutto ciò sembrerebbe molto vantaggioso, ma c'è un grosso inconveniente: è molto difficile rendere stabile la frequenza di un simile pilota. Seguendo le variazioni della tensione di alimentazione, seguendo le variazioni di carico, ed i differenti effetti di capacità parassite, la frequenza emessa da questo pilota VFO si sposta; in parole povere deriva. Ora questa deriva non è accettabile nel caso di una emissione seria, perché rischia di coprire delle altre trasmissioni, cosa che non è corretta.

I rischi di deriva sono severamente perseguiti da chi sorveglia che le stazioni dei radioamatori non escano dalle gamme che sono state loro assegnate. In breve, il nostro pilota non deve derivare.

Il pilota a quarzo è l'ideale allorché si tratta di utilizzare una o due od anche cinque o sei frequenze e che rimangono sempre le stes-

se, ma il VFO è quanto ci sia di più tentatore: poter spostare a piacere la propria frequenza di emissione... Ma per fare ciò, si devono prendere alcune precauzioni.

Prima di tutto, che cosa può fare variare la frequenza di un pilota VFO? Noi abbiamo detto prima che le variazioni della tensione di alimentazione, le variazioni di carico e le capacità parassite sono altrettanti fattori di deriva, avremo dunque bisogno, da una parte, di stabilizzare con molta cura la tensione di alimentazione dello stadio oscillatore (alimentazione stabilizzata), di utilizzare uno o più stadi detti «tamponi» montati dopo il pilota ed il cui ruolo è di evitare a questo di subire delle variazioni di carico, e d'altra parte, di montare il circuito oscillante LC all'interno di una schermatura per evitare tutti

gli effetti di rete e tutte le variazioni di capacità parassite. Oltre a ciò sarà meglio utilizzare un accoppiamento flessibile dolce per comandare l'asse del condensatore variabile e di montare, infine, l'insieme della bobina e del CV su di un supporto antivibrazioni al fine di evitare alle vibrazioni di raggiungere il CV e di eliminare la deriva dovuta a cause meccaniche.

Fatto ciò, potrà sempre succedere che l'oscillatore possa derivare un pochino; allora come fare?

Ci sono innumerevoli possibilità per quanto riguarda lo studio di un pilota, quando si tratta di trasmettere nelle gamme Onde Corte 80 o 40 metri, è possibile utilizzare un pilota, che funzioni direttamente su 3,5 MHz, seguito da un semplice tampone (figura 1/a). Quando si tratta delle gamme Onde Corte di

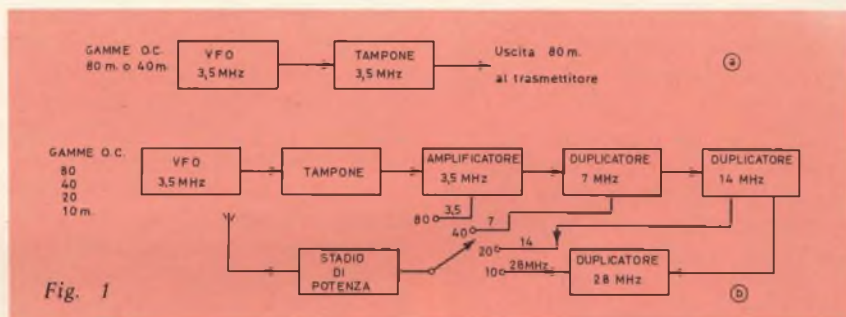


Fig. 1

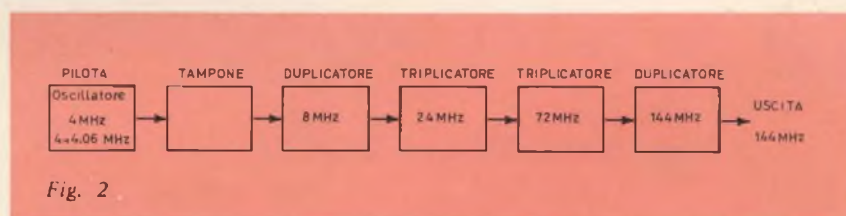
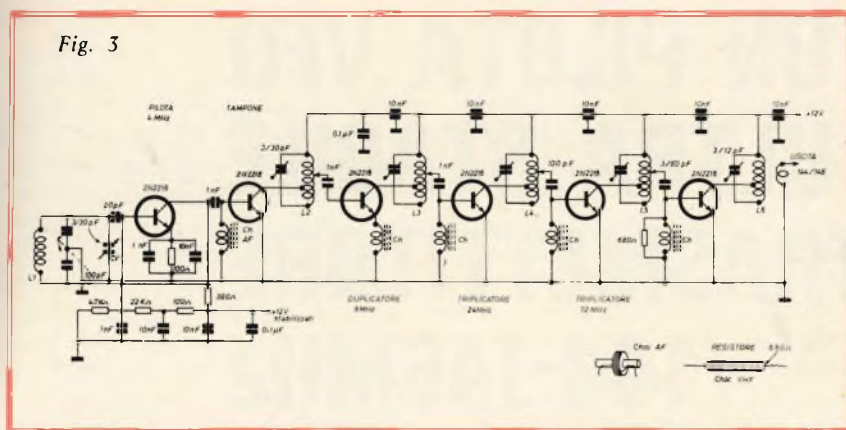


Fig. 2

Fig. 3



frequenze più elevate (20 o 10 metri) è preferibile avere a disposizione un pilota su 3,5 MHz, seguito da uno stadio tampone, poi da stadi duplicatori montati in cascata. E' così che per un trasmettitore decametrico (fig. 1-b) è assolutamente classico il vedere un pilota su 3,5 MHz seguito da uno stadio tampone aperiodico, seguito a sua volta da un amplificatore 3,5 MHz, poi da uno stadio duplicatore su 7 MHz e quindi da un secondo duplicatore su 14 MHz o quadruplicatore su 28 MHz. Per un trasmettitore multi-bande, con un medesimo pilota su 3,5 MHz, sarà sufficiente «far uscire» l'eccitazione dello stadio di potenza su l'uno o l'altro stadio duplicatore al fine di disporre di un segnale su 3,5 - 7 - 14 o 28 MHz.

Con le precauzioni sopra menzionate, la stabilità sarà soddisfacente ed è così che funzionano una buona parte di trasmettitori decametrici. Da notare che questo procedimento è possibile (caso della figura 1-b) perché le bande diletantistiche sono in armoniche le une rispetto alle altre.

Ma nel caso delle Onde Metriche (VHF) il problema si complica; dovremo disporre di un pilota tale che la tensione di uscita sia una eccitazione su 144-146 MHz e non più di 14 o 28 MHz.

Ora, se si considera una deriva di 100 Hz su di un pilota 3,5 MHz, ciò provoca una deriva di 200 Hz sotto 7 MHz, di 400 Hz sotto 14 MHz e di 800 Hz sotto 28 MHz; una deriva di 800 Hz non è terribile, pur essendo fastidiosa, ma

infine non impedisce al corrispondente di seguire la vostra emissione perché la banda passante è come minimo di 3 kHz; in compenso, questa stessa deriva di 100 Hz provocherebbe una deriva finale di 4800 Hz, che farebbe uscire completamente la nostra portante dalla banda passante.

Bisognerebbe dunque che il corrispondente ricerchi la nostra emissione un poco più lontano e si vede facilmente che se la deriva del pilota era di 1 kHz al posto di 100 Hz, la deriva finale sarà di 48 kHz, il che non è più concepibile.

Una deriva di 100 Hz su di un oscillatore funzionante sotto 3,5 MHz corrisponde a 100: 3.500.000 = 3 per centomila!

Se si prende un oscillatore funzionante sotto 145 MHz con una deriva del 3 per centomila, ciò ci dà una deriva di circa 4,35 MHz che è evidentemente equivalente a ciò che si ha partendo da un pilota e facendolo seguire da stadi duplicatori o triplicatori. Ma è infinitamente più difficile realizzare un pilota a frequenza molto elevata, la cui deriva sia così debole, poiché la bobina è molto più piccola (qualche spira e capacità di debole valore) e l'effetto delle capacità parassite assume un'importanza considerevole. D'altra parte, i transistori hanno delle capacità interne che varia-

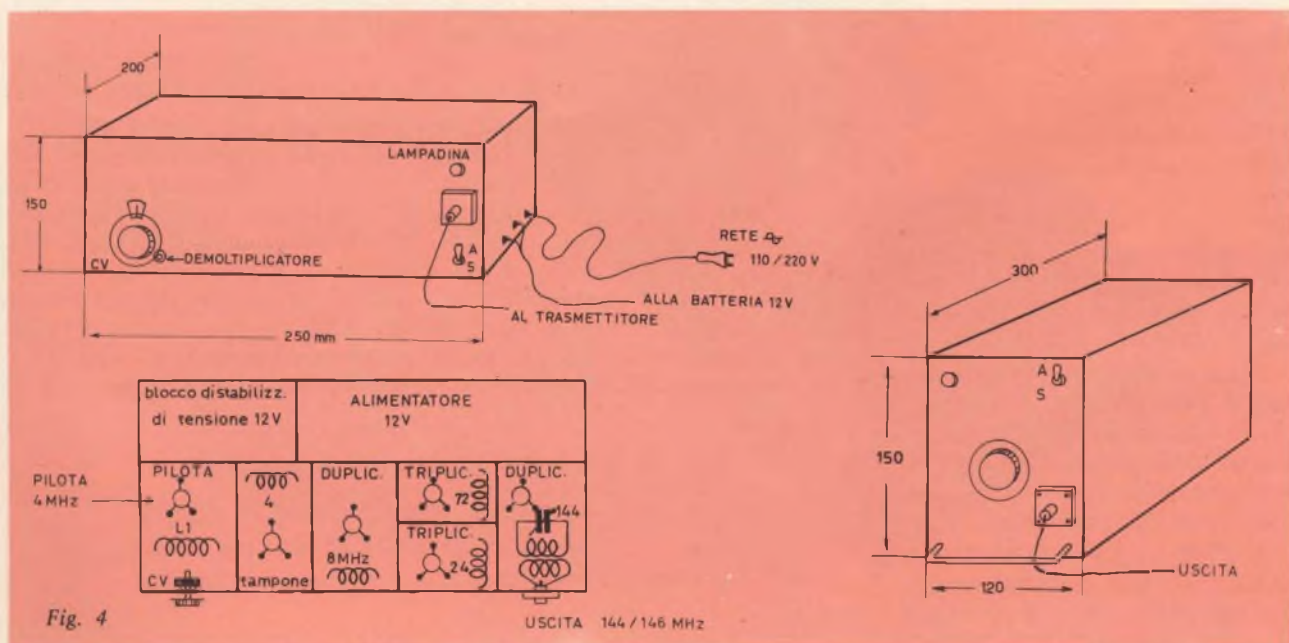


Fig. 4

no in relazione alla tensione applicata ai terminali, mentre ciò non avviene per un tubo a vuoto. La stabilizzazione di un pilota a transistori, è tanto più delicata per queste diverse ragioni; non sarà dunque possibile, in pratica, impiegare un pilota sotto 144 MHz con un trasmettitore potente poiché la deriva sarà automaticamente elevata; quali che siano le precauzioni prese durante la sua realizzazione. Ci si offrono allora due possibilità per realizzare un valido pilota VFO: partire, come nel caso del trasmettitore decametrico (Figura 1b) da un pilota a bassa frequenza e farlo seguire da tutta una catena di stadi duplicatori e triplicatori come si vede in figura 2.

In tal modo, partendo da un pilota sotto 4 MHz, si arriva ai 144 MHz desiderati; che dà un rapporto di $144 : 4 = 36$ e ciò per mezzo di sei stadi al minimo. Per spaziare con continuità da 144 a 146 MHz, sarà necessario che il pilota vada da 4 MHz a $146 : 36 = 4,06$ MHz. La realizzazione di un simile pilota - fig. 3 - non presenta che poche difficoltà.

Vengono utilizzati sei transistori identici, sono dei 2N2218 al silicio, in contenitore TO5; essi presentano il vantaggio di funzionare molto bene in AF ed in VHF e di non interdursi! Inoltre, il montaggio «base a massa» quanto a polarizzazione, evita i problemi di rottura di carico. In effetti, non c'è sbloccaggio di ciascun transistor finché non gli viene applicata l'eccitazione, altrimenti la sua corrente di riposo è praticamente nulla. Ciò evita i rischi di rottura se interviene uno sganciamento. Ogni stadio viene separato dal successivo da alcune schemature - fig. 4.

Dei disaccoppiamenti efficaci eviteranno le interferenze nefaste, mentre alcune capacità variabili ($3/30$ o $3/60$ pF o anche $3/12$ pF) permetteranno di graduare ciascuno stadio al centro della gamma di funzionamento: le bobine AF saranno costituite da dei piccoli avvolgimenti a nido d'ape (vedi schizzo della Figura 3) mentre le bobine VHF saranno realizzate avvolgendo una ventina di spire di filo

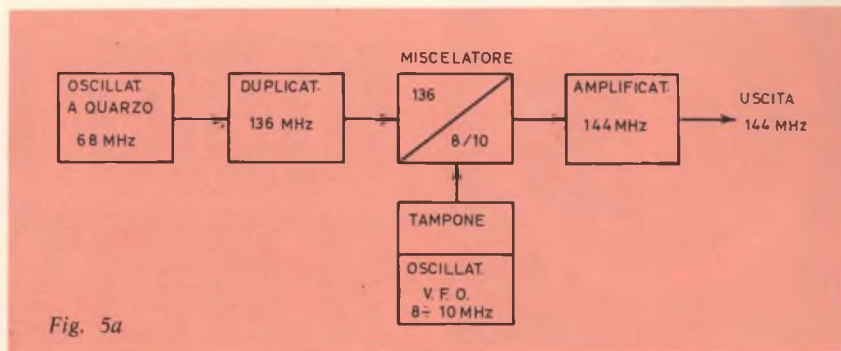


Fig. 5a

smaltato 6/10 mm, circa sui corpi del resistore shunt (680Ω) dopo aver isolato il corpo del resistore per evitare che le spire della bobina siano a contatto con il resistore stesso. Per quanto concerne le caratteristiche dei diversi avvolgimenti, la maniera di realizzarli è illustrata in figura 3.

Tuttavia, la bobina L1 dovrà essere curata molto particolarmente. Essa, infatti, va montata su di un supporto di steatite e bloccata con vernice per AF. Un condensatore

variabile di $3/30$ pF permetterà (per mezzo del grid-dip di collocarsi verso 4000 MHz con il CV, completamente aperto. Il CV di estensione di gamma (da 12 a 20 pF) deve essere di qualità molto buona con supporto in steatite ed a forte scarto tra le lamine. Per quanto riguarda l'alimentazione stabilizzata di 12 V utilizzata dal pilota, sarà utile impiegare un blocco separato (collocato nel medesimo contenitore) e perfettamente regolato; di questa alimentazione ci si

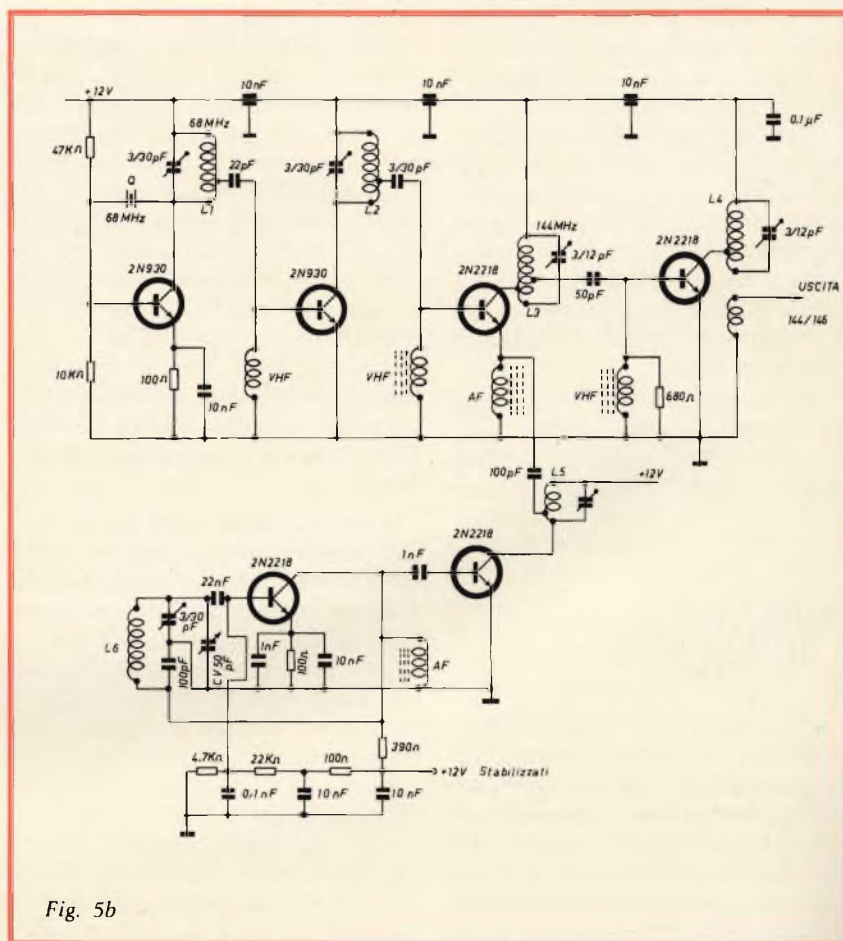
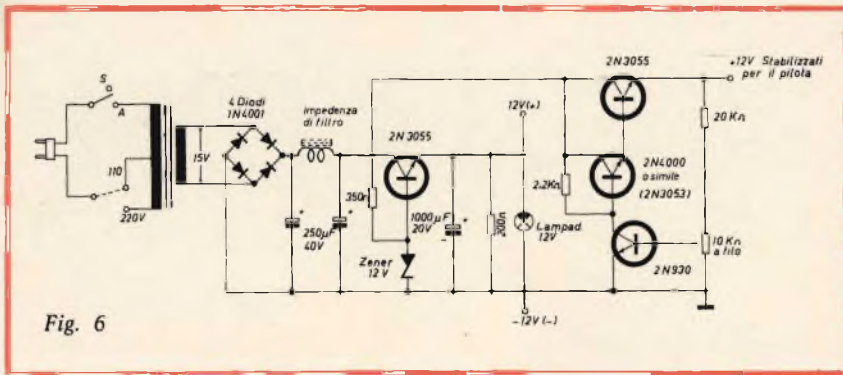


Fig. 5b



3/12 pF, un CV in steatite da 30 a 50 pF con un quadrante demoltiplicatore ed una buona fonte di alimentazione danno a questo VFO un carattere serio ed un impiego esente da fastidi di qualsiasi tipo.

Per quanto riguarda l'alimentazione si possono presentare due casi: per un impiego mobile, è sufficiente una batteria d'automobile di 12 V che fornirà direttamente i 12 V richiesti, ma dopo un filtraggio ed un buon disaccoppiamento, seguito da una regolazione con diodo Zener per i 12V richiesti dal pilota; se si mette in azione in stazione fissa, una alimentazione stabilizzata fornirà partendo dalla rete elettrica a 110 o 220 V, i 12 V necessari.

Lo schema del blocco stabilizzatore e dell'alimentazione (figura 6) è dei più classici; non dimenticare di montare i transistori «ballast» su radiatori al fine di evitare i riscaldamento nocivi alla durata di questi componenti.

Un potenziometro di 10 kΩ permette di regolare la tensione di uscita a 12 V e non ci sarà più in seguito da ritoccare questa regolazione. Le regolazioni dei circuiti oscillanti di tutta la catena del pilota potranno ugualmente essere fatte una volta per tutte utilizzando il grid-dip come primo elemento filtrante poi impiegando il misuratore di campo-ondametro per ottenere il migliore livello di uscita. Tutti i circuiti accordati saranno regolati una volta per tutte al centro gamma dalle frequenze indicate sulle differenti figure.

Un deviatore batteria-settore permetterà il funzionamento senza problemi tanto in mobile che in stazione fissa.

Da notare un dettaglio che ha la sua importanza: nello schema della figura 5 (b) c'è un transistor 2N2218 montato come miscelatore; nella sua base che riceve un segnale sotto 136 MHz è collegata una bobina VHF mentre il suo emettitore, che riceve un segnale sotto 8 a 10 MHz, è alimentato in serie con una bobina d'AF; non montare delle bobine identiche poiché sarebbe catastrofico.

occuperà alla fine di questo articolo. La realizzazione pratica può essere molto varia: la figura 4 mostra due possibilità, sia per il funzionamento fisso (disegno in alto) per il quale il blocco VFO è collocato sotto il trasmettitore VHF propriamente detto, ed in questo caso, delle dimensioni di 250 x 150 x 200 mm sono più che soddisfacenti; in compenso per un funzionamento mobile e con una alimentazione da batteria, è preferibile (vedere il disegno in basso) realizzare un contenitore più profondo che largo; è tutta questione di gusto e di disponibilità di spazio. Nei due casi, il CV è comandato da un demoltiplicatore a frizione dolce, con un gioco il più ridotto possibile. Un interruttore di messa sotto tensione ed un indicatore completano la realizzazione del VFO, l'uscita del quale si effettua per mezzo di una presa coassiale a perdite deboli e l'unione al trasmettitore è realizzata con un cavo schermato di buona qualità di impedenza 50 Ω.

Questo tipo di VFO è molto convenzionale, ma potrà sempre derivare poco o tanto e non rappresenta dunque l'ideale in materia di pilota!

PILOTA VFO A MISCELATORE DI FREQUENZA

Un considerevole miglioramento in materia di pilota a frequenza variabile consiste nell'impiegare un oscillatore a quarzo a frequenza inferiore a quella che si desidera utilizzare per il trasmettitore e di aggiungere una frequenza proveniente da un VFO di tipo tale che il mi-

scoglio di queste due frequenze dia la gamma 144 a 146 MHz. Vediamo un esempio: se si utilizza un quarzo di 68 MHz, un semplice duplicatore ci darà $68 \times 2 = 136$ MHz (la frequenza fissa ed immutabile nel nostro esempio); un VFO ci darà, per quanto lo riguarda, una frequenza che va da 8 a 10 MHz; la miscela di queste due frequenze ci darà da $136 + 8 = 144$ MHz a $136 + 10 = 146$ MHz ed il gioco è fatto! Ma l'enorme vantaggio di questo procedimento consiste nel non moltiplicare la deriva del pilota; se il VFO deriva di 100 Hz, anche la frequenza finale deriverà di 100 Hz e non di più! Ciò perché non c'è nessuna moltiplicazione della frequenza del VFO. Al limite, noi potremmo utilizzare un pilota a quarzo che ci dia per esempio 142 MHz ed aggiungergli un VFO da 4 a 6 MHz, ma per delle ragioni pratiche di miscelazione è consigliabile conservare una frequenza di una decina di MHz per il VFO.

Lo schema a blocchi di questo tipo di pilota molto interessante (figura 5a) ed il suo schema elettrico (figura 5b) non pongono alcun problema.

La disposizione potrà essere simile a quella che è adottata per il tipo di VFO precedente e ciò non ha nessuna importanza. Delle schermature efficaci, degli avvolgimenti eseguiti con cura ed una realizzazione meccanica di buona qualità, è tutto ciò che serve per ottenere un funzionamento soddisfacente del nostro pilota che potrà eccitare direttamente un trasmettitore da $5 \div 25$ W, senza problemi. Anche qui sono stati utilizzati dei transistori al silicio di tipo NPN; delle capacità variabili di 3/30 pF e di

I DIODI ZENER

a cura di FRANTOS



Riportiamo in questo articolo una trattazione abbastanza particolareggiata delle funzioni e degli impieghi dei diodi Zener, naturalmente contenuta nei limiti del possibile in quanto per trattare a fondo questo argomento sarebbero necessari diversi volumi.

Alimentando un diodo a giunzione con una tensione inversa attraverso una resistenza e aumentando progressivamente la tensione d'alimentazione (fig. 1a), si nota che, per una gamma estesa di tensioni inverse, la corrente che attraversa la giunzione è bassa (da qualche nA a qualche μ A) e che questa corrente, a temperatura costante, è praticamente indipendente dalla tensione.

Questo fatto è dovuto ai portatori minoritari il cui numero non dipende praticamente che dalla percentuale di formazione termica (fenomeno paragonabile a quello che si ha con un diodo a filamento di tungsteno la cui percentuale di emissione elettronica non dipende praticamente che dalla temperatura del filamento).

Questa corrente è chiamata inversa di saturazione.

Si può dire che il diodo a giunzione, polarizzato inversamente, presenta una resistenza dinamica molto elevata poiché, a una variazione notevole della tensione dV,

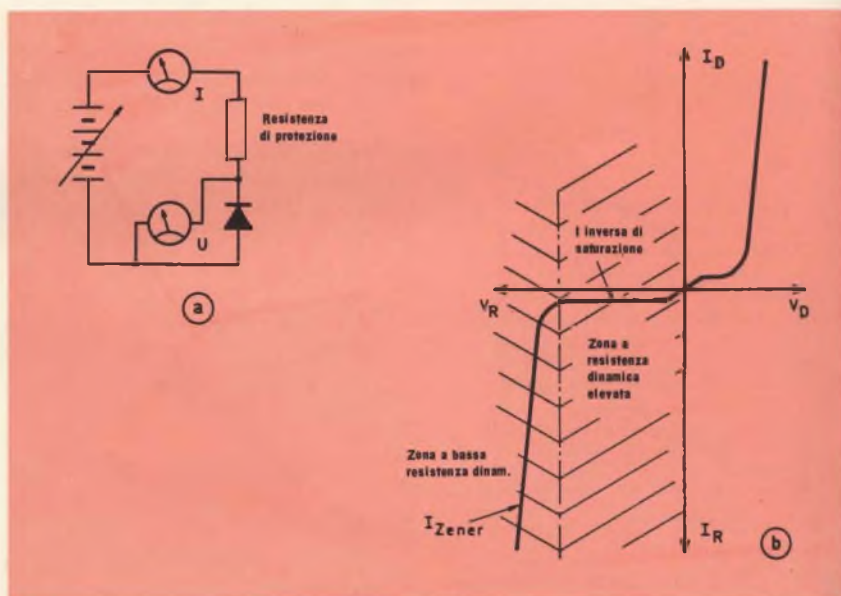


Fig. 1 - Circuito d'impiego di un diodo in a) e relativa curva caratteristica in b).

corrisponde una bassissima variazione di corrente dI. (fig. 1b).

Continuando ad aumentare la tensione ai capi di questo diodo.

Per un valore dato di questa tensione, la resistenza dinamica che era molto elevata diventa molto bassa;

in altri termini, a una variazione molto bassa della tensione ai capi della giunzione corrisponde una variazione elevata della corrente inversa. Se si torna indietro, vale a dire, se si diminuisce progressivamente la tensione ai capi del diodo, si nota che il fenomeno si inverte esattamente per la stessa tensione: si ritorna dallo stato di resistenza dinamica bassa allo stato di resistenza dinamica elevata.

Si può ripetere l'esperienza nei due sensi ogni volta che si vuole; è sempre così, o perlomeno per lungo tempo la potenza dissipata nella giunzione resta molto bassa per non provocare un riscaldamento esagerato.

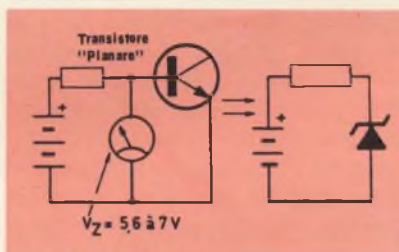


Fig. 2 - Esempio d'impiego di un transistore come diodo.

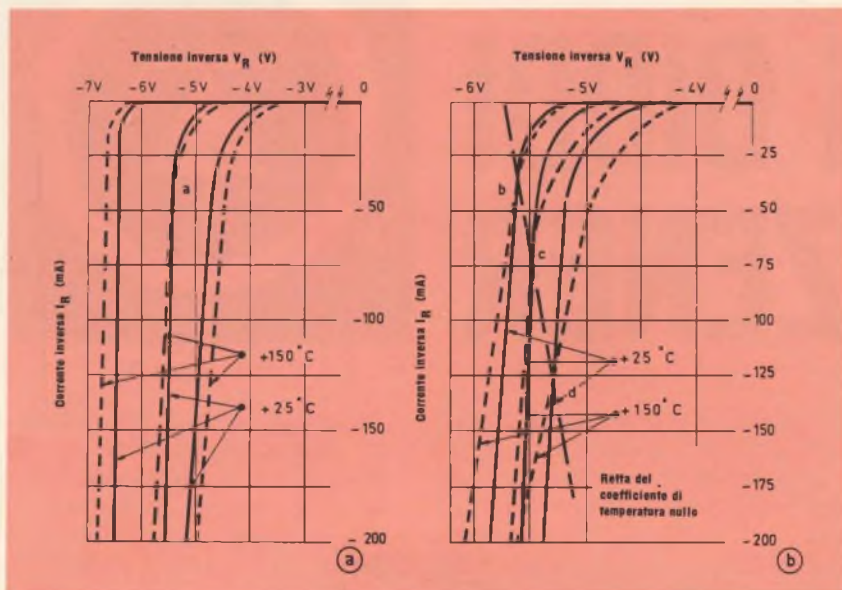


Fig. 3 - Grafici relativi ad alcune curve caratteristiche della temperatura nei diodi Zener.

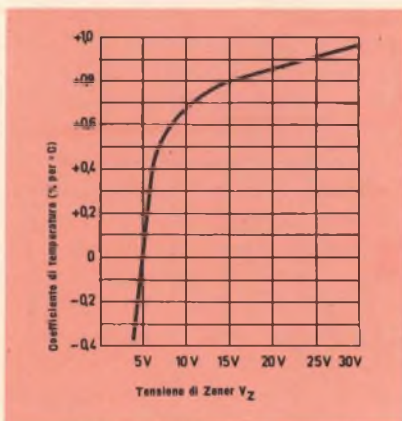


Fig. 4 - Curva della variazione del coefficiente di temperatura in funzione della tensione di ginocchio.

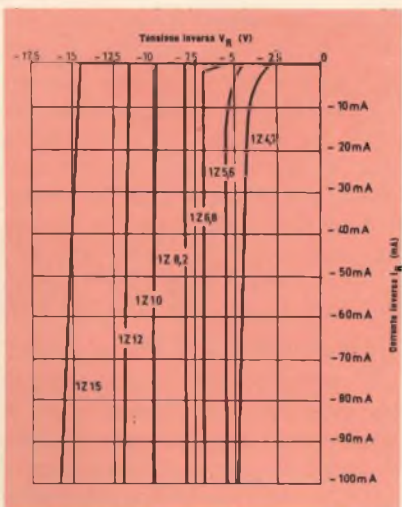


Fig. 5 - Curva della caduta di tensione in funzione della corrente.

Per quanto riguarda la tensione di ginocchio, l'azione della temperatura è diversa a seconda che il fenomeno preponderante sia l'effetto valanga o l'effetto Zener.

Nella regione di Zener — i diodi in cui il ginocchio si pone al di sotto di 5,6 V circa — il coefficiente di temperatura è negativo, vale a dire che un aumento della temperatura della giunzione provoca una diminuzione della tensione di ginocchio.

Al contrario, quando l'effetto valanga è preponderante — diodi la cui tensione di ginocchio è superiore a 6 V — si produce l'inverso: cioè coefficiente di temperatura positivo. Tutto questo si può vedere nella fig. 3a sulla quale si nota che nel punto «a» le curve corrispondenti alle temperature di 25 °C e 150 °C si intersecano. Si ritrova questo punto, chiamato punto a coefficiente di temperatura nullo, nei diodi in cui il ginocchio si pone a delle tensioni leggermente diverse da 5 V, come si può vedere in fig. 3b. Si nota su questi che, per delle tensioni di ginocchio superiori a 5,6 V, questo punto si pone molto vicino al ginocchio della caratteristica $I_Z = f(V_Z)$ mentre per delle tensioni inferiori, quando le correnti sono più alte il coefficiente di temperatura è nullo.

E' interessante notare che, se dal punto di vista coefficiente di temperatura, i diodi che presentano il loro ginocchio per delle tensioni vicine a 5,6 V sono i più interessanti, (come mostra la fig. 4 che rappresenta la variazione del coefficiente di temperatura in funzione della tensione di ginocchio del diodo); i tipi in cui il ginocchio si pone verso 7 o 9 V, hanno una caratteristica $I_Z = f(V_Z)$ che si avvicina di più alla verticale e presentano il minimo di caduta di tensione in funzione della corrente (fig. 5).

Questi due punti sono importanti da ricordare perché si possono trarre le seguenti conclusioni:

a) Se in un circuito la corrente che attraversa il diodo Zener è fissata dal costruttore (riferimenti di tensione non forniscono praticamente alcun consumo e preregolazione della tensione di ingresso), è più vantaggioso u-

Questo fenomeno reversibile, detto rottura della giunzione (break-down) è dovuto alla combinazione di due processi molto diversi:

- La rottura dello Zener - che deve il suo nome a Clarence Zener i cui studi sul meccanismo di rottura nei dielettrici solidi sembravano indicare che esso è molto sensibile all'effetto tunnel.
- A una rottura per effetto di valanga, paragonabile al fenomeno di ionizzazione nei gas.

Questa è la ragione per la quale la tensione di gomito di un diodo Zener non corrisponde all'equazione di Zener $V_Z = 39 \rho_n + 8 \rho_p$ dove ρ_n e ρ_p sono rispettivamente le resistività delle regioni n e p della giunzione.

Questo per un drogaggio particolare, vale a dire aumentando la proporzione delle impurità nelle regioni n e p della giunzione, con il quale sono realizzati i diodi Zener. Si noti che questo spiega che la giunzione base-emettitore di un transistor planare, normalmente più riccamente drogato della giunzione base-collettore, può essere usata come diodo Zener (fig. 2).

Qual'è l'azione della temperatura su un diodo Zener? La corrente di fuga I_R nella zona che precede il ginocchio cresce naturalmente con la temperatura nello stesso modo di qualsiasi altro diodo.

sare uno (o più diodi montati in serie) in cui la tensione di ginocchio si pone verso i 5,6 V. Ciò per assicurare al montaggio una buona stabilità termica.

- b) In un circuito in cui la tensione d'ingresso e la corrente di uscita sono variabili, una migliore stabilità in funzione di questi parametri si ottiene per mezzo di diodi la cui tensione di ginocchio si pone fra 7 e 9 V. Si noti che in questo caso una buona stabilità termica si può allora ottenere mettendo il diodo in una catena termostatica, a scapito della potenza massima ammissibile.

Da quanto si è detto si può dedurre che — trascurando il punto di vista economico — per ottenere una tensione di Zener alta, è più interessante usare dei diodi a bassa tensione montati in serie, diodi da 5,6 V, per ottenere una buona stabilità termica o dei diodi da 7 - 8,2 - 9 V per ottenere una buona stabilità in funzione della tensione d'ingresso e della corrente di uscita. La fig. 6 permette di vedere, con un semplice colpo d'occhio, il guadagno in stabilità termica ottenuto con l'impiego di diodi a bassa tensione montati in serie al posto di un diodo a giunzione singola.

Un buon metodo per migliorare la stabilità in funzione della temperatura di un diodo Zener è quello di scegliere un coefficiente di temperatura positivo e di montare uno o due diodi in senso diretto, in serie con il primo, in modo tale che il loro coefficiente negativo di temperatura compensi meglio quello positivo del diodo funzionante inversamente. Questi assemblaggi sono realizzati da certi costruttori e presentati in un unico contenitore sotto il nome di «riferimento di tensione».

Il modello 1N430A il cui coefficiente di temperatura, per una corrente $I_Z = 10$ mA, non supera lo 0,001% / °C ne è un esempio tipico (fig. 7). Naturalmente, in un montaggio a componenti discreti, non si deve dimenticare che la caduta di tensione diretta dei diodi di compensazione si aggiunge alla tensione di Zener del diodo montato inversamente; così con un diodo Zener

di tensione nominale di 5,6 V e due diodi di compensazione di tensione diretta da 0,7 V, la tensione di riferimento sarà di $5,6 + 1,4 = 7$ V.

In virtù del loro stesso principio di funzionamento, i diodi Zener sono dei componenti particolarmente «rumorosi». Come mostrano le curve di fig. 8 rilevate in via sperimentale su due tipi di diodi, questa condizione si determina in particolare nella regione del ginocchio della loro caratteristica; a causa della debole corrente inversa, il rumore si manifesta con ampiezza maggiore. Molto fortunatamente per i valori normali di corrente nei semplici circuiti di regolazione, vale a dire per delle correnti inverse maggiori di 10 mA, la tensione di rumore generata è molto bassa (qualche mV) e non è più molto fastidiosa.

Al contrario, quando il diodo Zener è usato in un circuito regolatore formato da più stadi di amplificazione della tensione di deriva, questa tensione di rumore rischia di essere amplificata ugualmente e di sovrapporsi alla tensione continua di uscita con una ampiezza non trascurabile. Questo perché, in questi circuiti, è raccomandabile fare funzionare il diodo con una corrente maggiore di 10 mA e shuntarlo con un condensatore non induttivo di circa 0,1 μ F. La fig. 8b mostra l'influenza di questo condensatore sulla tensione di rumore generata dal diodo.

APPLICAZIONI

L'applicazione più corrente dei diodi Zener è la regolazione di tensione. Lo schema del circuito regolatore riportato in fig. 9 è dei più semplici e non necessita di commenti particolari. Vedremo quindi il sistema di calcolo.

I parametri più importanti sono: la tensione minima V_E min ammissibile all'ingresso, la corrente nel carico I_C e la potenza dissipata dal diodo P_Z .

Possiamo allora calcolare il valore della resistenza R_S montata in serie con il diodo. La caduta di tensione ai suoi capi è uguale alla differenza fra la tensione minima di

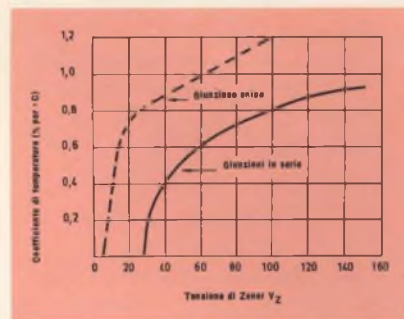


Fig. 6 - Curve del guadagno in stabilità termica.

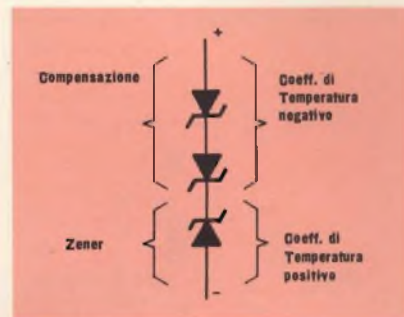


Fig. 7 - Sistema per migliorare la stabilità in funzione della temperatura di uno Zener.

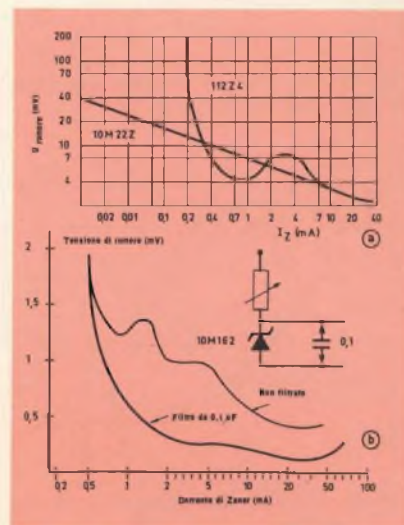


Fig. 8 - Curve sperimentali rilevate su due tipi di diodi.

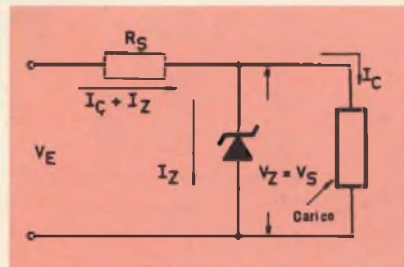


Fig. 9 - Semplice circuito regolatore a Zener.

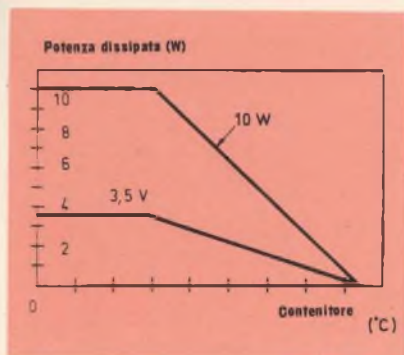


Fig. 10 - Grafico per la determinazione della potenza massima dissipata in funzione della temperatura del contenitore.

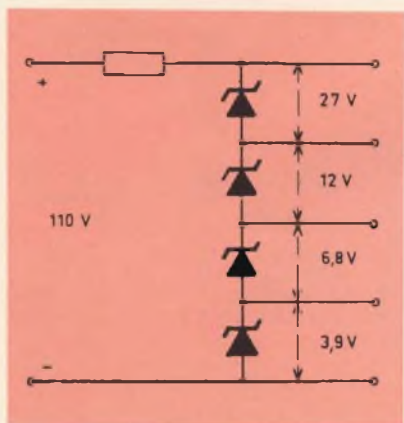


Fig. 11 - Circuito per ottenere delle prese intermedie di tensione.

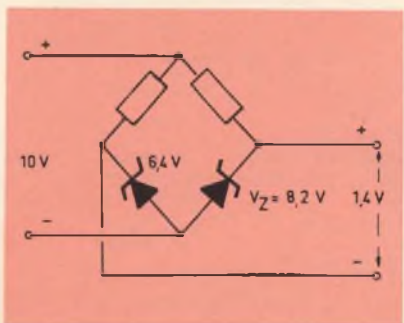


Fig. 12 - Circuito per ottenere basse tensioni regolate.

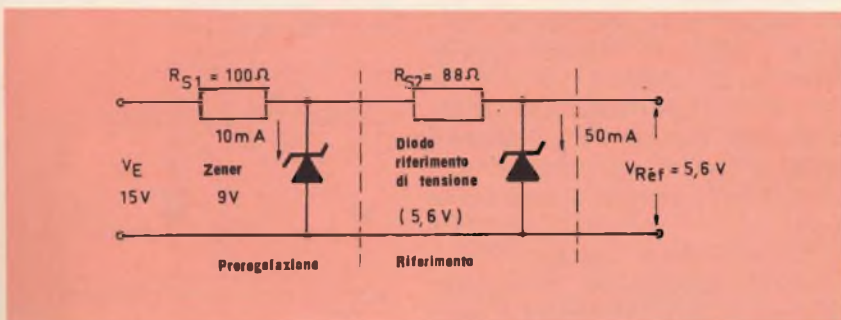


Fig. 13 - Schema elettrico relativo ad un circuito che fornisce un'erogazione molto bassa.

ingresso e la tensione di Zener del diodo.

Si può dunque scrivere:

$R_S = V_{E \min} - V_Z / I_C + 0,1 I_C =$
 $= V_{E \min} - V_Z / 1,1 I_C$ dove $0,1 I_C$
 è un valore arbitrario della corrente
 I_Z che attraversa il diodo; questo
 valore permette di ottenere una
 buona regolazione senza avere una
 dissipazione esagerata nel diodo.

La potenza dissipata nel diodo è
 uguale a $V_Z \cdot I_{Z \max}$, dove $I_{Z \max}$
 è il valore massimo raggiunto dalla
 corrente che attraversa il diodo
 per la tensione massima di ingresso
 $V_{E \max}$.

Si può dunque scrivere:

$$P_Z = [(V_{E \max} - V_Z / R_S) -$$

$$- I_C] V_Z$$

Si calcola quindi la potenza P_R
 dissipata nella resistenza serie R_S ;
 essa è uguale alla caduta di tensione
 massima ai capi di R_S per il valore
 massimo di $V_{E \max}$ moltiplicato
 per la corrente in questo caso; cioè

$$I_C + I_{Z \max} = (V_{E \max} - V_Z) / R_S$$

$$P_R = [(V_{E \max} - V_Z) / R_S]$$

$$(V_{E \max} - V_Z) =$$

$$= (V_{E \max} - V_Z)^2 / R_S$$

E' evidente che quando si deter-
 mina la potenza del diodo scelto
 si deve tener conto dell'ambiente. Il
 grafico di fig. 10 permette di deter-
 minare, per un dato tipo di diodo,
 la potenza massima dissipata in fun-
 zione della temperatura del conte-
 nitore. Esso è ben noto a tutti gli
 utilizzatori di semiconduttori e per-
 mette anche il calcolo di un radiat-
 tore in funzione dei diversi para-
 metri (potenza dissipata, resistan-
 za termica del diodo e del radiat-
 tore, ecc.).

Un regolatore a diodo Zener, a-
 vente una risposta praticamente im-
 mediata, si comporta di fronte a
 dei residui di ronzio della tensione

d'ingresso come un filtro; e, in di-
 versi casi, un diodo Zener si com-
 porta dal punto di vista del residuo
 di ronzio, come un condensatore di
 diverse migliaia di μF senza presen-
 tarne gli inconvenienti. Ciò perché
 la costante di tempo di risposta del
 montaggio non è aumentata nella
 stessa proporzione.

Gli altri parametri di un alimen-
 tatore regolato a diodo Zener sono:
 Fattore di regolazione in funzione
 della tensione d'ingresso per un ca-
 rico costante:

$$\gamma = \Delta V_S \cdot V_E / \Delta V_E \cdot V_S$$

Fattore di regolazione in funzione
 del carico:

$$\delta = \Delta V_S \cdot R_C / \Delta R_C \cdot V_S$$

dove R_C è la resistenza di carico

Resistenza dinamica:

$$R_O = \Delta V_S / \Delta I_C$$

Come è già stato detto, può es-
 sere interessante preferire la solu-
 zione che consiste nella messa in
 serie di diversi diodi Zener a bas-
 sa tensione invece di impiegare un
 diodo unico ad alta tensione (rela-
 tivamente alta). Questa disposizio-
 ne presenta anche il vantaggio di
 fornire delle prese di tensione in-
 termedie; tuttavia esse non potran-
 no essere usate che per fornire un
 riferimento di tensione con un con-
 sumo molto basso per evitare di so-
 vraccaricare i diodi posti in alto
 nella catena (fig. 11).

E' possibile ottenere delle bas-
 se tensioni regolate dal diodo Zener
 ricorrendo a un montaggio a
 ponte del tipo di quello di fig. 12
 dove la tensione di uscita è uguale
 alla differenza fra le tensioni di Ze-
 ner dei due diodi scelti. Nel nostro
 esempio si ha $V_S = V_{Z1} - V_{Z2} =$
 $= 8,2 V - 6,8 V = 1,4 V$. Questo
 circuito presenta quindi l'inconve-
 niente di non possedere dei punti
 comuni fra la tensione d'ingresso e
 quella di uscita.

Tutto quello che abbiamo detto
 per i diodi Zener normali si applica
 anche ai diodi di riferimento di ten-
 sione, compensati in temperatura o
 no.

Tuttavia, in questo caso, la sta-
 bilità dell'insieme è in funzione del
 consumo nel diodo di riferimento
 (che deve essere il più stabile pos-
 sibile e scelto nella zona di funzio-
 namento dove il coefficiente di tem-
 peratura è il più basso); e si deve

alimentare il diodo di riferimento a partire da una tensione preregolata per mezzo di un primo regolatore a diodo Zener classico. E' importante notare che per mantenere nel diodo la corrente ottimale, non si deve esigere dal circuito che un consumo molto basso figura 13.

Una tensione di riferimento regolabile si può anche ottenere in modo analogo seguendo uno dei circuiti di fig. 14 che non necessitano di altri commenti.

I diodi Zener, usati come riferimento di tensione, vengono impiegati nella realizzazione di regolatori di tensione a transistori.

Sotto questo aspetto si possono considerare due configurazioni principali:

- La configurazione shunt (fig. 15a) nella quale il transistor funziona come un amplificatore di corrente erogata dal diodo (principio usato molto raramente)
- La configurazione serie (fig. 15b) nella quale il transistor «ballast» funziona a collettore comune. Il consumo del transistor è uguale a βI_B (dove I_B è la corrente di base) e il consumo del diodo Zener deve essere minore di 0,1 volte quella della corrente massima di base. Così, se si vuole un alimentatore capace di dare 1 A, usando un transistor in cui il β per questa corrente è di 30, la corrente di base è di 30 mA e la corrente nel diodo Zener non deve più essere inferiore a 3 mA. Questo valore di corrente che si pone molto vicino al ginocchio del diodo, si può portare a 10 o 20 mA.

Più complicati sono gli alimentatori stabilizzati di fig. 16 in cui lo schema a) illustra il principio di funzionamento: una frazione della tensione di uscita è confrontata con una tensione di riferimento fornita da uno Zener.

Il segnale d'errore così ottenuto è amplificato e serve a comandare la base del transistor «ballast» (serie) di regolazione. L'amplificatore di tensione d'errore può essere costituito da un unico transistor sull'emettitore del quale è mon-

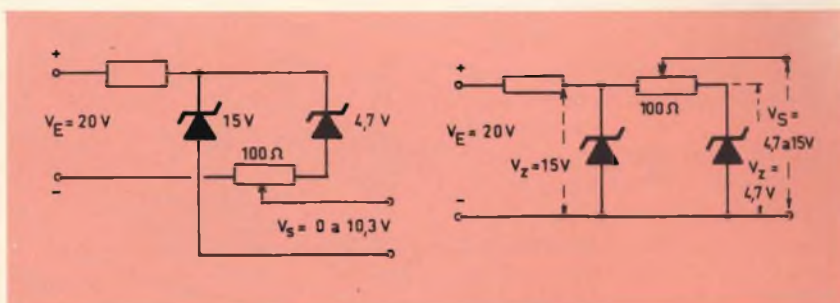


Fig. 14 - Circuito che permette di ottenere una tensione di riferimento regolabile.

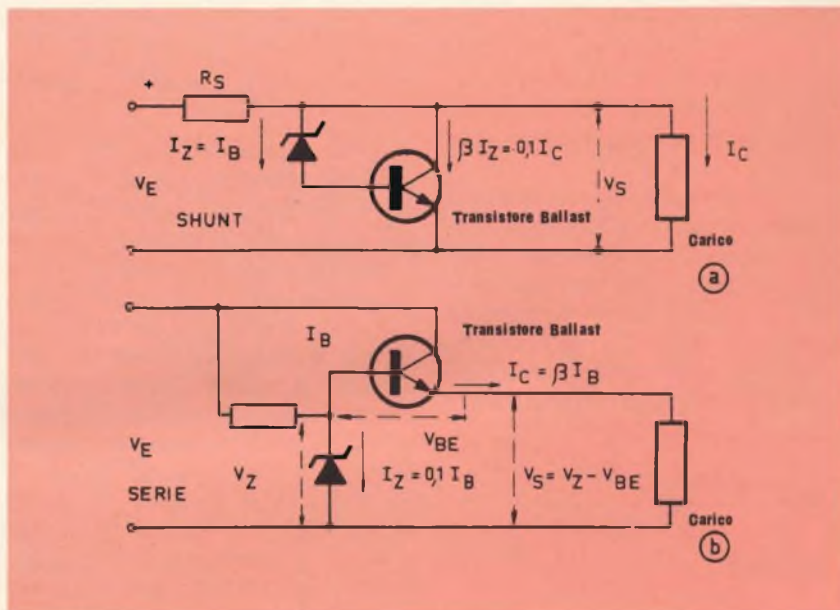


Fig. 15 - a) Circuito a configurazione shunt; b) circuito a configurazione serie.

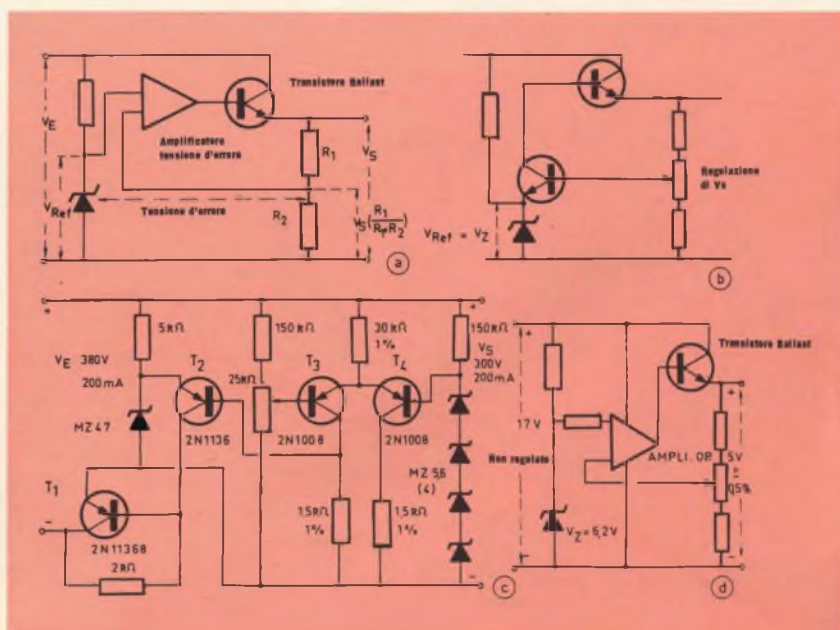


Fig. 16 - a) Circuito di principio di un alimentatore stabilizzato, b) circuito amplificatore di tensione, c) circuito differenziale, d) circuito amplificatore integrato operazionale.

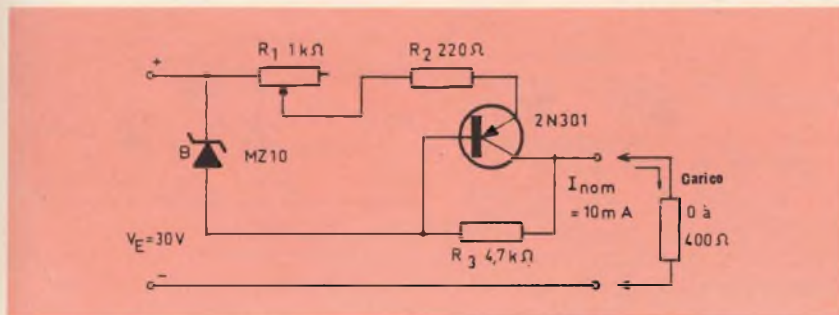


Fig. 17 - Circuito per stabilizzare la corrente con diodo Zener montato in serie con la base del transistor.

tato il diodo Zener (b), un montaggio differenziale (c) o anche un amplificatore integrato operazionale (d).

Invece di stabilizzare la tensione di uscita, si può stabilizzare la corrente imponendo la corrente di base del transistor «ballast» per mezzo di un diodo Zener montato in serie con la base (fig. 17).

Un'altra applicazione dei diodi Zener consiste nella «amplificazio-

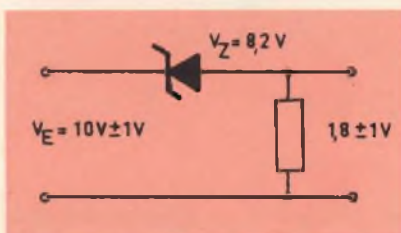


Fig. 18 - Circuito per l'amplificazione delle variazioni relative di una tensione continua.

ne» delle variazioni relative di una tensione continua.

Nello schema di fig. 18, se la tensione d'ingresso varia fra 9 e 11 V, essendo la tensione di Zener del diodo di 8,2 V, la tensione di uscita varia fra 0,8 e 2,8 V. Se le variazioni della tensione d'ingresso non sono amplificate in valore assoluto, si può considerare che esse saranno in valore relativo poiché, per una tensione media d'ingresso di 10 V, queste variazioni rappresentano il $\pm 10\%$, e quindi il $\pm 55\%$ della tensione media di uscita (1,8 V). Questo principio è usato in numerosi casi: collegamento negli amplificatori a corrente continua (fig. 19a); espansione della scala di un apparecchio di misura (fig. 19b). In questo caso solo le tensioni superiori alla tensione di Zener del diodo danno luogo

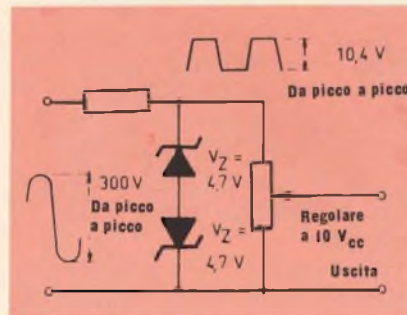


Fig. 20 - Circuito per ottenere segnali di forma quadrata.

go a una deviazione sull'apparecchio di misura: in tal modo se il diodo presenta una tensione di Zener di 100 V e se la tensione di ingresso varia fra 100 e 120 V, la regione corrispondente occupa la totalità del quadrante dell'apparecchio, invece di occupare solamente il 20% in sua assenza. Shuntando il diodo con una resistenza di valore appropriato, si può ottenere una deviazione dell'apparecchio per tutta la tensione compresa fra zero e la tensione massima, ma la gamma 100-120 V è notevolmente allargata rispetto alle tensioni inferiori a 100 V.

In un alimentatore stabilizzato, se si sostituisce la resistenza di testa del divisore di uscita con un diodo Zener, l'amplificazione relativa delle variazioni della tensione di uscita aumenta il coefficiente di

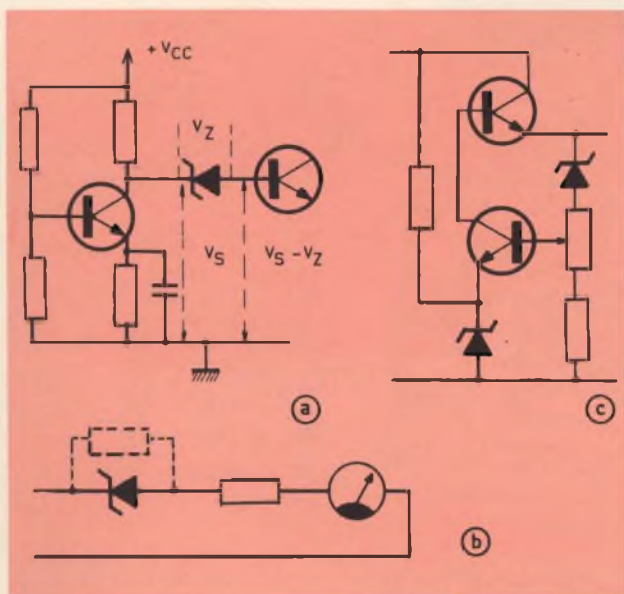


Fig. 19 - Alcuni tipici esempi d'impiego di un diodo Zener.

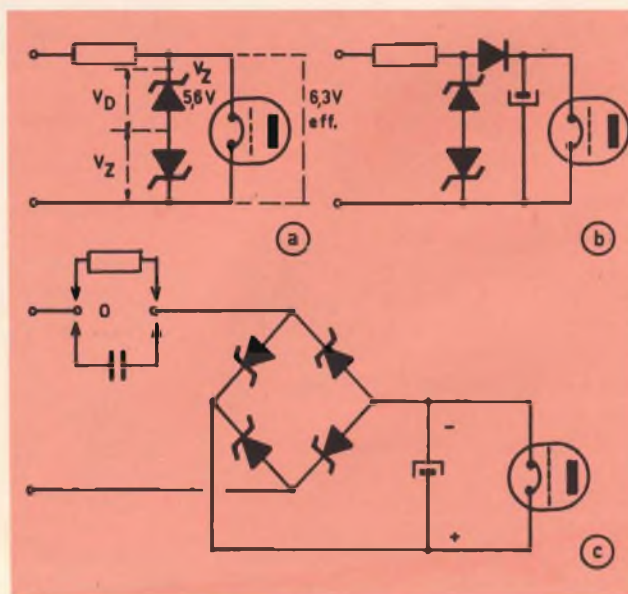


Fig. 21 - Circuiti di stabilizzazione della tensione di filamento.

stabilizzazione dell'insieme, (non si deve tuttavia esagerare perché si rischia di ottenere dei risultati contrari a quelli ricercati. In altre parole eccessive variazioni conducono a una correzione esagerata, vedere fig. 19c).

Si possono usare dei diodi Zener in alternata: per ottenere dei segnali ad onde quadre (fig. 20) che, usando dei diodi di riferimento possono servire, per esempio, alla calibrazione di un oscilloscopio. Naturalmente, si devono usare due diodi montati a rovescio; la tensione diretta ai capi dal diodo collegato in senso diretto viene ad aggiungersi alla tensione di Zener di quello che è polarizzato in senso inverso.

Si può anche usare un circuito simile per stabilizzare la tensione di alimentazione dei filamenti dei tubi elettronici; se questa tensione viene in seguito raddrizzata (per esempio filamento dei tubi d'ingresso di un amplificatore) il residuo di ronzio è più facile da filtrare (fig. 21 b e c).

Allo scopo di non dissipare una potenza rilevante nella resistenza di limitazione collegata in serie con i diodi, si può sostituire questa ultima con un condensatore a carta di valore appropriato. Esso fornisce della potenza reattiva, senza aumento notevole della temperatura — se le perdite del condensatore sono basse — invece di consumare della potenza attiva, sorgente di calore indesiderabili la cui evacuazione è sempre un problema, soprattutto nei dispositivi di piccolo ingombro. La funzione di livellamento dei diodi Zener può essere messa a profitto per la protezione degli apparecchi di misura (fig. 22). Il diodo o eventualmente due diodi collegati inversamente per gli apparecchi a corrente alternata, vengono montati in parallelo con l'apparecchio, il quale può essere equipaggiato con una resistenza addizionale R_a in modo da rendere la protezione più efficace. I transistori di comando del relè possono essere protetti contro le sovratensioni di commutazione, sia ponendo un diodo Zener in serie con il diodo classico montato inversamente e in parallelo sull'induttanza del

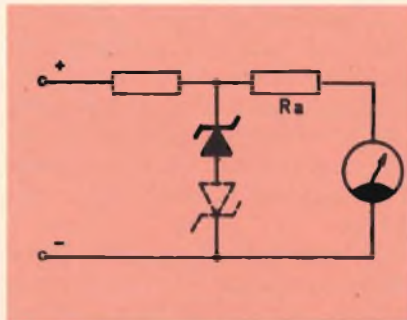


Fig. 22 - Circuito di protezione per apparecchi di misura.

relè (fig. 23a), sia shuntando il transistorore con un diodo Zener di tensione leggermente superiore alla tensione di alimentazione dell'insieme.

Nel caso di induttanze di valore elevato percorse da correnti forti (per esempio nel caso di contatori di potenza) è preferibile usare un diodo di bassa potenza — più rapido di un diodo di potenza elevata — la cui corrente viene amplificata da un transistorore (fig. 23b).

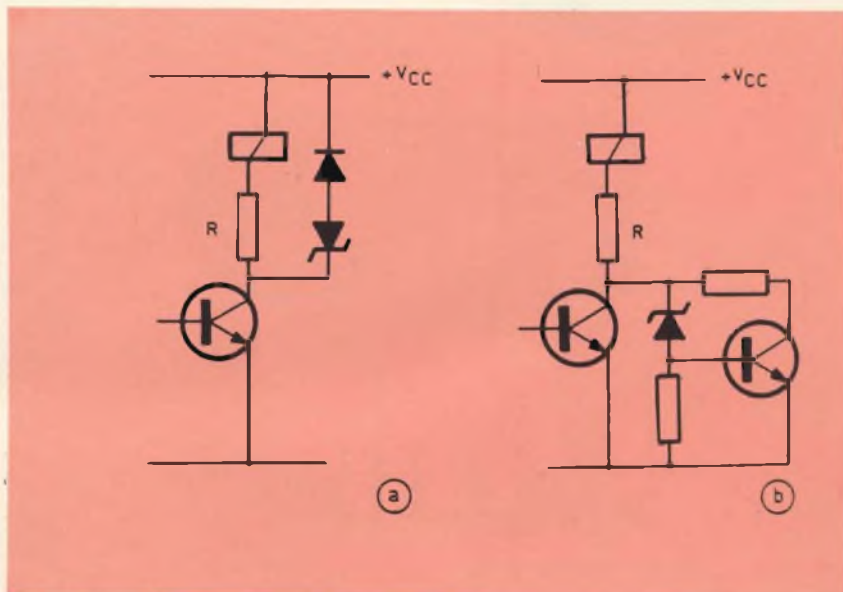


Fig. 23 - Circuiti di protezione dei transistori di comando del relè attuato con diodi Zener.

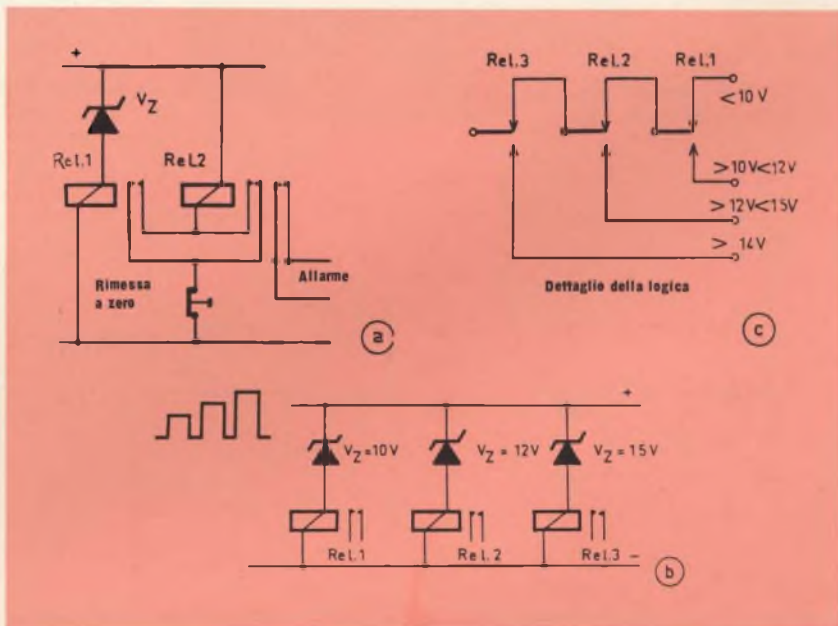


Fig. 24 - a) Circuito d'allarme in caso di sovratensione; b) circuito di telecomando selettivo; c) contatti del relè.

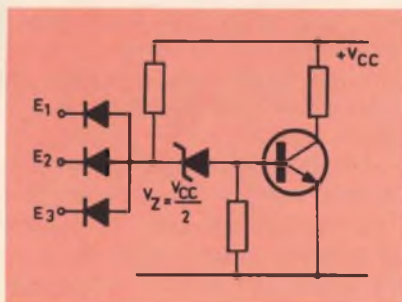


Fig. 25 - Diodo Zener applicato in un circuito logico.

L'interesse di questi circuiti risiede nel fatto che la costante di tempo elettrica del relè (R/L), risultando notevolmente diminuita, non viene regolata al ritardo di origine meccanica e, di conseguenza, l'apertura dei contatti viene accelerata.

Il montaggio di fig. 24a rappresenta un allarme in caso di sovratensione accidentale su un alimentatore: se la tensione di alimentazione supera, anche per un breve

istante il valore stabilito fissato dalla tensione V_Z del diodo Zener, il relè Rel_1 viene eccitato e i suoi contatti comandano l'auto-alimentazione del relè Rel_2 che comanda il circuito d'allarme.

Lo stesso principio può essere usato per la realizzazione di un tele comando «selettivo» impiegante dei picchi di tensione di valore crescente per i diversi ordini (fig. 24 b); il primo relè rel_1 si chiude quando la tensione di Zener del primo diodo viene superata. Per i picchi di valore immediatamente superiore, si chiude il secondo. Una logica utilizzando i contatti di riposo di questo relè (c) o anche a semiconduttore — interdice allorché l'ordine del primo relè, che è anch'esso chiuso, non viene trasmesso e così di seguito per il relè seguente.

Nel campo della logica industriale, i diodi Zener hanno numerose applicazioni: in una porta DTL, un diodo Zener di tensione circa uguale alla metà della tensione V_{CC} di alimentazione, posto in serie con la base del transistor permette di rilevare il livello d'immunità ai parassiti della porta (fig. 25).

Le informazioni derivate dai captatori a contatti possono essere livellate e ridotte di parassiti, raccolte dalle linee di conduzione, per mezzo di un «filtro» che mette in funzione uno o due diodi Zener (fig. 26). Lo schema di fig. 26a chiarisce questo concetto; nel secondo di questi due circuiti, il diodo parallelo Z_1 serve a livellare il segnale «per i livelli alti» in modo da limitare la sua ampiezza al valore scelto come logica «1», e il diodo serie Z_2 assicura un livellamento «per i livelli bassi» in modo da evitare che i parassiti di ampiezza inferiore ad una logica «1» non possano essere amplificati dal transistor di ingresso della logica.

Un circuito a costante di tempo R/C associato a un diodo Zener e a un trigger di Schmitt, costituisce un eccellente temporizzatore industriale: quando la tensione ai capi del condensatore raggiunge la tensione di innesco del diodo, il trigger riceve un segnale che è messo in forma e indirizzato alla logica interessata (fig. 27).

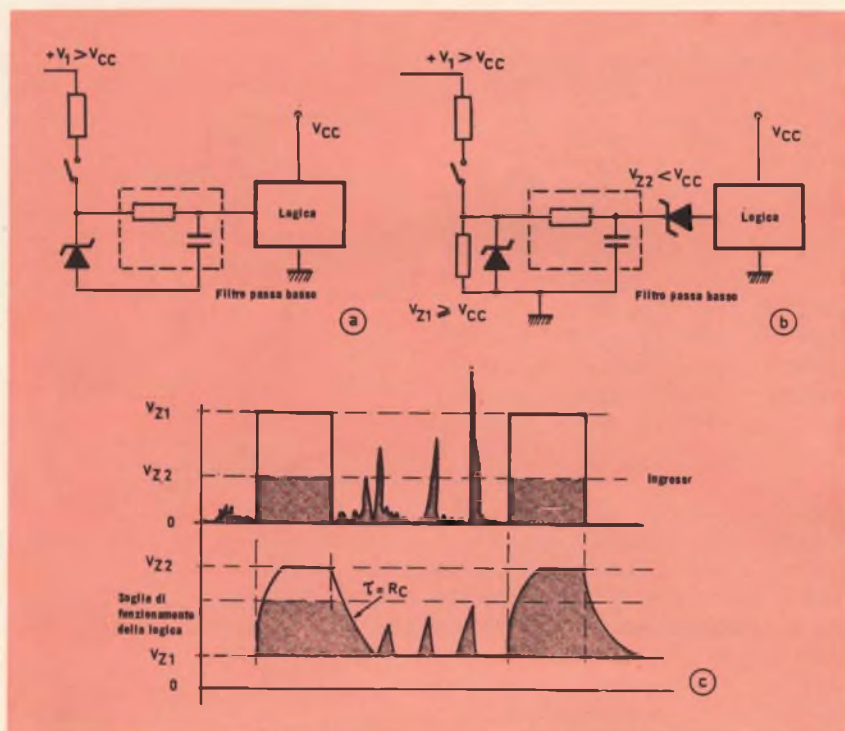


Fig. 26 - Altri esempi d'impiego dei diodi Zener in circuiti logici con relativo grafico di funzionamento.

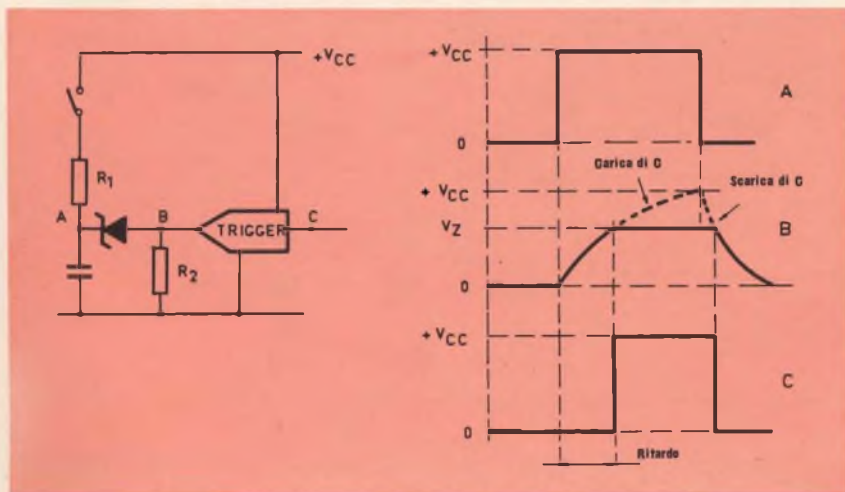


Fig. 27 - Esempio di temporizzatore industriale con relativo grafico di funzionamento.

AMPLIFICATORI B.F.

interamente equipaggiati
con transistor professionali
al silicio

RCF

POTENZA: lavoro 60 W massima 100 W - **DISTORSIONE:** 3% a 60 W - **RISPOSTA IN FREQUENZA:** $100 \div 15000 \text{ Hz} \pm 3 \text{ dB}$ - **CIRCUITI DI ENTRATA:** 4 microf. $60 \div 600 \Omega$, 1 fono-reg. commutab. 1 ausiliario - **CIRCUITI DI USCITA:** 1 per pilotaggio unità di potenza o per registrazione - **SENSIBILITÀ:** microf. 0,6 mV fono-reg. 150 mV ausiliario 250 mV - **RAPPORTO SEGNALE DISTURBO:** microf. -60 dB fono-reg. -65 dB - **CONTROLLI:** 4 volume microf. 1 fono-reg. 1 volume generale 1 toni alti 1 toni bassi - **IMPEDENZA USCITA:** 2-4-8-16-42-160 Ω tensione costante 100 V - **ALIMENTAZIONE:** c.a. 50/60 Hz 110/240 V c.c. 12 V (batteria) - **DIMENSIONI:** mm 400x160x305 - **PESO:** Kg 14,500



AM 860

POTENZA: lavoro 100 W massima 150 W - **DISTORSIONE:** 3% a 100 W - **RISPOSTA IN FREQUENZA:** $100 \div 15000 \text{ Hz} \pm 3 \text{ dB}$ - **CIRCUITI DI ENTRATA:** 3 microf. $60 \div 600 \Omega$ 1 fono-reg. commutabile 1 ausiliario - **CIRCUITI DI USCITA:** 1 per pilotaggio unità di potenza o per registrazione - **SENSIBILITÀ:** microf. 0,6 mV fono-reg. 150 mV ausiliario 300 mV - **RAPPORTO SEGNALE DISTURBO:** microf. -60 dB fonoreg. -65 dB - **CONTROLLI:** 3 volume microf. 1 volume fono reg. 1 toni alti 1 toni bassi - **IMPEDENZA USCITA:** 2-4-8-16-100 Ω 100 V tensione costante - **ALIMENTAZIONE:** c.a. 50/60 Hz 110/240 V - c.c. 24 V (2 batterie) - **DIMENSIONI:** mm 400x160x305 - **PESO:** Kg 17,500



AM 8100

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

RCF

42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 40.141 - 2 linee
20149 MILANO Via Alberto Mario 28 Tel. (02) 468.909 - 463.281

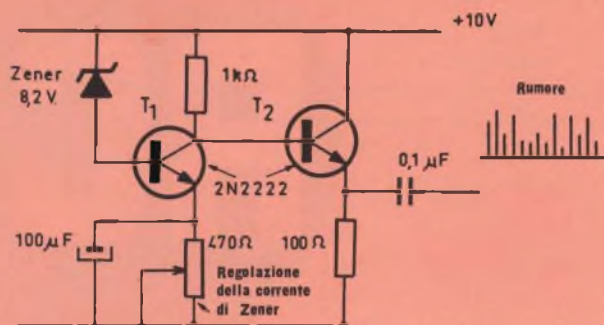


Fig. 28 - Generatore di rumore impiegato per verificare i circuiti di bassa frequenza.

Il rumore generato dagli Zener può essere messo a profitto per la realizzazione di un piccolo generatore di rumore utile per verificare i circuiti BF. Un transistor montato a emettitore comune riceve la sua corrente di base attraverso un diodo Zener funzionante nella tensione di ginocchio della sua caratteristica, laddove come si è visto in precedenza, il rumore è più elevato. Questo rumore generato dal diodo viene dunque amplificato in tensione dal transistor T_1 poi mandato fuori a bassa impedenza grazie al transistor T_2 montato a collettore comune (fig. 28).

E NOI!! ARRIVEREMO ULTIMI?

Il governo della Repubblica Sud-Africana ha recentemente annunciato che, per le sue future reti televisive a colori, la cui messa a punto dovrà avvenire fra tre o quattro anni, ha rifiutato il Secam e ha scelto il sistema PAL. Questa decisione sembra abbia fortemente sorpreso i sostenitori del Secam. L'amministrazione dell'Africa del Sud, infatti, era fino ad ora alquanto reticente riguardo all'installazione di una rete TV a colori.

MODERNIZZATE IL VOSTRO TELEVISORE

L'UK 955 è stato progettato per consentire la **facile sostituzione dei vecchi gruppi VHF-UHF**, a comando meccanico, ormai praticamente irreperibili, impiegati sui televisori a valvole.

Unito ad un gruppo varicap VHF-UHF che viene fornito a richiesta, esso consente di modernizzare gli apparecchi TV.

Il complesso è costituito da un gruppo varicap VHF-UHF e dall'UK 955 che comprende un alimentatore stabilizzato e una tastiera sintonizzatrice con la quale possono essere memorizzati i diversi programmi.

In tal modo il passaggio dall'uno all'altro programma avviene con la semplice pressione di un pulsante.

Caratteristiche dell'alimentatore

Tensione in uscita: 12 Vc.c. stab.
27 Vc.c. stab.

Alimentazione 220 Vc.a.

Gruppo varicap VHF-UHF

da fornire a parte, su richiesta

Banda di frequenza:

1^a 52,5 ÷ 88 MHz;

3^a 172 ÷ 232 MHz;

4^a e 5^a (UHF) 460 ÷ 790 MHz

FI in due versioni:

36 MHz codice G.B.C. MG/0360-00

43 MHz codice G.B.C. MG/0362-00



REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G. B. C. IN ITALIA



SEMPLICE METODO PER IL CALCOLO DEI CIRCUITI IN ALTERNATA

di A. MORIGNI

Le misure di tensione effettuate nei circuiti e montaggi «serie in alternata» sono raramente tanto semplici quanto quelle relative ai circuiti in corrente continua. Ai capi di un resistore o di un condensatore è possibile riscontrare delle tensioni più elevate di quella d'alimentazione.

A tale scopo, tuttavia, possono essere applicate le leggi di Ohm e di Kirchhoff e delle misure precise mostrano che la tensione di alimentazione e le cadute di tensione nelle diverse parti del circuito presentano dei rapporti particolarissimi.

Si può dire, infatti, che il quadrato della tensione applicata è uguale al quadrato della differenza fra la tensione ai capi delle induttanze e la tensione ai capi dei condensatori, più il quadrato della tensione ai capi dei resistori.

Da quanto detto si ricava la relazione:

$$V_T^2 = (V_L - V_C)^2 + V_R^2 \quad (a)$$

Questa semplice formula, in un circuito serie, consente di calcolare rapidamente una tensione sconosciuta quando si conoscono i valori delle altre tensioni.

In un circuito parallelo o in derivazione in alternata comprendente dei resistori, delle induttanze e dei condensatori, le correnti vengono calcolate allo stesso modo di come sono state calcolate le tensioni nei circuiti serie precedenti.

In questo caso, logicamente, la relazione sarà:

$$I_T^2 = (I_L - I_C)^2 + I_R^2 \quad (b)$$

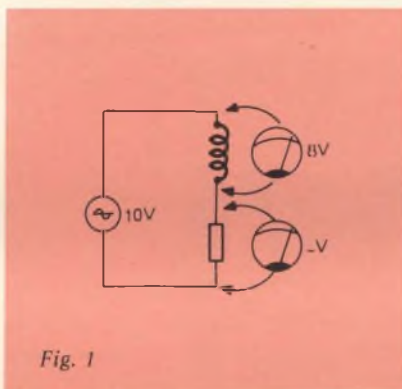


Fig. 1

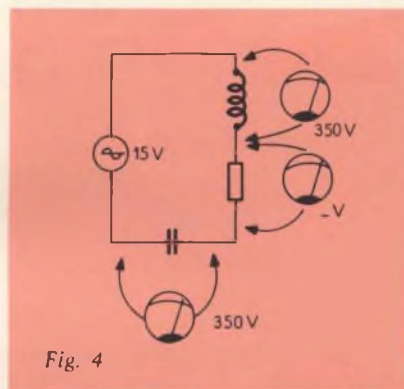


Fig. 4

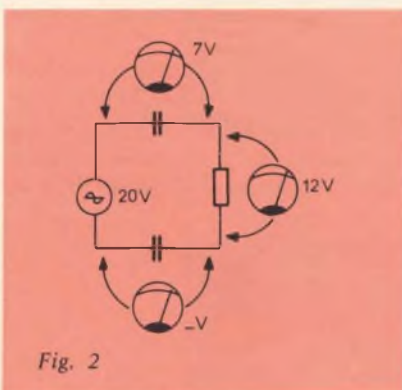


Fig. 2

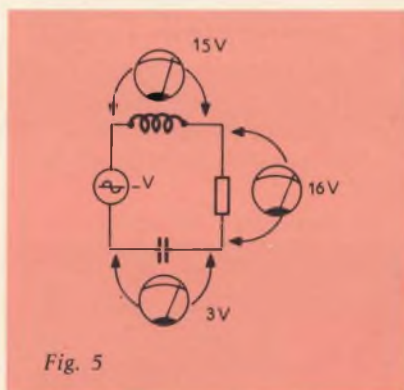


Fig. 5

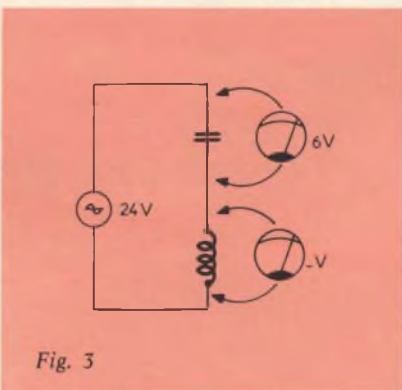


Fig. 3

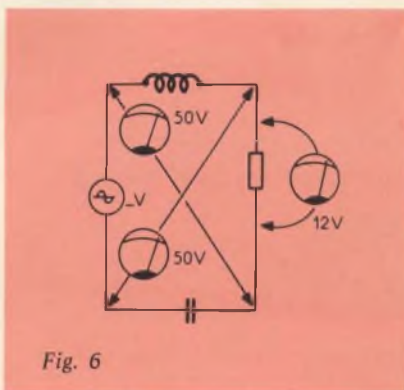
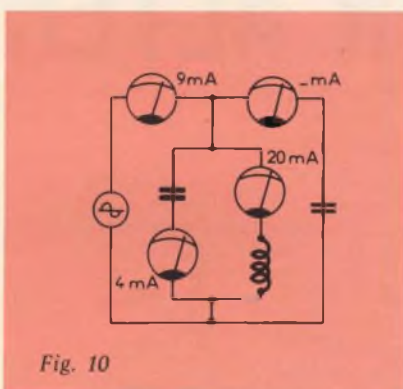
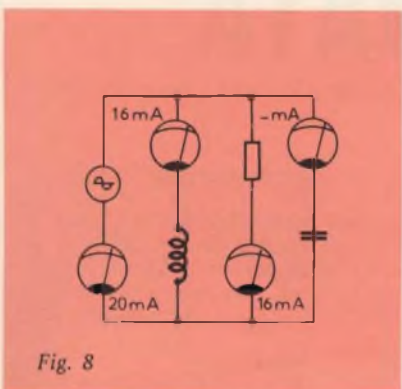
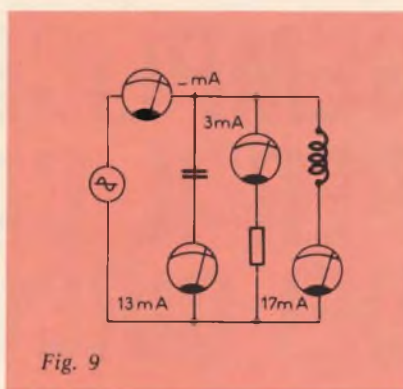
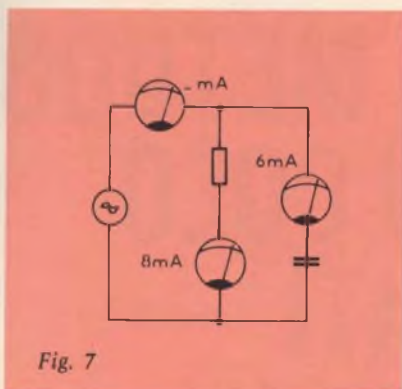


Fig. 6



Come si può vedere, senza alcuna complicazione teorica e possedendo alcune nozioni elementari di algebra, è possibile, grazie alle due formule citate, dare soluzione a numerosi problemi pratici.

A titolo d'esempio, le figure di questo articolo prospettano numerosi tipi di problemi facilmente risolvibili tramite le succitate relazioni.

In particolare, le prime sei figure si riferiscono a montaggi serie.

La figura 1 offre un esempio della necessità di calcolare la tensione ai capi del resistore, in figura 2 il problema è di calcolare la tensione ai capi del condensatore inferiore, in figura 3 è necessario calcolare la tensione ai capi dell'induttanza, in figura 4 è ne-

cessario nuovamente trovare la tensione ai capi del resistore, mentre nei circuiti di figura 5 e figura 6, infine, il valore da calcolare è quello della tensione applicata (V_T).

La soluzione di tutti i problemi posti dalle figure 1-2-3-4-5 e 6, grazie alla formula (a), risulta semplicissima. I rispettivi calcoli infatti, andranno effettuati nel seguente modo:

Figura 1

$$10^2 = 8^2 + V_R^2$$

da cui $V_R = 6 \text{ V}$

Figura 2

$$20^2 = (7 + V_C)^2 + 12$$

da cui $V_C = 9 \text{ V}$

Figura 3

$$24^2 = (V_L - 6)^2$$

da cui $V_L = 30 \text{ V}$

Figura 4

$$15^2 = (350 - 350)^2 + V_R^2$$

da cui $V_R = 15 \text{ V}$

Figura 5

$$V_T^2 = (15 - 3)^2 + 16^2$$

da cui $V_T = 20 \text{ V}$

Figura 6

$$50^2 = V_L^2 + 12^2 =$$

$$= V_C^2 + 12^2 \quad V_L = V_C$$

$$V_T^2 = (V_L - V_C)^2 + 12^2$$

$$V_T^2 = (50 - 50)^2 + 12^2$$

da cui $V_T = 12 \text{ V}$

Le figure 7, 8, 9 e 10, invece, offrono alcuni esempi di circuiti in parallelo. In questo caso i valori da calcolare sono: l'intensità della corrente di alimentazione per i circuiti di figura 7 e di figura 9 e la corrente che attraversa il condensatore per i circuiti di figura 8 e 10.

A tale scopo è quindi necessario applicare la formula (b) e i calcoli andranno fatti nel seguente modo:

Figura 7

$$I_T^2 = 6^2 + 8^2$$

da cui $I_T = 10 \text{ mA}$

Figura 8

$$20^2 = (16 - I_C)^2 + 16^2$$

da cui $I_C = 4 \text{ mA}$

Figura 9

$$I_T^2 = (17 - 13)^2 + 3^2$$

da cui $I_T = 9 \text{ mA}$

Figura 10

$$9^2 = (20 - 4 - I_C)^2$$

da cui $I_C = 7 \text{ mA}$

Gli esempi di calcolo potrebbero essere ancora più numerosi, riteniamo però che quelli citati siano sufficienti a far comprendere la estrema semplicità del metodo illustrato. Ciò risulterà senza dubbio di grande aiuto per i lettori che sovente hanno problemi di questo tipo.

ANALIZZATA DA UN ELABORATORE LA CUPOLA DEL BRUNELLESCHI

La cupola di S. Maria del Fiore presenta una forma di tipo ellittico, un asse inclinato e notevoli discontinuità nella superficie della volta; queste le principali scoperte della ricerca promossa dall'Università di Firenze in collaborazione con le Officine Galileo e il Centro Scientifico IBM di Pisa per contribuire più efficacemente alla conoscenza ed alla conservazione del famoso monumento. Gli studi si inquadrano nel vivo interesse che questa opera, completata dal Brunelleschi nel 1436, ha sempre suscitato nel corso dei secoli per le sue originali caratteristiche: l'architetto fiorentino rifiutò infatti gli schemi delle cupole antiche, adottando l'ardita e rivoluzionaria soluzione a «costoloni» per sorreggere l'intera massa muraria.

CIRCUITI INTEGRATI A SEMICONDUTTORI

**inserto
a colori**

47

Nelle successive fasi di produzione si formano, per diffusione, gli emettitori (zona N^+) ed i punti di collegamento degli strati N. Mediante trattamento adeguato dei punti di collegamento si previene la formazione di giunzioni perturbatrici PN nei punti di contatto fra il metallo ed il semiconduttore. Quando tutti i componenti del circuito sono terminati, l'ossido deve essere eliminato, mediante attacco chimico, da tutti i punti di collegamento.

48

Dopo l'applicazione di uno strato metallico mediante evaporazione e condensazione, i collegamenti previsti fra i singoli componenti vengono realizzati mediante la maschera di vie conduttrici già menzionata. Nella figura accanto si vede la sezione di un transistor utilizzato in un circuito a semiconduttori. Grazie alla zona circostante di conduttività P, il transistor risulta elettricamente isolato dagli altri componenti dello stesso cristallo.

Prima della realizzazione dei collegamenti, ogni singolo sistema destinato ad essere montato su un supporto metallico deve essere accuratamente controllato.

Lo schema mostra due elementi logici invertiti «E/O», ognuno provvisto di 2×2 entrate e di entrate supplementari che costituiscono un circuito integrato a semiconduttori realizzato mediante le fasi di produzione qui descritte.

La policromia dei singoli elementi del sistema deriva dallo spessore diverso degli strati di ossido che presentano iridescenze simili a quelle che si possono osservare in lamine sottili.

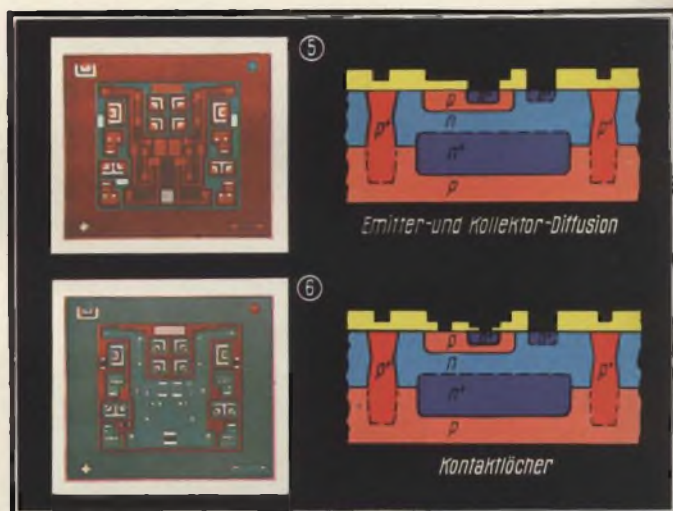


Fig. 47 - Circuito integrato a semiconduttori - Fasi di fabbricazione 5 e 6.

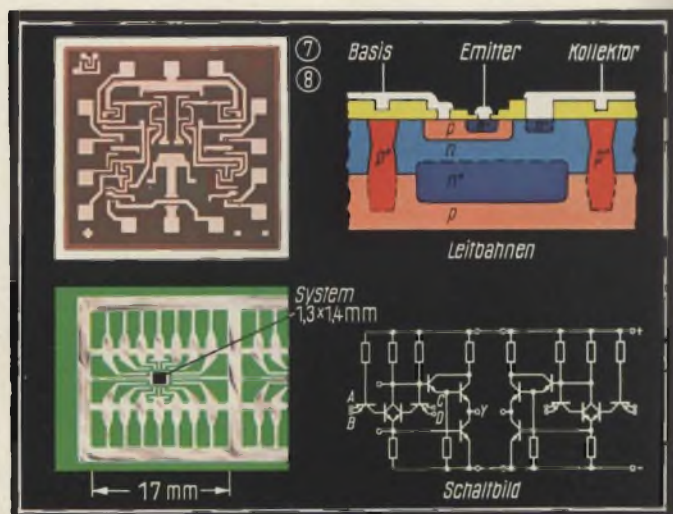


Fig. 48 - Circuito integrato a semiconduttori - Fasi di fabbricazione 7 e 8. Sistema montato e collegamenti realizzati, con schema.

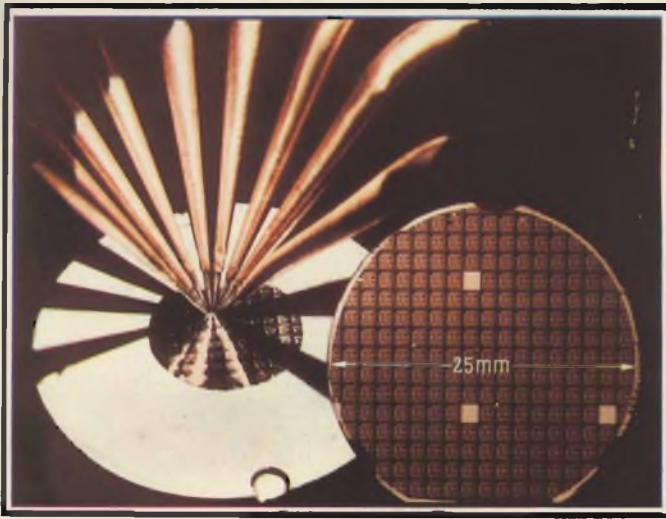


Fig. 49 - Circuito integrato a semiconduttori - Prova elettrica.

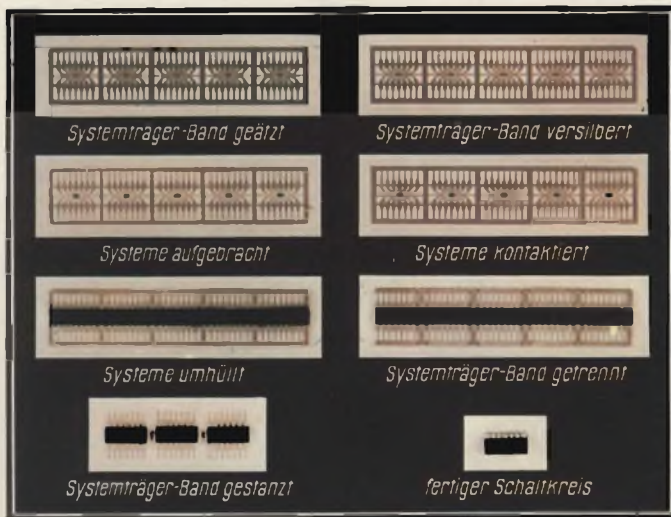


Fig. 50 - Circuito integrato a semiconduttori - Fasi di montaggio.



Fig. 51 - Circuito integrato a semiconduttori - Realizzazione dei collegamenti.

49

Prima di passare alle fasi di produzione seguenti, i circuiti integrati a semiconduttori di un disco di silicio vengono esaminati con l'aiuto delle punte esploratrici mostrate nella figura 49, per verificare se essi mantengono le loro caratteristiche elettriche. L'applicazione delle punte esploratrici sui punti di contatto di ogni circuito può avvenire con l'aiuto di un microscopio o automaticamente. I sistemi che non rispondono alle condizioni di prova vengono marcati e scartati dopo la suddivisione della piastra in sistemi individuali.

50

I sistemi riconosciuti idonei all'esame preliminare vanno incollati o legati su nastri di supporto dorati o argentati. I relativi collegamenti vengono realizzati in seguito. terminate queste operazioni, i sistemi montati e provvisti di collegamenti ricevono un rivestimento di plastica, destinato ad isolare i singoli circuiti. Terminati gli innumerevoli controlli finali che costituiscono l'ultima fase del ciclo di fabbricazione, i circuiti ultimati possono essere utilizzati per le applicazioni previste.

51

L'apparecchio rappresentato nella figura 51 serve per realizzare i collegamenti dei circuiti a semiconduttori per mezzo di un filo sottile d'oro. Osservando il circuito con l'aiuto di un microscopio stereoscopico, l'operatore aziona, con la mano sinistra, un micromanipolatore che demoltiplica i movimenti della mano in modo da consentire di lavorare con la massima precisione di posizionamento. Nello stesso tempo, la mano destra preme, mediante una levetta, il filo d'oro contro il punto di contatto. L'unione così ottenuta fra il filo d'oro e le vie conduttrici metalliche è tanto intima che in caso di sforzo di trazione eccessivo è più probabile che si rompa il filo d'oro anziché si sciolga di nuovo il contatto.

La figura 52 a sinistra mostra una parte di un impianto elaboratore di dati dal quale è stato tolto il rivestimento. Si distinguono le piastrine accatastate in modo compatto, sulle quali i circuiti si trovano ancora montati secondo il procedimento finora adottato, cioè come elementi elettrici indipendenti. Attualmente, però, i singoli elementi possono essere sostituiti mediante circuiti integrati a semiconduttori (a destra nell'illustrazione), che offrono considerevoli vantaggi grazie alla loro struttura compatta. Ciò consente di ridurre notevolmente l'ingombro di impianti elaboratori di dati e di aumentarne sostanzialmente la capacità.

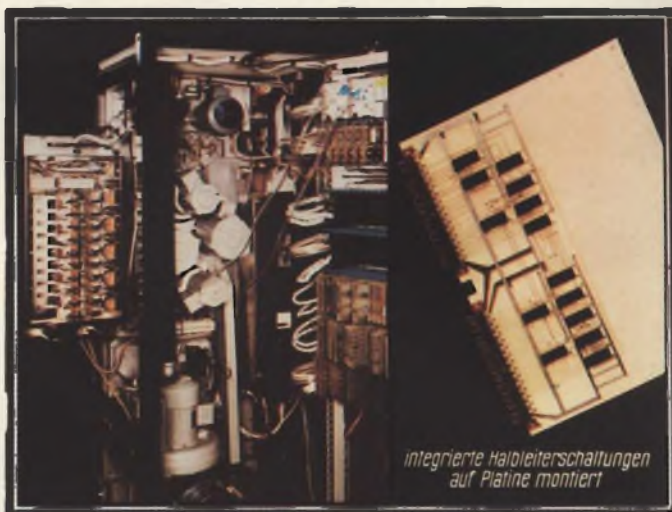
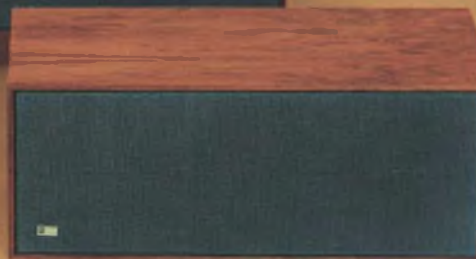


Fig. 52 - Circuito integrato a semiconduttori. Esempio di applicazione in un impianto elaboratore di dati.

DIZIONARIETTO

Emitter-u. Kollektor-Diff.	= Diffusione dell'emettitore e del collettore	Systeme kontaktiert	= Sistemi con collegamenti
Kontaktlöcher	= Buchi di contatto	Systeme umhüllt	= Sistemi rivestiti
Leitbahnen	= vie conduttrici	Systemträgerband, getrennt	= Nastro di supporto separato
Schaltbild	= schema	Systemträgerband, gestanzt	= Nastro di supporto stampato
Systemträgerband, geätzt	= Nastro di supporto, attaccato	fertiger Schaltkreis	= Circuito ultimato
Systemträgerband, versilbert	= Nastro di supporto, argentato	integrierte Halbleiterschaltungen	= circuiti integrati a semiconduttori
Systeme aufgebracht	= Sistemi montati		

FINE



COMBINAZIONE 1200

- 1 Beomaster 1200
- 1 Beogram 1200
- 2 Beovox 1200





COMBINAZIONE 3000

1 Beomaster	3000
1 Beogram	1800
2 Beovox	3000



COMBINAZIONE 1000

1 Beomaster	1000
1 Beogram	1000
2 Beovox	1200

ANALIZZATORE PER TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO

**L'angolo
del tecnico**

Si descrive uno strumento che consente di misurare la mutua conduttanza, la corrente di drain con polarizzazione di gate uguale a zero e la tensione di pinch-off nei transistori ad effetto di campo.

l'analizzatore deve essere usato. Se i FET debbono essere controllati solo occasionalmente può essere benissimo impiegato il sistema che prevede l'impiego di un ohmmetro.

Per verifiche più frequenti, invece, appare senza dubbio più conveniente poter disporre di uno strumento specificatamente studiato per questa funzione.

A tale scopo, venne valutata la possibilità di progettare un analizzatore che fosse in grado di controllare tutti i tipi di componenti ad effetto di campo ma si constatò che vi erano troppe diversità nel campo dei MOS-FET. La conseguenza logica è stata che l'apparecchio qui descritto è adatto solo alla verifica dei transistori ad effetto di campo convenzionali.

CONTROLLI CON L'OHMMETRO

Le prove che possono essere effettuate con un ohmmetro sono illustrate nella fig. 1. Nella fig. 1 (b) il FET è trattato come fosse un diodo collegato all'una e all'altra estremità del canale. In questo caso il FET è verificato controllando che il «diodo» conduca quando è polarizzato in senso diretto e presenti una alta resistenza quando è polarizzato in senso inverso.

Questo controllo consente di stabilire se la giunzione è intatta. Inoltre, nel caso di un FET non marcato, questa prova può aiutare ad identificare l'elettrodo «gate» ed infine serve a determinare se il FET è un canale «P» o «N». Questo me-

todo non consente, tuttavia, di poter stabilire quale sia il terminale «source» e quale quello di «drain».

In figura 1/c, invece, il FET

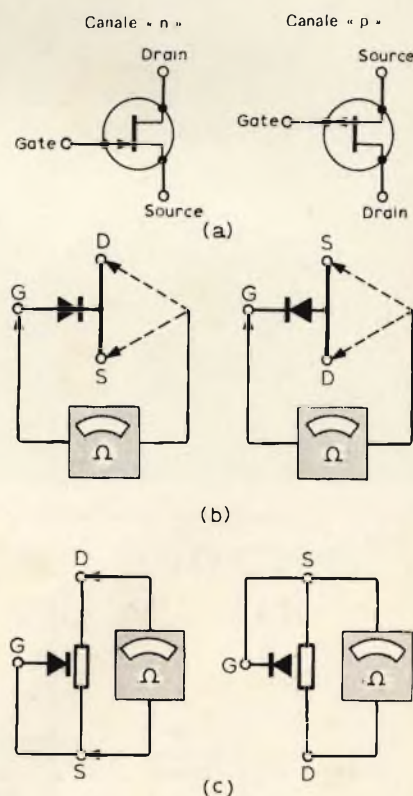


Fig. 1 - (a) Rappresentazione schematica di un FET a canale n e di un FET a canale p.

(b) Circuito di prova equivalente per controllare il canale gate.

(Nota: nella maggior parte degli ohmmetri il puntale rosso (positivo) presenta un potenziale negativo; in queste condizioni il diodo conduce con il terminale di catodo collegato al puntale rosso).

(c) Circuito di prova equivalente per controllare la resistenza del «canale» $R_{DS(on)}$.

I transistori ad effetto di campo vengono impiegati sempre più frequentemente in tutti gli apparecchi elettronici. Per questa ragione, e dato il loro costo non certo bassissimo, uno strumento che consenta il loro controllo appare quanto mai utile, sia per il tecnico che per l'amatore.

Una recente indagine sui prova transistori della rivista Electronic Design ha portato alla conclusione che in America esistono pochissimi strumenti per la verifica dei transistori FET e che questi rari modelli sono costosissimi.

In Italia il problema è ancora più sentito e i prova FET sono praticamente introvabili.

Partendo dalle considerazioni sopra esposte riteniamo di far cosa gradita ai nostri lettori pubblicando il presente articolo, tratto da Wireless World, che descrive appunto un efficiente analizzatore per transistori ad effetto di campo.

Il sistema da adottare per il controllo dei transistori FET dipende, in modo particolare, da alcune precise considerazioni, fra le quali, non ultima, la frequenza alla quale

viene trattato come un semplice resistore e viene misurata la resistenza fra il terminale di source e quello di drain, con il terminale di gate collegato a quello di source.

E' così possibile misurare la resistenza del canale R_{DSon} .

Questa misura può dare anche un'indicazione della trasconduttanza poiché $g_m \approx 1/R_{DSon}$.

Durante tutte queste prove con l'ohmmetro occorre fare molta attenzione affinché i dati massimi di funzionamento del FET in prova non vengano superati. A tale scopo è solitamente più sicuro usare un multimetro standard da 20.000 Ω/V nel normale campo degli ohm. Ciò perché, in queste condizioni, la tensione massima al terminale è 15 V e la corrente di circa 600 μA .

La figura 2 illustra un sistema per la misura della V_p con l'impiego di un voltmetro.

Nelle figure citate finora i metodi di misura si equivalgono sia per FET a canale «n» che per FET a canale «p».

Il metodo consiste nel misurare la tensione source-gate con l'alimentazione applicata fra il terminale di gate e quello di drain.

Questa misura deve essere effettuata con un voltmetro avente una alta resistenza in modo che la corrente di drain si avvicini a zero. Con un voltmetro standard di 20.000 Ω/V , comunque, la corrente, presumendo che V_p dia una deflessione totale, sarà di soli 50 μA . Questo valore risulterà ulteriormente ridotto in relazione allo spostamento dell'indice.

Le prove con l'ohmmetro, pur consentendo di valutare se il FET è impiegabile o meno, non forniscono che pochissime informazioni pratiche.

Usando un ohmmetro, per esempio, sarebbe molto difficile selezionare un paio di FET per avere un medesimo valore di g_m . Tutto ciò porta a considerare il problema di come procedere per misurare i parametri dei FET. Sotto questo aspetto i tre parametri più importanti sono: g_m (mutua conduttanza), I_{DSS} (corrente di drain con polarizzazione di gate uguale a zero) e V_p (tensione di pinch-off, ovvero, tensione di contrazione totale). La mutua conduttanza g_m può essere misurata sia con metodi statici che dinamici, sebbene un metodo dinamico offra un risultato più significativo, nella maggior parte dei casi un sistema statico è più che sufficiente.

Sia la I_{DSS} che la V_p sono essenzialmente dei parametri statici per

cui solitamente vengono misurate come tali. Queste considerazioni hanno portato alla realizzazione di un analizzatore adatto a misure statiche.

Nella maggior parte delle pubblicazioni relative ai transistori ad effetto di campo viene indicata la seguente relazione: $g_{mo} = 2 I_{DSS}/V_p$.

Questa formula, a dispetto del fatto che pochissimi FET sono perfetti, è sufficientemente valida ai fini pratici.

Inizialmente non sembrò possibile risolvere questa equazione con un semplice circuito elettronico. Ciò perché vi erano tre incognite, e mentre risultava possibile la misura diretta di due di esse, la terza, g_{mo} , doveva essere calcolata.

Si constatò, tuttavia, che se un componente del circuito di prova poteva essere fissato in modo da risultare proporzionale ad una delle incognite, il problema poteva essere semplificato considerevolmente. Il circuito di prova illustrato nella figura 3 può essere analizzato come segue:

Ponendo $R_L \gg R_G$

e quindi $V_1 = I_{DSS} R_L$

$$I_m = \frac{V_1}{R_G V_p} = \frac{I_{DSS} R_L}{R_G V_p}$$

$$g_m = \frac{2 I_{DSS}}{V_p} \frac{(K R_L)}{R_G} = K I_m$$

Pertanto, se I_{DSS} viene misurata usando un circuito nel quale si abbia un resistore che sia proporzionale a V_p il valore che si leggerà sarà proporzionale a g_m . La proporzionalità dipenderà unicamente dalla scelta dei valori di R_L e R_G . In tal modo, avendo ottenuto un sistema che permette di soddisfare la equazione, l'unico problema rimanente è quello di stabilire il valore del resistore in modo che risulti proporzionale a V_p . Tutto ciò, come si può vedere in fig. 4, può essere ottenuto abbastanza facilmente. La presa sul divisore di potenziale R viene regolata in modo tale che la corrente di drain venga ridotta a zero.

Nel caso in cui la gate del FET

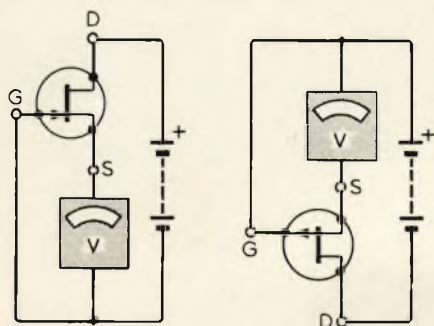


Fig. 2 - Misura della V_p . L'alimentazione per questa operazione non è critica.

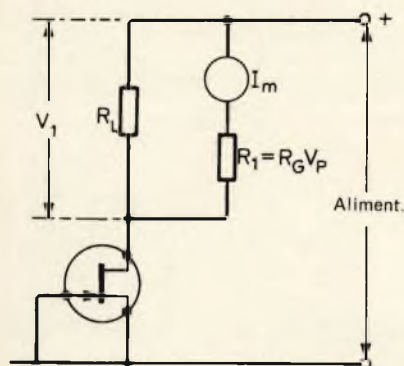


Fig. 3 - Circuito che consente la misura della g_m .

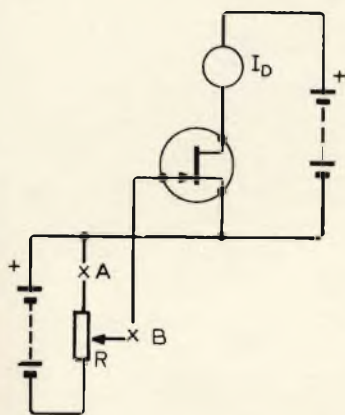


Fig. 4 - Il valore di R viene regolato finché la I_D non raggiunge il valore zero. La resistenza AB è perciò proporzionale a V_p .



THE NEW, SOPHISTICATED SONY CASSETTE STEREO AUTOREVERSE TAPE DECK FOR UNRIVALLED RECORDING AND PLAYBACK

TC-165:

Ecco una ennesima e sensazionale realizzazione Sony nel campo dell'alta fedeltà a cassette.

- Auto reverse parziale o totale per la riproduzione continuata delle cassette
- Mobile portante in legno pregiato
- Pannello superiore di nuovo design, classico e professionale
- Comandi a cursore dei livelli d'ingresso

- Due perni trascinanastro
- Selettore per l'uso dei nastri normali HF o nastri speciali al biossido di cromo
- Limitatore del livello d'ascolto in cuffia
- Strumenti indicatori ad ampia scala per un facile controllo dei livelli
- Indicatore luminoso dei movimenti del nastro
- Risposta di frequenza con nastri Sony HF:
30 ÷ 17.000 Hz
- Fluttuazione: 0,1%
- Alimentazione: universale c.a 50/60 Hz
- Semiconduttori: 30 transistori, 30 diodi
- Dimensioni: 400 x 127 x 276

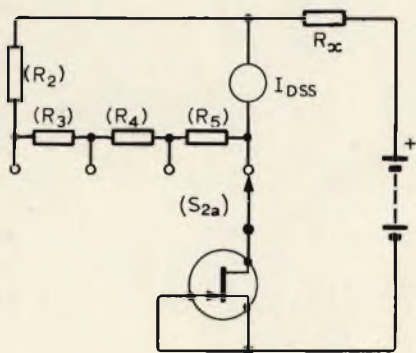


Fig. 5 - Circuito di misura della I_{DSS} .

non attinga corrente, questa regolazione può essere sistemata in modo che la resistenza fra i punti A e B sia proporzionale a V_p , e cioè $R_G V_p$. Questo resistore può ora essere inserito nel circuito di misura in modo da permettere la valutazione di g_m . In pratica, nella catena di polarizzazione, fra il punto A e 0 V viene inserito un ulteriore piccolo resistore, avente un valore uguale alla resistenza dello strumento, in modo che il valore di $R_G V_p$, quando viene effettuata la misura della g_m , venga corretto.

LA MISURA DELLA I_{DSS}

La misura della I_{DSS} è illustrata nella figura 5. Il FET da analizzare ha la source e la gate collegate assieme e la corrente di drain viene misurata direttamente usando un convenzionale circuito milliamperometrico. Il commutatore S_{2a} è usato per selezionare la portata milliamperometrica. La portata più bassa

è 5 mA f.s., mentre la portata più alta è 100 mA f.s. Un resistore R_x è connesso in serie con l'alimentazione per limitare la massima potenza dissipabile nel FET in prova a circa 500 mW. Ciò al fine di evitare e prevenire danni allo stesso FET in prova.

LA MISURA DELLA V_p

La misura di questo parametro viene effettivamente presa in considerazione nel circuito misurante g_m . Tutto ciò che necessita è di calibrare la tensione di polarizzazione di base in modo che V_p può essere letta direttamente. In pratica, lo strumento abbisogna di una protezione dato che quando la gate è cortocircuitata alla source, la corrente di drain sarà uguale a I_{DSS} e potrebbe danneggiare lo strumento se fosse fissato alla portata necessaria per rivelare la corrente zero di drain.

La protezione viene assicurata collegando un diodo in parallelo allo strumento e per aumentare l'efficacia della protezione viene collegato un resistore in serie con lo strumento, come visibile in fig. 6. Così facendo, con la corrente richie-

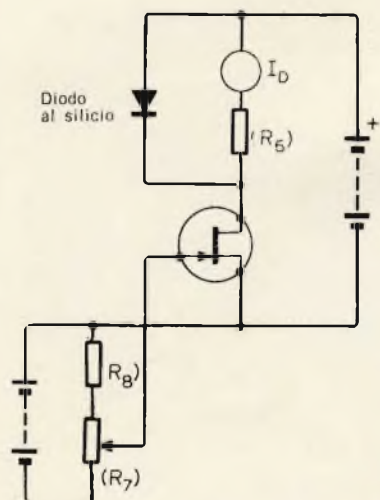
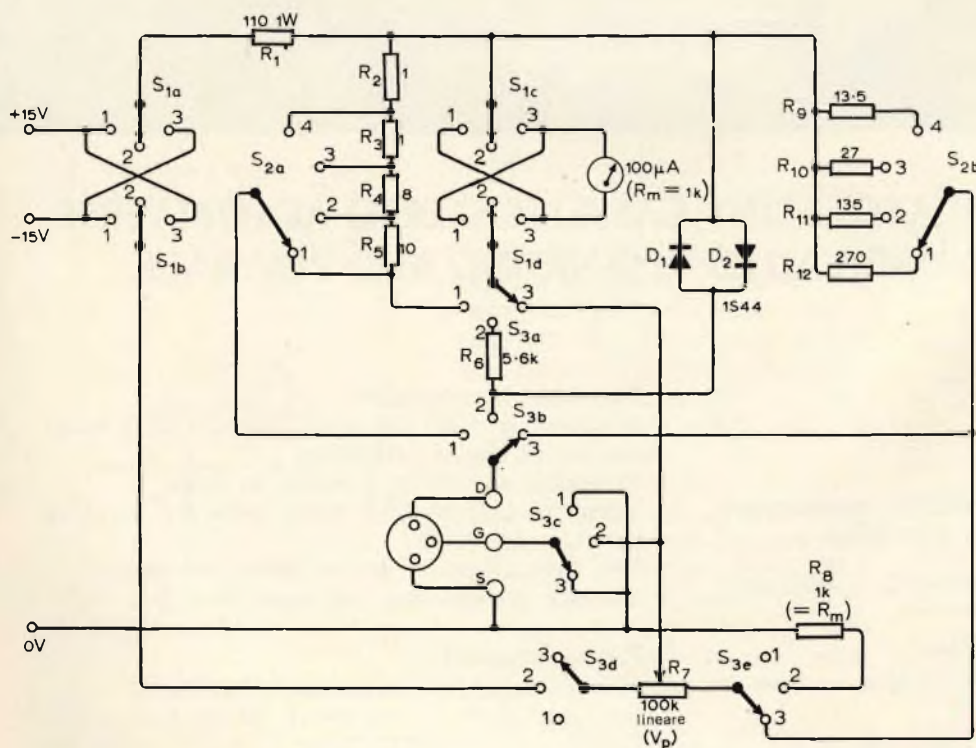


Fig. 6 - Circuito per la misura della V_p . Il valore del resistore R_6 è scelto in modo che la tensione cada attraverso esso e che sullo strumento sia approssimativamente di 600 mV. Il potenziometro R_7 è calibrato in volt.



Posizioni di S_1

- 1) canale n
- 2) off
- 3) canale p

Posizioni di S_2

- 1) 5 mA o 5 mA/V
- 2) 10 mA o 10 mA/V
- 3) 50 mA o 50 mA/V
- 4) 100 mA o 100 mA/V

Posizioni di S_3

- 1) I_{DSS}
- 2) V_p
- 3) g_m

Fig. 7 - Circuito elettrico completo dell'analizzatore per transistori FET. I valori dei resistori collegati a S_{2a} non sono precisi ma ciò non dovrebbe comportare che degli errori trascurabili.

sta per una completa deflessione dell'indice, che fluisce attraverso lo strumento, si ha una tensione attraverso il diodo dell'ordine di soli 600 mV. Il circuito dell'analizzatore completo è illustrato nella figura 7. Il cablaggio dello strumento non è per niente critico. Per adattare l'analizzatore sia per FET a canale «n» che per FET a canale «p» è stato previsto l'interruttore invertitore di polarità S1 ed è stata duplicata la protezione a diodo per la misura della V_p .

In figura 8 è illustrato l'aspetto che è possibile conferire al pannello dell'analizzatore.

Dato che la precisione della taratura dello strumento dipende dalla stabilità della corrente di alimentazione, si è ritenuto opportuno stabilizzare tutte e due le sezioni dello alimentatore in modo accurato.

Questo circuito è illustrato in figura 9. A prima vista esso potrebbe sembrare molto complesso, ma occorre ricordare che ciò si rende necessario al fine di evitare possibili e dannosi corto-circuiti (un rischio molto probabile negli analizzatori di questo tipo). Il circuito di protezione per la sezione positiva opera nel seguente modo: se il transistor TR3 ed il diodo D2 vengono rispettivamente trascurati, si potrà vedere che il circuito diviene un convenzionale stabilizzatore in serie, TR4 rappresenta il transistor «serie» e TR1 l'amplificatore/comparatore. Nelle normali condizioni di funzionamento la giunzione base-emettitore di TR2 è polarizzata in senso inverso così che TR2 risulta interdetto e può senza dubbio essere ignorato durante tutto il processo del regolatore. Dato che la tensione inversa applicata alla giunzione base-emettitore di TR2 è circa 8 V il diodo D2 viene incluso nel circuito.

Se l'uscita viene cortocircuitata a massa, la giunzione base-emettitore di TR2 diviene polarizzata in senso diretto e TR2 cambia di stato. Ciò blocca completamente sia TR3 che TR4. Rimuovendo il corto circuito si ripristina il normale funzionamento. La protezione della sezione negativa opera in un modo del tutto simile.

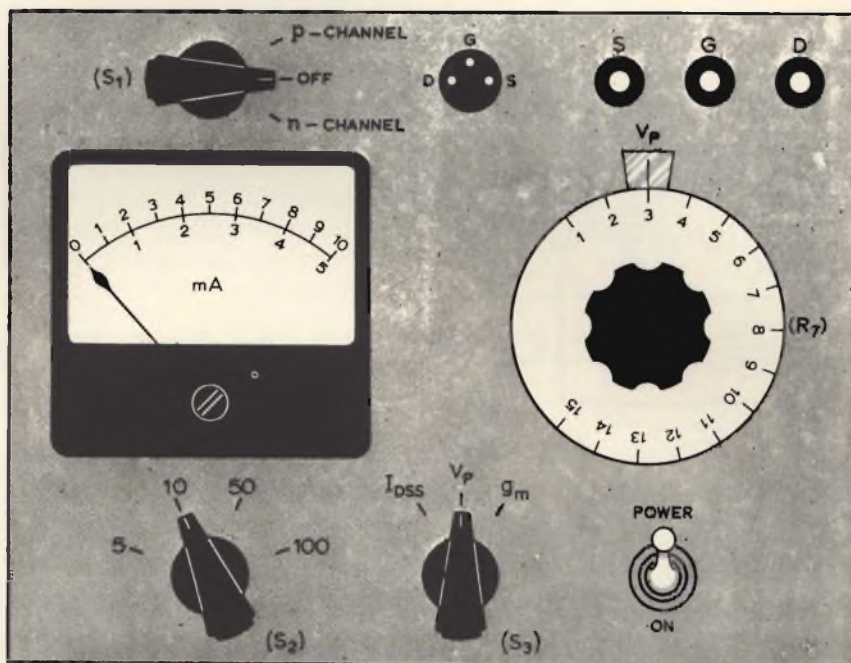
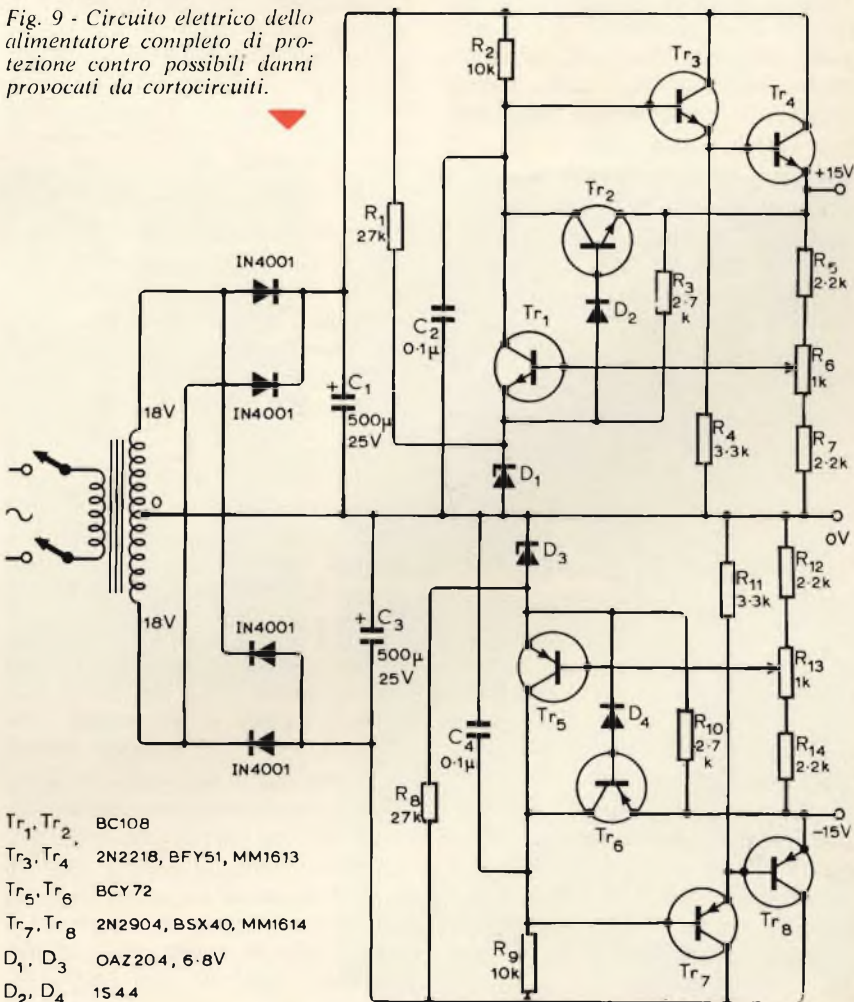


Fig. 8 - Aspetto che è possibile conferire al pannello frontale dell'analizzatore per FET.

Fig. 9 - Circuito elettrico dello alimentatore completo di protezione contro possibili danni provocati da cortocircuiti.



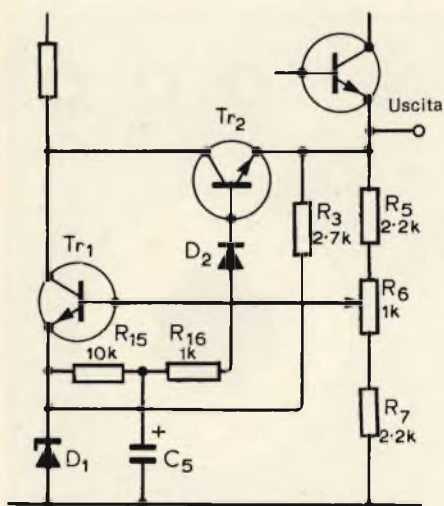


Fig. 10 - Modifica apportata al circuito di protezione fig. 9. R16 consente di limitare la corrente di base se l'uscita è in cortocircuito.

Per coloro che volessero impiegare questo circuito per altri scopi è necessario ricordare che se viene fatto lavorare in un carico capacitivo, vi è la possibilità che la tensione d'uscita, aumentando lentamente, non raggiunga il suo valore completo e si manterrà a circa 6 V con TR2 in conduzione.

Il sistema per evitare tutto ciò è illustrato in fig. 10. In essa si vede che il C5 tiene chiusa la base di TR2 in modo che la tensione di uscita raggiunga il suo valore completo.

La costante di tempo di carica C5-R15 non deve essere necessariamente lunga ma deve essere almeno più lunga del tempo che impiega l'uscita dello stabilizzatore a raggiungere il suo valore completo.

COME OTTENERE LA MASSIMA PRECISIONE DELLE MISURE

I_{DSS} - La precisione della lettura della I_{DSS} dipende unicamente dalla qualità dello strumento usato e dalla precisione del resistore di shunt dello strumento. Il resistore può essere sia del tipo a filo che del tipo a film metallico ($8 \Omega = 8,2 \Omega$ in parallelo con 330Ω). Occorre fare attenzione a che la resistenza dello strumento sia portata all'esatto valore di 1000Ω .

V_P - La scala della V_P necessiterà di essere calibrata in tensione in modo che la V_P possa essere letta direttamente. Il metodo adatto è il seguente:

1) Misurare il valore V_P con il potenziometro ($R_P = R_7 + R_8$) e calcolare la tensione per la quale le tensioni di alimentazione devono essere regolate.

$$V_S = \frac{R_P + 1000}{101.500} \times 15$$

Si ottiene così il valore esatto per l'alimentazione al fine di ottenere la migliore precisione. Se non è tuttavia richiesta una misura di precisione questo calcolo può essere omesso e può essere usato il valore nominale 15 V.

2) Regolare il valore di tensione positiva di V_S agendo su R6.

3) Regolare il valore di tensione negativa di V_S agendo su R13.

4) Mettere S1 in posizione «canale n» e S3 in posizione « V_P »; controllare la tensione tra gate e source usando un voltmetro ad alta resistenza interna (la posizione di S2 non ha alcuna importanza).

Nel caso in cui la resistenza massima di source «vista dal voltmetro» sia di $25 \text{ k}\Omega$, la resistenza dello strumento usato per questa taratura dovrà essere preferibilmente per lo meno di $2,5 \text{ M}\Omega$. Ciò ridurrà la percentuale d'imprecisione all'1%.

5) Ruotare la scala relativa alla V_P e procedere alla taratura della stessa segnando nel punto esatto ciascun valore fornito dallo strumento ($0,5 \text{ V} - 1 \text{ V} - 1,5 \text{ V} \dots 15 \text{ V}$).

g_{m0} - L'esattezza di questa misura dipende unicamente da tre fattori: innanzi tutto, dalla precisione con la quale i punti 1, 2 e 3 della taratura V_P sono stati segnati, quindi dalla precisione del resistore shunt dello strumento selezionato da S2B ed infine, ma non ultimo come importanza, dalla precisione con la quale l'operatore ha regolato il potenziometro (V_P). Il resistore di shunt dello strumento può essere facilmente ottenuto con una tolle-

ranza di $\pm 1\%$ ($13,5 \Omega = 2$ resistori da 27Ω in parallelo). Nel funzionamento pratico la precisione globale della misura sarà dell'ordine del $\pm 5\%$.

IMPIEGO DELL'ANALIZZATORE

Il sistema d'impiego dello strumento è il seguente:

- 1) Dare tensione all'apparecchio.
- 2) Collegare il FET all'analizzatore.
- 3) Portare il commutatore S3 su I_{DSS} .
- 4) Regolare il selettore di portata dello strumento S2 su 100 mA.
- 5) Portare il selettore di polarità S1 sulla posizione canale «p» o «n» come il FET in prova richiede.
- 6) Se necessario regolare il selettore di portata e leggere I_{DSS} direttamente sullo strumento.
- 7) Portare il commutatore S3 in posizione V_P .
- 8) Regolare la scala relativa alla V_P in modo che lo strumento risulti a zero e leggere V_P direttamente sulla scala stessa.
- 9) Commutatore S3 in posizione g_{m0} .
- 10) Se necessario regolare il selettore di portata e leggere direttamente g_{m0} in mA/V sullo strumento.

CONCLUSIONE

Questo analizzatore per transistori ad effetto di campo costituisce veramente uno strumento di buona qualità. Esso è in grado di fornire utili informazioni a tutti i tecnici e in particolare a riparatori di apparecchi radioelettrici, che nel loro lavoro hanno sempre maggiormente a che fare con componenti di questo tipo. Il valore di questo strumento, inoltre, appare ancora più grande se si considera che analizzatori del genere attualmente risultano pressoché irripetibili.

Un sicuro sistema antifurto: l'impianto televisivo Sony a circuito chiuso. Le infinite altre applicazioni: dalle industrie alle scuole.



fine delle rapine in banca

Il Ministero di Grazia e Giustizia comunica che il reato di rapina è scomparso. Questa notizia non è vera, per ora. Potrà esserlo in futuro, quando sarà stato applicato su larga scala un vero e proprio deterrente che terrà i malviventi a distanza rispettosa dai luoghi, come le banche, che per molto tempo offrirono bottino quasi indifeso in certe ore del giorno.

Cerchiamo di ricostruire con la fantasia quella che sarà l'ultima rapina.

Luogo: l'agenzia di una banca in una città qualsiasi. Cioè il luogo che si potrebbe definire «tradizionale» tanto fu monotono per anni lo svolgimento dei fatti. C'è la solita gente che va e che viene, chi versa chi preleva, chi consegna documenti. Impiegati agli sportelli, impiegati alle scrivanie. Il direttore telefona, il vicedirettore firma. Tutto in ordine. Entrano due giovani figure coi volti coperti. Uno si ferma all'ingresso, l'altro si dirige verso il cassiere. Pistole in pugno. Mani in alto o peggio per voi. Fuori i soldi.

Solitamente la cronaca racconta che tutto si è svolto in pochi minuti. Questa volta invece la cronaca registra che in pochi minuti arrivano le forze dell'ordine e acciuffano i due teppisti.

In cronaca si racconta poi che i due sono stati riconosciuti per volgarissimi ladri di polli tesi a far carriera. Ma essendo tanto sprovveduti quanto disonesti, erano rimasti gli unici al mondo a non sapere che nelle banche o nelle gioiellerie o altrove non si entra più per vendemmiare soldi impunemente. Quella banca aveva installato, con una spe-

sa che si può definire irrisoria se confrontata al prezioso servizio reso, un impianto televisivo a circuito chiuso.

Un monitor, collocato in luogo opportuno, rende visibile qualunque movimento avvenga nel salone di ricevimento del pubblico. Se qualcosa non va, l'allarme viene dato all'istante, fuori dalla zona di controllo dei ladri.

Molte banche (parliamo ancora del prossimo futuro) avranno collocato un secondo monitor bene in vista, magari in vetrina, perché chiunque passi per la strada lo veda.

L'impianto televisivo a circuito chiuso ha infinite altre applicazioni. In una miniera, per esempio, a scopo preventivo degli infortuni. Nell'industria, nei cantieri. Persino i conducenti di autotreno possono «vedere» dietro le spalle se un collo subisce spostamenti o cade addirittura dal lunghissimo veicolo.

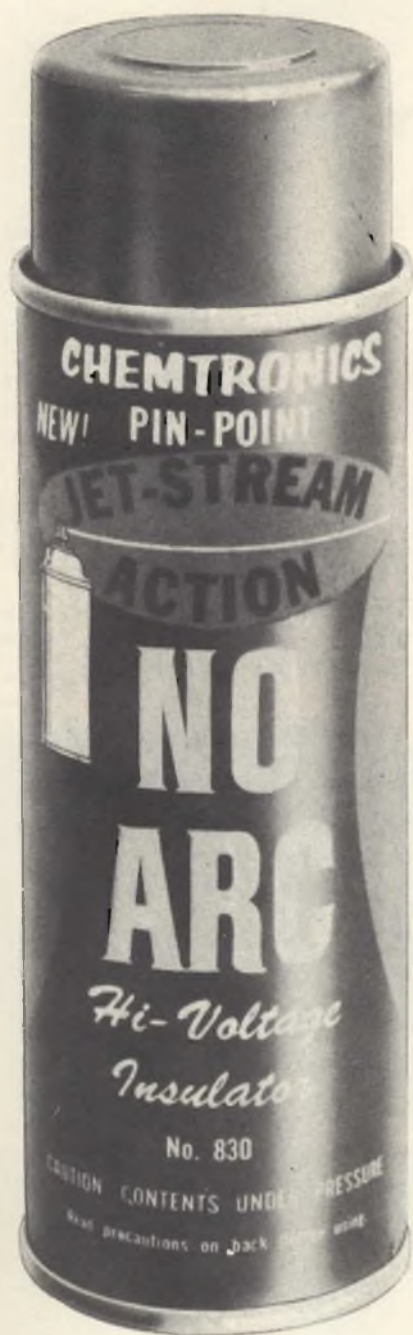
E non parliamo del circuito chiuso nelle scuole e nelle Università come validissimo ausilio didattico.

Se desiderate sapere di più, telefonate al 928.93.91, Milano, chiedendo del reparto Sony.



Nella foto accanto al titolo: il monitor e la piccola telecamera Sony. Nelle altre immagini un'efficace installazione antirapina in una banca (sopra) una telecamera all'ingresso «controlla» i visitatori. A fianco: due minuscoli «occhi elettronici» osservano tutte le operazioni nel salone degli sportelli. Le immagini vengono convogliate sul monitor collocato nell'ufficio di un dirigente.

CHEMTRONICS



TROL-AID

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto elettrico ad alta tensione, in bombole spray da:

g 85 LC/0440-00
g 227 LC/0450-00

TUN-O-LUBE

Liquido per disossidare e lubrificare qualsiasi contatto strisciante di commutatori in alta tensione, in bombole spray da:

g 85 LC/0490-00
g 227 LC/0500-00
g 454 LC/0510-00

CONTACT-KLEEN

Liquido per lubrificare e pulire contattori, relè e termostati, in bombola spray da:

g 227 LC/0620-00

NO-ARC

Liquido isolante per impedire la formazione dell'arco e per eliminare l'effetto corona, in bombola spray da:

g 227 LC/0820-00

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA

La Praktica LLC, prodotta nella Germania Orientale dal gruppo di industrie Pentacon Ved di Dresda, antica culla dell'ottica tedesca, da poco introdotta sul mercato, si presenta all'insegna di diverse soluzioni d'avanguardia che servono a rendere più semplice il procedimento fotografico e a farlo uscire da certe pastoie costruttive imposte da alcuni fabbricanti.

Questa piccola e maneggevole 35 mm reflex è stata completamente ridisegnata e dotata di innovazioni tali che ne fanno una notevole concorrente di prodotti simili di altre case.

Un annoso problema (quello dell'accoppiamento degli obiettivi a vite al controllo esposimetrico) è stato superato brillantemente con l'adozione di speciali contatti elettrici.

Come gli esperti sanno, fin'ora era impossibile effettuare la misurazione della luce a tutta apertura, con obiettivi che avessero l'attacco a vite delle ottiche, a causa dell'impreciso accoppiamento fra ottica e corpo macchina con l'esposimetro, con la conseguenza che questo sistema di lettura era riservato agli apparecchi fotografici che adottavano l'attacco a baionetta. La Pentacon Veb ha risolto, come abbiamo detto, in maniera brillante e originale il problema, costruendo degli obiettivi a contatto elettrico. Questi funzionano mediante un collegamento elettrico situato nella parte posteriore dell'obiettivo, a mezzo di tre perni esterni che assicurano il giusto innesto al corpo della camera e quindi al simulatore del diaframma.

Una volta avvitata l'ottica sul corpo della camera, i tre perni stabiliscono automaticamente il contatto fra il «potenziometro», posto all'interno dell'obiettivo, e l'altra parte del circuito di misurazione che si trova all'interno dell'apparecchio.

L'attivatore del sistema di misurazione dell'esposimetro funziona con lo stesso pulsante di scatto, senza altra perdita di tempo. Il bottone di scatto ha la corsa in due tempi: alla prima pressione del pulsante viene messo in funzione il circuito elettrico che aziona l'esposimetro, schiacciandolo completamente, avviene lo scatto.



Fig. 1 - La Praktica LLC vista di fronte con l'obiettivo normale Görlitz Meyer 1 : 1,8. Da notare il disegno pulito della macchina e l'ampio frontale di attacco degli obiettivi.

LA PRAKTIKA LLC E GLI OBIETTIVI ELETTRICI

di Alberto GRECO

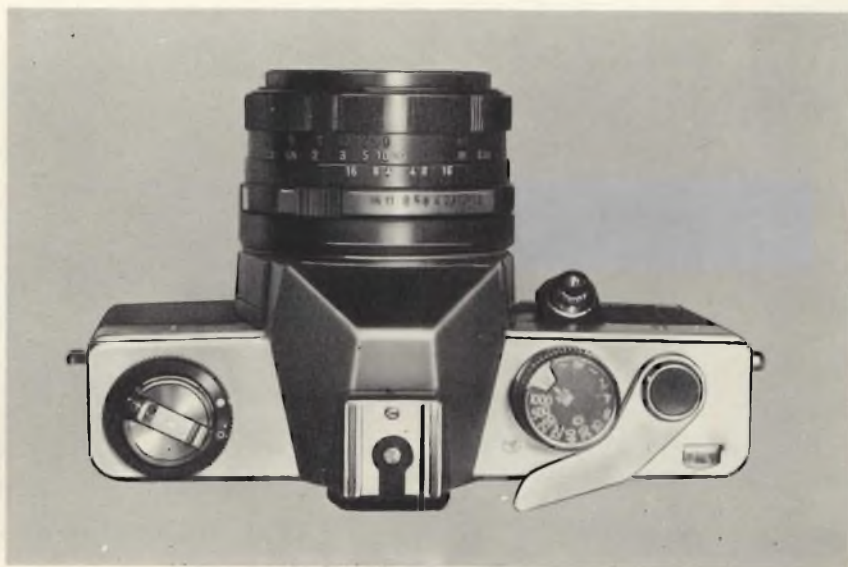


Fig. 2 - La Praktica vista dall'alto si presenta con una linea sobria ed elegante e con gli organi di comando ben raggruppati e disposti in modo razionale.

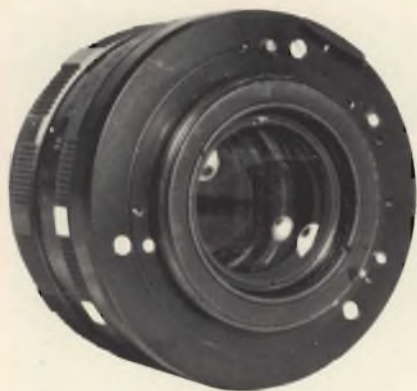


Fig. 3 - Un obiettivo Meyer visto dalla parte posteriore. Si vedono i tre contatti elettrici, per il funzionamento dell'esposimetro e il perno che comanda la chiusura del diaframma. Da notare anche la solida costruzione della montatura dell'obiettivo.



Fig. 4 - Una fotografia della cantante Patty Pravo scattata con una Pentacon e obiettivo Jena a diaframma 2,8 e 1/60 con pellicola Kodak Tri-X.

L'operazione sembra complessa, ma è invece semplicissima e quel che più conta, veloce, per cui diremmo che questa macchina è un esempio classico di combinazione pratica e funzionalità operativa.

Il sistema adottato nella Praktica LLC fornisce risultati ottimi sotto ogni punto di vista.

In altri apparecchi, succede che al variare dell'intensità luminosa, si hanno forti sbalzi dell'ago visibile nel mirino, sbalzi che prolungano la ricerca del tempo di esposizione, col pericolo di vedersi svanire sotto il naso il soggetto. Nella Praktica, questo inconveniente è stato eliminato con l'adozione del potenziometro dentro l'ottica che assicura uno spostamento dell'ago, più razionale.

Vi è da dire — poi — che questo apparecchio non esclude l'impiego di obiettivi non elettrici, avendo la possibilità di effettuare due tipi di misure: quella a tutta apertura già descritta e quella col sistema «stop down», cioè con la preventiva chiusura del diaframma, per gli obiettivi che non adottano i contatti elettrici.

La trasmissione della chiusura del diaframma è assicurata mediante un perno a corsa orizzontale che viene a trovarsi perfettamente a contatto col perno che è situato all'interno della filettatura dell'obiettivo. Gli obiettivi già costruiti col sistema di misura elettrica sono per adesso quattro, e cioè: il Meyer Görlitz Oreston 1 : 1,8 da 50 mm; lo Orestegon 1 : 2,8 da 29 mm; il medio tele Orestor 1 : 2,8 da 100 mm e il tele più forte Orestor 1 : 2,8 da 135 mm. A questi se ne aggiungeranno degli altri, mentre come detto sopra, sarà sempre possibile usare tutti gli obiettivi con passo Pentacon che si calcola siano circa 700, facilmente reperibili sul mercato.

Questi obiettivi costruiti dall'antica casa Görlitz sono molto buoni, anche da un punto di vista strutturale, essendo corti, leggeri e ben montati. La resa ottica è eccellente anche a tutta apertura e la loro funzionalità è ottima. Ben costruiti sia la ghiera per la messa a fuoco a base larga che l'anello di regolazione dei diaframmi che ha incorporato un tasto di chiusura del diaframma utilizzabile quando occorre calcolare la profondità di fuoco sul diaframma scelto.

L'esposimetro TTL incorporato, funziona mediante una pila che trova alloggio sotto il corpo della camera ed è regolato per letture da 12 a 1600 Asa.

Altra innovazione ben indovinata è costituita dall'adozione dell'otturatore a scorrimento verticale Copal Square a tendina d'acciaio con tempi da 1 a 1/1000 che può sincronizzare il lampo elettronico a 1/125. Si è così risolto il grave problema delle basse velocità col lampo elettronico, che impediva fin'ora l'uso del lampeggiatore a luce diurna, per via della doppia immagine provocata appunto dalla lenta velo-

BERNSTEIN



ATTREZZI E BORSE ATTREZZI PER RADIO TELEVISIONE ELETTRONICA

Distribuiti dalla G.B.C. Italiana s.a.s. - Viale Matteotti, 66 - 20092 C...





Fig. 5 - Una fotografia della Cupola di San Pietro, scattata dalla terrazza del Pincio con una Praktica Pentacon, obiettivo Ennalyt da 200 mm e con duplicatore di focale, a diaframma 5,6 e 1/250, pellicola Tri-X.

cità della tendina di scorrimento (generalmente a 1/30 o 1/60). Adesso l'alta velocità sfruttabile consente di usare il lampeggiatore elettronico in ogni caso.

Il funzionamento di questo otturatore è molto preciso, anche se risulta un poco rumoroso. Comunque non sono state riscontrate particolari tendenze al «mosso» anche scattando con tempi lenti, e l'impressione di eventuali vibrazioni dello specchio è data soltanto dal particolare rumore che fa questo otturatore e lo specchio del prisma, durante la sua corsa.

Il bottone di scatto della Praktica si trova sul frontale della camera in posizione verticale e leggermente angolato, (vecchia fissazio-

ne di questa marca) rispetto al corpo; è fornito di sicura contro gli incauti scatti ed ha un autoscatto regolabile mediante una leva con tempo di ritardo di dieci secondi.

La Camera si apre tirando il bottone che serve a riabbinare il film, posto a sinistra e il dorso si chiude a pressione. L'introduzione della pellicola viene facilitata da un particolare sistema di aggancio originissimo e la leva di avanzamento del film è molto ben situata, perfetta e sicura nel funzionamento e abbastanza veloce, anche se la sua corsa non è delle più brevi.

Un grosso bottone serve a impostare i tempi di posa e contiene il regolatore per la sensibilità della pellicola usata.

Scontato e poco pratico il contatto elettrico del flash che è del tipo «diretto»: consente cioè l'impiego di lampeggiatori che abbiano incorporato l'attacco dalla parte di sotto; ma per un lampeggiatore che non abbia questo speciale attacco, e dovendo usare il flash con un cavetto di prolunga per foto non a luce diretta, occorre necessariamente un «aggeggio» applicabile sopra la staffa.

Il sistema di messa a fuoco a microprismi è molto efficace, specie con gli obiettivi di lunga focale. Non è intercambiabile il prisma che è del tipo fisso, ma si possono applicare sull'oculare dei mirini di diverso tipo, anche per fotografie angolari, dall'alto in basso o per usi diversi.

Per concludere, diremo che la Praktica LLC è molto ben fatta, ben disegnata, leggera e di piccole dimensioni, essendo lunga mm 142 x 96 x 89.

Ha una linea fortunatamente diversa da quella tozza delle macchine dell'Europa Orientale. Nel progettare questo nuovo apparecchio, la Veb Pentacon deve essersi avvalsa di un «designer» di particolare gusto e preparazione, anche se si ritrovano nella forma della fotocamera linee già note di altri apparecchi; il risultato è del tutto soddisfacente e pensiamo che questa fotocamera rappresenterà un serio concorrente per le altre marche che si trovano in commercio, specie quando cominceranno ad arrivare i preannunciati obiettivi Zeiss Jena elettrici.

Il prezzo netto non dovrebbe superare le lire 110.000, mentre poco costosi risultano gli obiettivi di corredo e vastissima la gamma delle altre ottiche.



Riccardo Corte nato ad Auronzo in provincia di Belluno nel 1941 è l'autore della copertina di questo mese.

Il Corte che ha poco più di trent'anni vive e lavora ad Auronzo, ha frequentato l'Accademia delle Belle Arti di Venezia ed il suo stile raffigurativo è molto apprezzato.



La copertina del mese scorso, invece, è stata creata appositamente per la nostra Rivista dal pittore Aladino Ghioni, padre del surrealismo fantascientifico ideologico e che da qualche tempo è alla ribalta della più qualificata pittura contemporanea.

a cura
del Prof. Alberto BASSO-RICCI



missilistica

teoria e sperimentazioni pratiche

Daremo inizio ad una serie di articoli riguardanti le tecniche dello spazio. Sarà un'ascesa in tutti i sensi, da un linguaggio di iniziati acquisteremo via via un linguaggio da esperti.

L'autore, volutamente, con questa prima puntata presenta quasi scherzosamente argomenti fondamentali per il moto dei veicoli nello spazio, quali il concetto di «azione e reazione», argomenti che riprenderà più avanti pur con linguaggio diverso, ma sicuro ormai di aver premesso le basi per un discorso comprensibile.

Talvolta dovendosi esprimere con le formule rimane il dubbio di non riuscire totalmente chiari. Al grande Dirac capitò d'essere interrotto in piena aula all'Università di Toronto: «Professor Dirac, osservò un allievo, non capisco come abbia dedotto la formula in alto a sinistra sulla lavagna». «Questa non è una domanda, rispose secco Dirac, è una affermazione. La domanda succes-

siva, per piacere».

Certo sarebbe temerario dubitare della preparazione del Nobel per la Fisica, Paul Adrien Maurice Dirac (fu il primo a dare una convincente forma matematica all'antimateria), anche se al momento non gli era venuta alla mente una spiegazione con cui poter soddisfare il suo interlocutore.

Come tanti altri insegnanti, ogni volta che sono riuscito a servirvi di un dialogo diretto e confidenziale con gli allievi, ho sempre avuto la sensazione che quanto dicevo venisse più facilmente acquisito.

Se mi concederete di chiamarvi ragazzi vi assicuro che appianeremo ogni cosa. Dunque col Vostro permesso, **ALMENO PER QUESTA VOLTA...**!

COME FUNZIONA UN RAZZO, ALTRI SISTEMI DI PROPULSIONE OGGI NOTI

Camminare nello spazio! Uhm! Ragazzi so già che questo è un tema che vi appassiona. Ognuno di voi s'immagini nelle vesti o meglio nella tuta spaziale di uno degli astronauti che compiono, ormai frequentemente, meravigliose im-

prese che definiremo straordinarie avventure anche per le difficoltà che presentano e per la dose di preparazione richiesta.

Voi avete visto con quanta capacità i cosmonauti maneggiano strumenti, guardando il cielo e guidano il loro veicolo. La proposta che vi faccio è niente meno che quella di ripetere le loro gesta. Oh, intendiamoci in ciò niente di esagerato!

Io sono qui proprio per compiere con voi questo viaggio e per rivivere le esperienze degli astronauti, fin dove è possibile, per dei ragazzi ingegnosi e moderni.

Come tutte le cose belle e grandi, perché possano dare i risultati sperati occorre preparazione. Visto che stiamo viaggiando sulla terra paragoniamo questo nostro mondo ad un grosso veicolo che in questo momento sta trasportando tutti noi, diciamo che lo spazio è casa nostra o che noi siamo nello spazio, il che in fondo è la stessa cosa.

Quindi molti esperimenti li realizzeremo insieme qui sul nostro pianeta fra le mura di casa nostra.

Nello spazio ci si muove in virtù di tre principi fondamentali.



Fig. 1 - Il moto di rivoluzione terrestre attorno al sole è dovuto alla risultante di due forze componenti principali

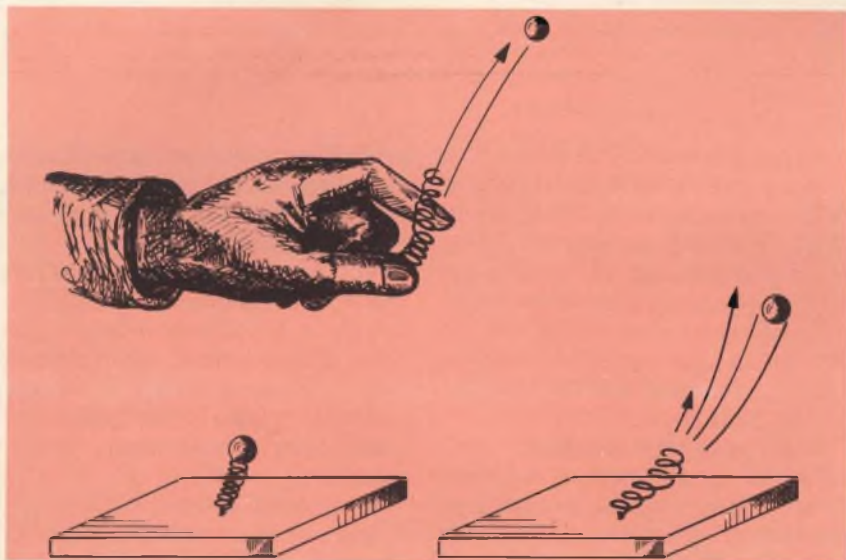


Fig. 2 - Come si vede in questa figura con una semplice molla si può sperimentare la forza di lancio.

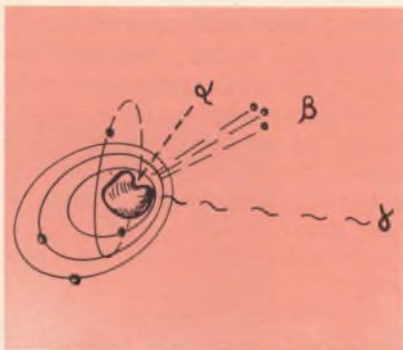


Fig. 3 - Particelle α (alfa) e β (beta) sono veri corpuscoli lanciati fuori dallo atomo.

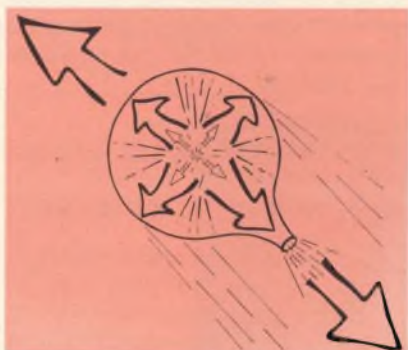


Fig. 4 - Per la forza di uscita del gas si ha la reazione di spinta in avanti del palloncino.

Il 1° è quello della rotazione per equilibrio centrifugo verso una massa centrale che ha forza attrattiva. Insomma una scorribanda, meglio possiamo dire un girotondo attorno al sole, così come fanno i pianeti.

Come vi sto mostrando in questo disegno, la terra, che ha un suo peso quindi una sua massa, tende a sfuggire dal sole come indica la freccia. Nello stesso istante però il centro del sole l'attira.

La traiettoria che il pianeta seguirà sarà la «componente» delle due forze, essa si ottiene in virtù di un equilibrio che si stabilisce fra la forza di fuga con la quale la terra tenderebbe a fuggire e la forza di attrazione gravitazionale verso il Sole.

Il secondo moto del quale può essere dotato un veicolo o un qualsiasi oggetto spaziale è quello di un moto di lancio, come una molla schiacciata e poi liberata proietta lontano una massa qualsiasi.

Sono queste le reazioni che sembrano dominare la quasi totalità delle energie. Anche nella piccola vita dell'atomo abbiamo talvolta fenomeni di lancio di particelle corpuscolarizzate che scattano lanciate fuori dal nucleo dell'atomo come le particelle α (alfa) e β (beta) e altre non corpuscolarizzate come la emissione dei gamma (γ). Già è proprio da qui che nascono i concetti veri della propulsione. Alludo alla propulsione fotonica e ionica che sarà la propulsione dei veicoli spaziali del domani, per i quali oggi in tutto il mondo si stanno compiendo importanti esperimenti.

La spinta in avanti dei razzi risulta proprio dalla forza di spinta di gas pressurizzati. E' stato Sir Isaac Newton che 300 anni fa ha descritto azione e reazione: «Ad ogni azione corrisponde una eguale ed opposta reazione».

Questo principio è dimostrato da un semplice palloncino. Ecco soffiando dell'aria in un palloncino, liberiamo poi le dita, l'aria compressa non trovandosi più prigioniera fra le pareti elastiche fuoriesce.

Oh! Niente confusioni! Quando un palloncino sfugge verso l'alto tanto per intenderci uno di quelli che si trovano sulle fiere, è perché contiene un gas più leggero della

aria e quindi vola verso l'alto.

E' il principio di volo del pallone.

Qui invece il principio di volo è diverso. Per il principio della forza di uscita del gas si ha la reazione di spinta in avanti del palloncino.

Amici miei, questi esperimenti sono interessanti? E' proprio così che si muove il razzo.

Che ad ogni azione della forza corrisponda una reazione contraria ve lo posso subito dimostrare con questo altro esempio.

Prendiamo una assicella di legno, mettiamole sotto due piccoli rulli. Tendiamo un elastico fra la assicella ed un chiodo, fissando lo elastico al chiodo con una cordicella. Ora internamente all'elastico mettiamo un sasso. Bruciamo con un fiammifero la cordicella. Cosa succederà? Proviamo subito... Visto...

Il sasso viene lanciato lontano e il carrello si sposta dall'altra parte.

In fondo sono concetti vecchi quanto è vecchio l'uomo. L'uomo preistorico, osservando le nubi già intuiva la forza distruttiva dei venti. Cicloni poderosi si scatenavano, sarebbe bastato togliere la reazione all'azione.

Naturalmente qui usiamo un tono scherzoso: azione e reazione anche nelle nuvole celesti, ma non dimentichiamo che molti fenomeni li avvengono per depressione di gas.

Già il vapore era noto nell'antichità. Il suo primo uso, come sorgente di una spinta, quindi utilizzato come fonte di energia, risale a 150 anni a. C. I Greci costruirono questa turbina a reazione che ruotava quando il vapore veniva espulso fuori e allo scopo bastava mettere un po' d'acqua in questa turbina.

Nei mezzi moderni invece della acqua si usa del gas d'idrogeno che, come sapete, si trova anche nella nostra atmosfera, anzi si usano piccole quantità di perossido d'idrogeno che viene trasformato in vapore, quindi pressurizzato ed eiettato all'esterno attraverso piccoli ugelli che producono la necessaria azione di spinta.

Ma ecco, vogliamo subito sperimentare, sulla nostra terra, un au-

Fig. 5 - I razzi si muovono nell'aria e nello spazio «vuoto» in virtù del principio di azione e reazione.



Fig. 6 - Un altro semplice esperimento per dimostrare il principio d'azione e reazione.



Fig. 7- Turbina a reazione costruita dagli antichi Greci.



Fig. 8 - Nei razzi il perossido di idrogeno trasformato in vapore, uscendo dagli ugelli produce la azione di spinta.

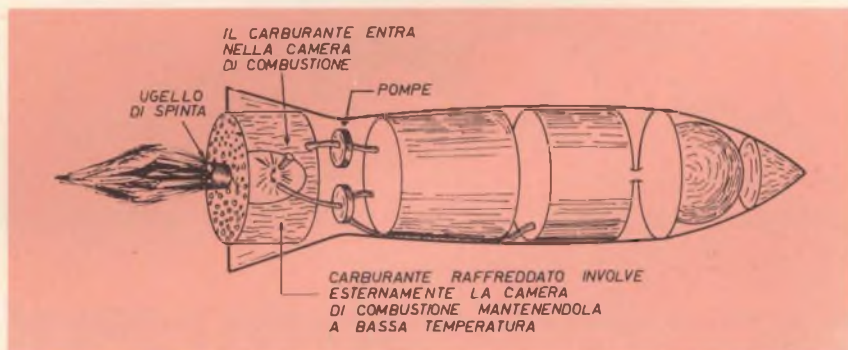




Fig. 9 - Così possiamo facilmente costruire un veicolo che si sposta in virtù del principio di azione e reazione.

tentico moto per azione a reazione, non come gli antichi Greci i quali facevano rotare la turbina su se stessa, senza però produrre nessuna utile azione di spinta in avanti.

Ve lo avevo promesso che qui fra le nostre pareti, in casa nostra, possiamo sperimentare una tecnica per spostare un veicolo in virtù del principio di azione e reazione.

Dunque prendete il primo tubetto metallico, per esempio di medicinali, che troverete vuoto, sarà il nostro veicolo.

Foratelo con un piccolo chiodo in prossimità del bordo superiore, due piccole forcelle basteranno per sostenerlo sopra un'assicella o un porta-sapone.

Fra il tubetto e la base sistemiamo un mozzicone di candela. Deponiamo delicatamente l'assicella sulla superficie dell'acqua, nella vasca da bagno.

Riempiamo il tubetto per un quarto circa di acqua, preoccupan-

doci di deporlo col forellino nella parte più alta. Accendiamo la candela

Bene! Vedete, non appena il vapore incomincia ad uscire sbuffando dal forellino, si origina il moto di spinta del veicolo.

Vi piace?...

Vi dissi all'inizio che esiste un'altra fonte di energia per la propulsione nello spazio; anzi sarà la vera propulsione del domani. Voglio alludere alla propulsione elettrica.

Fra poco, assieme, compiremo semplici e non meno importanti esperimenti. Preciso subito che questo nuovo tipo di propulsione lo si sta studiando ora nei principali laboratori del mondo, un domani esso diverrà una realtà per i veicoli più grandi.

Il problema più importante per i razzi e le capsule è quello della loro propulsione perché per i viaggi sempre più lunghi si richiede sempre maggior quantità di carbu-

rante chimico più di quello che in realtà i veicoli possano trasportare.

Con ciò i lunghissimi viaggi, ad esempio verso i pianeti, al limite del nostro sistema solare, diverrebbero praticamente impossibili.

Gli scienziati stanno ora studiando e sperimentando la propulsione elettrica che eviterebbe in gran parte il carico di carburante. In che consiste?

Con questo sistema le particelle ioniche che costituiscono la fonte di energia per il motore vengono elettrostaticamente accelerate fino a sfuggire fuori dagli ugelli di spinta con una certa forza e con una forza tremenda spingerebbero il veicolo, ormai «lontano» dai campi gravitazionali, a velocità fantasiose, per lunghi periodi di tempo.

E il vantaggio pratico? Semplice, non si farebbe più uso di combustibile chimico che, come si sa, si esaurisce rapidamente e richiede il pieno carico alla partenza.

Per questo straordinario tipo di propulsione, si sono richieste quasi tutte le cognizioni scientifiche tecnologiche, che l'homo sapiens ha sviluppato dalla scoperta del fuoco ai nostri giorni...

...senza digierirci un grattacielo di libri in quattro e quattro otto, vi svelerò ogni segreto e la cosa più fantastica è che assieme, tra poco, sperimenteremo la propulsione elettrostatica...

Forse qualcuno tra voi è scettico... Beh! aspettate un istante e giudicherete!

Un viaggio verso un satellite di Giove potrebbe essere intrapreso con questo tipo di propulsione elettrica. La nave spaziale verrebbe assemblata su un'orbita terrestre, da qui inizierebbe la sua nuova missione solo con la propulsione elettrica.

Certo più interessante per noi è ora sperimentare praticamente questo nuovo tipo di propulsione. E' un po' più impegnativo, ma tuttavia non esce dalla nostra sperimentazione.

Beh! Occorre un'auto! Certo so che tutti voi, o meglio i vostri padri, hanno l'automobile, ma aspettate ad allarmarlo, niente paura e niente pericolo, l'automobile dovrà rimanere ferma con il motore acceso.

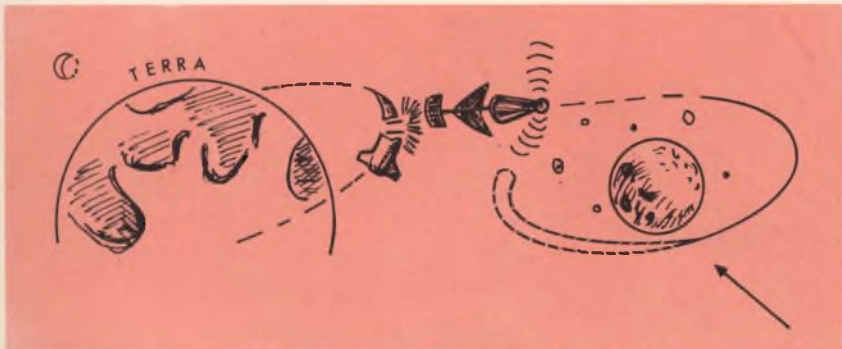


Fig. 10 - Veicolo a propulsione elettrica che eviterebbe in gran parte il consumo di carburante.



Società Generale Semiconduttori, S.p.A. - SGS - Agrate Br., Milano, tel. 039/65341

OVUNQUE COMPETITIVA

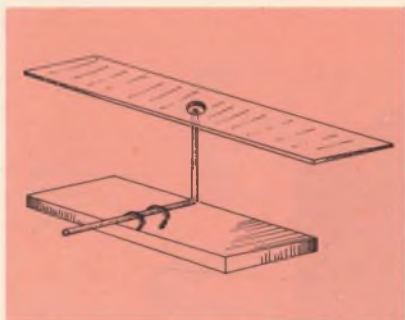


Fig. 11 - Come si realizza un semplice organo propulsore «elettrico».

la propulsione elettrica in virtù di cariche elettriche, niente ingranaggi, niente spinte di gas, eppure c'è movimento.

E la ragione di tale movimento? Eccovi in due semplici parole la ragione del fenomeno.

Il foglio di stagnola, come ogni altro corpo in natura, è carico di elettricità elettrostatica. Quando noi gli trasmettiamo un'alta carica elettrica, sulla lastra stessa e tutto attorno, noi creiamo uno squilibrio

stro peso ci troveremo sospesi nella aria!

PRECISAZIONI..., INVITO AL LETTORE

Si è ommesso di parlare del «volo» per caduta libera, (traiettoria, andata e ritorno terra-Luna, dell'Apollo 8) poiché questo entrerebbe già implicitamente nel primo argomento qui trattato.

Così pure non si è parlato della propulsione fotonica e di quella tachionica. Dei «tachioni», possibili particelle più veloci della luce, come propulsione se ne è parlato per la prima volta in USA (vedere bibliografia scientifica del dicembre 1968, e in un convegno della Società di Fisica, Università di Milano, febbraio 1969).

Se l'argomento Vi interessa, potrete scrivere alla Redazione della nostra Rivista. Noi ci riteniamo sempre a Vostra disposizione, niente di meglio auspichiamo che la Vostra collaborazione. Dunque dipende da Voi e dalle risposte che darete. Se esse fossero favorevoli all'argomento, spiegheremo anche questo nuovo tipo di propulsione per il quale competitivamente gareggiano l'America e la Russia versando «fiumi» di capitali.

Alla prima figura pubblicata andrebbe aggiunto come commento «Nel nostro esempio... la forza centrifuga è la **reazione**, da parte del pianeta, **all'azione**, forza centripeta che è la forza di gravità esercitata dal Sole sul pianeta... Tuttavia non essendo lo scopo della presente puntata quello di spiegare la forza centripeta e quella centrifuga, si è lasciato il discorso nella forma più piana possibile. (continua)



Fig. 12 - Così possiamo sperimentare a terra un semplice propulsore «elettrico».

Da un lato l'automobile e dall'altro un semplice apparecchio che realizzeremo insieme così.

A un sottile cartoncino praticiamo un foro centrale, ricopriamo con carta stagnola da cioccolato sospesa al centro con un'asticciola di ferro fissata ad un basamento.

Ecco tutto fatto. Colleghiamo la asticciola di ferro con un filo di cavo elettrico che terremo in mano per la parte isolante. Con l'altra parte del cavo elettrico toccheremo il capo della bobina d'alimentazione elettrica del motore.

Il foglio di stagnola, come vedrete, incomincerà a ruotare attorno al suo asse.

Bene, questo è un principio del-

delle cariche elettriche primitive che non si manifestano se non con una fuga di cariche che portano in movimento rotatorio la piastrina.

Vi raccomando il filo elettrico di collegamento, maneggiatelo sempre per la parte isolante, diversamente potreste ricevere una scarica elettrica, insomma potreste fare anche voi un piccolo sobbalzo.

Ma un sobbalzo certamente più piacevole lo faremo assieme e ci rivedremo al prossimo incontro. Sperimentaremo niente meno che la mancanza di gravità. Non ci credete? Al prossimo appuntamento quindi raggiungeremo la zona di gravità zero e anche noi come i fortunati astronauti, perdendo il no-



VARIANTI AL LISTINO PREZZI VALVOLE RICEVENTI « FIVRE » PUBBLICATO SUL N. 1 - 1972

Tipi europei

ECL84	L.	2.200
EY86	»	1.850
EY87	»	1.850

Tipi americani

6GV8	L.	2.400
6S2	»	1.850
6S2A	»	1.850



**abbiamo
provato
per voi...**

IL BEOGRAM 1200

Il Beogram 1200 rappresenta il più recente modello di giradischi della B. & O. Come si vede dalla foto del titolo lo stile è quello classico che la famosa casa danese ha scelto per i suoi apprezzati giradischi. Il braccio, di linea molto elegante, presenta la particolarità di accettare solamente cinghie B. & O. per una precisa scelta della Casa stessa.

IL MECCANISMO DI TRASCINAMENTO

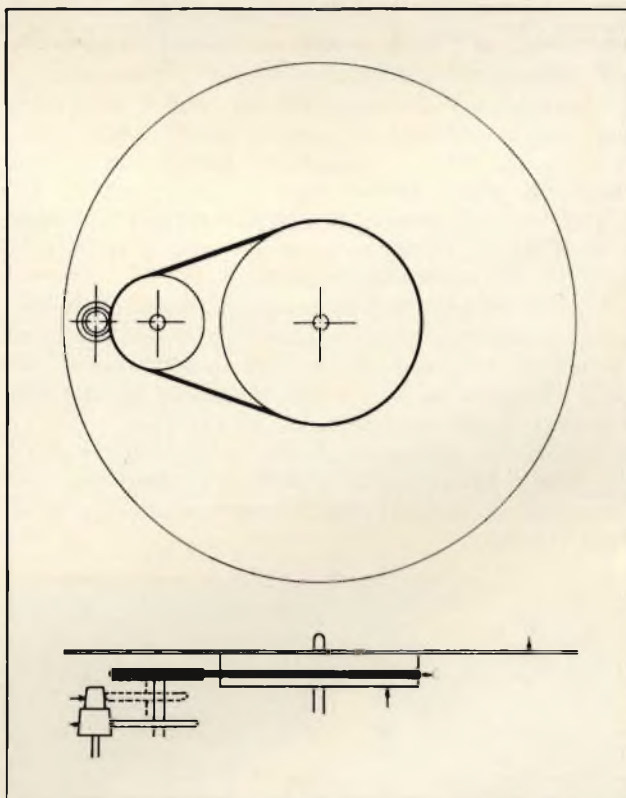
Il motore, molto piatto, è munito di un asse portante una puleggia a due sezioni che permette le velocità di 33 e 45 giri/min. Le due sezioni della puleggia sono leggermente coniche. Una carrucola gommata, è montata sullo stesso perno di una successiva puleggia e una cinghia molto elastica collega quest'ultima puleggia al piatto trasmettendo così il movimento. Ci si trova dunque in presenza di un'insieme combinante una demoltiplica attraverso carrucola e una demoltiplica per cinghia.

Questa formula costruttiva consente una regolazione precisa della velocità attraverso lo spostamento in altezza della carrucola gommata lungo l'asse conico. Al termine non si deve mai dimenticare di rimettere il selettore di velocità in posizione zero, poiché il disinnesto non è automatico.

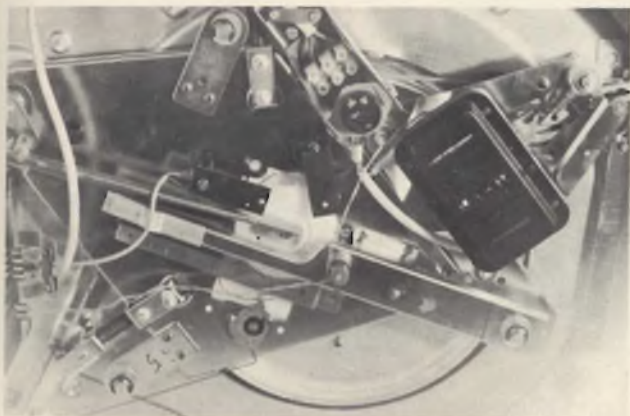
L'AUTOMATISMO

Sulla destra della piastra vi è un selettore, graduato con i numeri 17 - 25 e 30, che deve essere regolato manualmente quando si mette il disco sul piatto.

Queste cifre corrispondono, come ben si sa, ai diversi diametri dei dischi in commercio. Fatta questa operazione, è sufficiente premere un pulsante posto al centro di questo selettore per fare in modo che il piatto si metta in moto automaticamente e che la puntina venga deposta con estrema delicatezza nel primo solco del disco.



Rappresentazione schematica del sistema di trascinamento del giradischi Beogram 1200. Per esigenze di disegno gli elementi non sono stati rappresentati nella loro giusta posizione e le dimensioni del contro-piatto sono state ridotte. Il contro-piatto presenta una scanalatura nella quale è inserita la cinghia di trascinamento. Questa cinghia trasmette il movimento che è fornito da una puleggia posta sul medesimo asse di una carrucola gommata. La carrucola può scorrere lungo lo asse e assumere tutte le posizioni possibili tanto sulla parte della puleggia per i 45 giri quanto sulla parte corrispondente ai 33 giri.



La foto illustra il complesso meccanismo del giradischi Beogram 1200.

Quando l'ultimo solco è terminato, il braccio si solleva e la piastra si arresta. Ci troviamo quindi di fronte ad un apparecchio semi-professionale. Conviene comunque precisare che tutte le funzioni automatiche possono essere svolte anche manualmente e che l'audizione del disco può iniziarsi e terminare nel punto che si desidera.

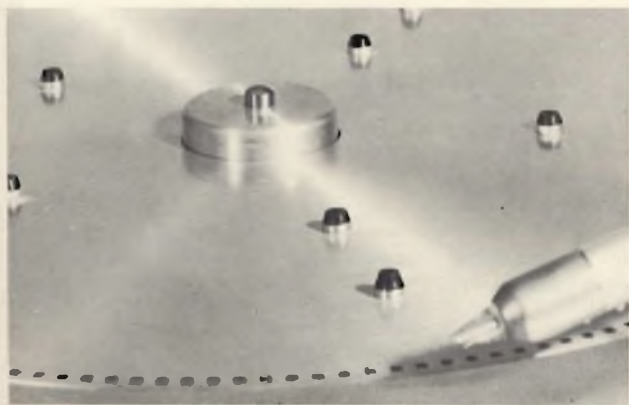
IL PIATTO

Il piatto è molto originale e di aspetto gradevole.

L'originalità è data dal fatto che non è dotato del tradizionale tappetino di gomma. Quest'ultimo è sostituito da una serie di piccolissimi tamponi in gomma inseriti sul piatto. Questo nuovo arrangiamento ci ha colpito in modo favorevole poiché i tappetini abituali si caricano di elettricità statica che viene trasmessa al disco assieme a parecchia polvere.

L'aspetto gradevole è dato soprattutto dal piatto che si trova esattamente sullo stesso piano della piastra. La leggera sporgenza dei tamponi in gomma, che pone il disco a circa 3 ÷ 4 mm dal piatto e dalla piastra, non dà alcuna impressione di altezza.

E' doveroso aggiungere, inoltre, che il piatto è particolarmente funzionale in quanto lo stroboscopio, impresso sul suo bordo, permette una regolazione precisa della velocità.



Queste due foto mettono in evidenza le due possibili posizioni che può assumere l'adattatore per dischi, i piccoli tamponi in gomma e lo stroboscopio inciso sul piatto. Quest'ultimo, rischiarato da una lampada incandescente o meglio ancora da una lampada fluorescente permette l'esatta regolazione della velocità.

L'adattatore per dischi a 45 giri è incorporato nel piatto. Nella sua posizione più bassa esso serve per i dischi di 30 cm mentre nella sua posizione più alta, ottenuta attraverso la rotazione di una quarantina di gradi, esso è adatto a ricevere dischi a 45 giri con foro grande.

IL BRACCIO

Come è già stato detto per l'intero giradischi, anche il braccio conferma la tradizionale ed elegante linea B. & O. L'antiskating è automatico e la regolazione della forza d'appoggio si ottiene per mezzo di una manopola graduata che non richiede alcun commento.

Il dispositivo ausiliario che comanda il sollevamento e l'abbassamento del braccio funziona magnificamente.

E' questo un dispositivo oleo-pneumatico ben progettato.

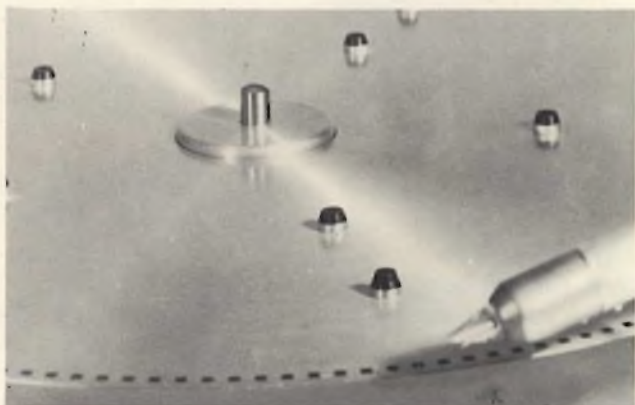
LA CARTUCCIA

Normalmente questo giradischi viene venduto completo di cartuccia B. & O. SP14A. Noi, comunque, pensiamo che l'apparecchio possa essere equipaggiato anche con una cartuccia SP12A che ha prestazioni leggermente superiori ma consente una migliore riproduzione. Ciò conferma quello che da tempo andiamo sostenendo e cioè, che quando si devono valutare dei trasduttori elettromeccanici — cartucce o altoparlanti — le caratteristiche offrono solo un'idea approssimativa della qualità propria degli elementi e solamente alcune verifiche soggettive consentono di effettuare la scelta migliore.

ANALISI DELLE PRESTAZIONI

Per quanto concerne la velocità non c'è proprio nulla da dire in quanto lo stroboscopio consente una regolazione veramente eccellente.

Il «Wow e Flutter» indicato dalla Casa costruttrice è di $\pm 0,15\%$, mentre nelle stesse condizioni di misura, noi abbiamo ottenuto un valore di $\pm 14\%$. Questo giradischi non dà alcun rumore udibile. In particolare il rapporto segnale/disturbo a noi è sembrato anche migliore di quello indicato dalla Casa costruttrice. Per quanto concerne le prestazioni elettroniche i risultati delle nostre misure sono riassunti nella tabella I e II.





UNO STRUMENTO GIOVANE PER I GIOVANI

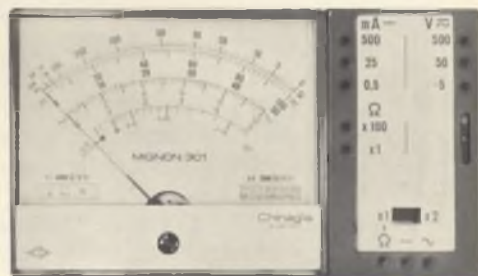
MIGNONTESTER 301 - 32 portate 2 K Ω /V cc 1 K Ω /V ca

Analizzatore universale tascabile con dispositivo di protezione.

Risultato di oltre 40 anni di esperienza, al servizio della Clientela più esigente in Italia e nel mondo, il MIGNONTESTER 301 è uno strumento moderno, robusto e di grande affidabilità. Nel campo degli analizzatori il nome CHINAGLIA è sinonimo di garanzia.

PRESTAZIONI - A cc: 0,5 ÷ 1000 mA - V cc: 5 ÷ 1000 V - V ca: 5 ÷ 1000 V - VBF: 5 ÷ 1000 V - dB: -10 ÷ +46 dB - Ohm: 10 K Ω ÷ 1 M Ω .

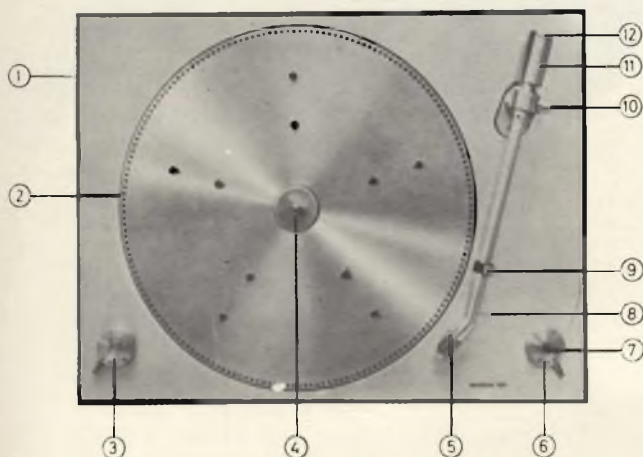
CHINAGLIA 



Richiedere catalogo a: CHINAGLIA DINO ELETTROCoSTRUZIONI sas.
Via Tiziano Vecellio, 32 - 32100 BELLUNO - Tel. 25.102



Questa foto consente di notare come il disco risulti leggermente sollevato dal piatto attraverso i tamponi in gomma.



Vista dall'alto del giradischi Beogram 1200. 1) Controllo variabile di velocità. 2) Disco stroboscopico. 3) Selettore di velocità. 4) Adattatore per dischi. 5) Cartuccia. 6) Selettore del diametro dei dischi. 7) Starter. 8) Punto di presa per il sollevamento manuale del braccio. 9) Bloccaggio per il braccio. 10) Vite di regolazione della pressione della puntina. 11) Contrappeso. 12) Regolazione del contrappeso.

Dalla tabella I si ricava che il fattore di leggibilità della cartuccia SP14A non è pari a quello della cartuccia SP12A, ma certamente più che sufficiente per la gran parte dei dischi in commercio. Si può dire, infatti, che il fattore di leggibilità laterale delle cartucce B. & O. non è straordinario, ma certamente buono.

La curva di risposta della cartuccia SP14A è molto buona: $+2 - 0,5$ dB da 40 a 16.000 Hz. Quella della cartuccia SP12A, invece, è ancora migliore: $\pm 0,5$ dB da 40 a 16.000 Hz.

La cartuccia SP14A, a nostro parere, dà un suono un pò più secco di quello offerto dalla cartuccia SP12A. Teniamo a precisare però, che la nostra è una impressione del tutto personale e raccomandiamo ai lettori interessati di giudicare loro stessi questo aspetto.

Con amplificatori di grande classe e a larga banda passante non abbiamo riscontrato alcun rumore durante la riproduzione.

TABELLA I Fattore di leggibilità (2,5 g)		
	SP14A	SP12A
Orizzontale	60 m	70 m
Verticale	50 m	50 m

TABELLA II Separazione dei canali		
	Can. Sin.	Can. Des.
SP14A	27 dB	22 dB
SP12A	32 dB	36 dB

In altre parole abbiamo potuto constatare che gli organi meccanici del giradischi sono estremamente silenziosi.

CARATTERISTICHE TECNICHE FORNITE DAL COSTRUTTORE

Dimensioni: altezza con coperchio 116,5 mm - larghezza 440 mm - profondità 330 mm

Peso: 7,350 kg

Alimentazione: 110 - 220 V.c.a. - 50 Hz

Consumo di potenza: 14 W max

Uscita: 5 mV - 1000 Hz / 47 k Ω

Velocità: 45 e 33 giri/minuto

Rumore: migliore di 55 dB (DIN B)

Wow e flutter: $\pm 0,15\%$ valore di picco

Tensione d'uscita: 250 mV a 1000 Hz,

4 mV di tensione d'ingresso

Risposta di frequenza: con cartuccia SP14A:

in conformità con le norme R.I.A.A.

$20 \div 20.000$ Hz ± 1 dB

Distorsione: 0,2%

Rapporto segnale/disturbo: migliore di 60 dB

Separazione fra i canali:

migliore di 20 dB con cartuccia B. & O.

Braccio: di tipo speciale

CARTUCCIA SP14A

Puntina: in diamante sferica - 15 microns

Risposta di frequenza: $20 \div 16.000$ Hz $\pm 2,5$ dB

Separazione fra i canali:

migliore di 20 dB a 1000 Hz

Differenza fra i canali: 2 dB circa

Cedevolezza: 25×10^{-6} cm/dyna

Pressione della puntina: 2 g

Tensione d'uscita: 1 mV/cm/s

Carico: 47 k Ω

Angolo d'incidenza: 15°

Peso: 8,5 g

CONCLUSIONI

Dopo le nostre prove possiamo dire che il Beogram 1200 è certamente uno dei migliori giradischi semi-professionali in commercio. In particolare esso presenta soluzioni tecniche, tecnologiche e stilistiche eccellenti unite a prestazioni veramente ottime.

MODERNI APPARECCHI DI SEGRETERIA TELEFONICA

di Piero SOATI

Il rapido sviluppo delle attività industriali, commerciali, professionali ed artigianali, che si è verificato nel recente dopo guerra ha stimolato i tecnici che lavorano nei settori dell'elettronica a studiare delle nuove apparecchiature che permettessero di accelerare i tempi di produzione e di rendere più agevole il lavoro.

Pertanto, parallelamente agli apparecchi aventi un carattere maggiormente impegnativo, come, ad esempio, gli elaboratori elettronici e le moderne macchine calcolatrici per ufficio, l'industria telefonica ha progettato una serie di interessantissimi apparati, alcuni dei quali destinati al grosso pubblico, che consentono di rispondere automaticamente, in assenza dell'abbonato, a qualsiasi chiamata telefonica, mediante un messaggio precedentemente registrato.

Le prime apparecchiature del genere, realizzate con circuiti a valvole, dettero naturalmente origine a non pochi inconvenienti, e non sempre incontrarono il favore degli utenti, anche per il fatto che i costruttori, assillati come erano dalla necessità di vendere per guadagnare, poco si curavano della bontà del loro prodotto.

La ditta dell'ing. G. Gnechi, una fra le prime che si dedicarono a questo genere di attività, ha perseguito invece una strada del tutto differente, dedicando un lungo periodo di tempo alla sperimentazione della propria produzione, cosic-

ché, quando gli apparecchi venivano immessi sul mercato, gli acquirenti potevano essere certi della loro qualità e funzionalità.

Riteniamo pertanto che sia molto interessante descrivere qualcuno dei più moderni segretari telefonici prodotti da questa ditta, **i quali sono reperibili presso tutte le sedi della G.B.C.**, e per la cui costruzione sono stati impiegati esclusivamente semiconduttori, circuiti stampati e circuiti integrati.

IL SEGRETARIO TELEFONICO SENTAPHON T3

Il **Sentaphon T3**, è un apparecchio il cui compito è quello di fungere da segretario telefonico, nel quale possono essere incisi tre messaggi distinti, e che è destinato ad una vastissima cerchia di persone

che svolgono attività differenti. Esso, infatti, può essere utilizzato vantaggiosamente da professionisti, artigiani, commercianti, proprietari di negozi e dalle stesse casalinghe, ogni qualvolta siano costretti ad assentarsi dal proprio ufficio, o dalla propria abitazione, e desiderino far sapere, a coloro che eventualmente li chiamino al telefono, il motivo della loro assenza, il luogo in cui sono reperibili oppure il giorno o l'ora del loro ritorno.

Il **Sentaphon T3**, essendo stato realizzato secondo le più recenti concezioni tecniche, presenta il triplice vantaggio di avere una linea armoniosa e delle dimensioni ridotte che lo rendono adattabile a qualsiasi tipo di locale e di arredamento, di necessitare di un numero limitatissimo di manovre, per cui può essere adoperato da chiunque, e, cosa di non poco conto, di avere un prezzo molto limitato.

L'eliminazione del microfono esterno evita l'impiego di fili di collegamento, e dei relativi innesti e spine, che quasi sempre sono causa di falsi contatti e quindi di mancate comunicazioni. Inoltre, essendo i vari componenti montati su un unico circuito stampato facilmente estraibile, qualsiasi operazione di ispezione o di riparazione può avere luogo in un tempo brevissimo.

Un altro dispositivo di notevole interesse è costituito dalla presenza di un circuito di regolazione automatica del volume per cui qualunque sia il livello della voce di co-

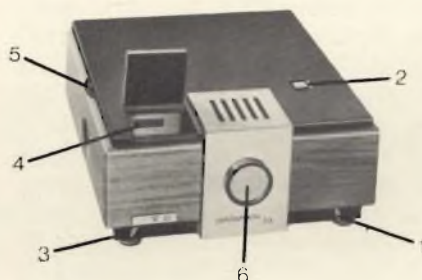


Fig. 1 - Foto del SENTAPHON T3.
1 = interruttore di alimentazione. 2 = tasto d'avviamento. 3 = leva di comando. 4 = controllo tempo di registrazione. 5 = selettore testi messaggi. 6 = microfono.

loro che eseguono la registrazione dei messaggi, il livello di uscita resta costante evitando all'ascolto sbalzi di modulazione o fenomeni di distorsione.

Come abbiamo detto il Sentaphon T3 è predisposto per ricevere tre messaggi differenti sullo stesso nastro i quali sono selezionabili mediante un'apposita manopola. Pertanto, dovendosi assentare dalla propria abitazione o ufficio è sufficiente scegliere il testo che interessa senza doverlo incidere volta per volta. La registrazione viene eseguita su un nastro senza fine, che è controllato da un fascio luminoso a mezzo di fotoreistori.

I comandi del Sentaphon T3 sono chiaramente visibili in figura 1.

L'alimentazione può essere effettuata su reti a 125 - 160 - 220 V.c.a.

NORME D'IMPIEGO DEL SENTAPHON T3

Messa in funzione dell'apparecchio - In primo luogo è necessario effettuare il collegamento alla linea telefonica, secondo le norme PTT, e quindi inserire la spina del cordone di alimentazione alla presa di corrente, controllando naturalmente che il cambio tensioni sia regolato sul giusto valore di rete.

Registrazione del testo del messaggio - In primo luogo si deve portare la leva 3 (figura 1) tutta a destra quindi, dopo aver premuto il tasto luminoso 2, si inizierà a dettare il messaggio non appena nella finestrella 4 passa il numero 9.

Il tasto luminoso dovrà essere mantenuto abbassato per tutto il tempo della dettatura del messaggio. La lunghezza del messaggio sarà calcolata osservando i numeri che scorrono nella finestrella 4 e che vanno dal 9 allo 0.

Ascolto del testo registrato - La leva 3 in questo caso dovrà essere portata nella posizione centrale. Ciò fatto si avvierà l'apparecchio premendo il tasto 2 fino a che nella finestrella 4 compare il numero 9.

Dopo aver ascoltato il testo, se esso è soddisfacente, si possono registrare gli altri due testi spostando

la leva 5 nelle altre due posizioni e ripetendo le manovre sopra illustrate.

Posizione telefonica automatica - La leva 3 dovrà essere portata tutta a sinistra e quindi si sceglierà il testo che dovrà essere trasmesso ad ogni chiamata portando nella posizione che si desidera la leva 5.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito elettrico dell'apparecchio di segreteria telefonica Sentaphon T3 è illustrato in figura 2.

Il trasformatore di rete T2, il ponte raddrizzatore RS1, il transistor Tr15 e il diodo Zener Z1, costituiscono il circuito di alimentazione che fornisce la corrente continua stabilizzata all'intero apparecchio.

Il motore dispone di un circuito separato, indicato nello schema con la sigla CR, che serve a controllare la velocità di trascinamento.

Nella posizione di registrazione e di riproduzione il commutatore S si viene a trovare nella posizione R. In queste condizioni i segnali provenienti dal microfono MI sono amplificati dal circuito di cui fanno parte il transistor Tr5 ed il circuito integrato CI1.

I segnali, dopo essere stati amplificati, sono avviati, tramite la rete di equalizzazione, alla testina di registrazione TR la cui corrente fonica è regolabile tramite il potenziometro P3.

Il controllo automatico del volume è assicurato dal circuito di cui fa parte il transistor Tr7.

La corrente di polarizzazione della testina TR è regolabile tramite il potenziometro P1, che fa capo all'oscillatore ultrasonico a 60 kHz costituito dal transistor Tr1 e dalla testina di cancellazione TC.

Premendo il tasto P si alimenta il motore M che trascina il nastro magnetico, chiuso ad anello e comprendente anche un breve tratto di nastro trasparente che si trova all'inizio del ciclo interposto tra la lamina La1 ed il fotoreistore PhR.

Quando il nastro magnetico trascinato dal motore si muove e la zona di trasparenza cessa, il nastro magnetico interrompe il fascio di

luce che colpiva il fotoreistore ed i transistori Tr8 e Tr10, allo stato di saturazione, alimentano il motore M.

Pertanto, anche abbandonando il pulsante P, il motore continua a trascinare il nastro fino a quando la zona trasparente non raggiunge nuovamente il fotoreistore provocando l'arresto del motore; ciò significa che è terminato il ciclo di registrazione.

La riproduzione del testo si effettua portando il commutatore S nella posizione L. In queste condizioni la testina TR effettua la lettura del nastro magnetico e l'amplificatore Tr5 e CI1, è commutato direttamente all'altoparlante. In questa posizione i transistori Tr1 e Tr7 non svolgono alcuna funzione, mentre il ciclo di avvio e di arresto si svolge come sopra descritto.

Se il Sentaphon T3 è disposto come circuito di risposta telefonica il commutatore S viene a trovarsi nella posizione T.

Quando il primo impulso di una chiamata raggiunge l'avvolgimento A1 del traslatore di linea T1, per induzione si genera su A3 una tensione alternata che, attraverso il condensatore C20 ed il resistore R30, polarizza il transistor Tr10. Quest'ultimo diventa conduttore e in tal modo il circuito di alimentazione del motore si chiude dando luogo al trascinamento del nastro magnetico. Questo fenomeno si ripete ogni qualvolta si ha un impulso di chiamata e fino a quando non si esaurisce la zona di trasparenza del nastro che scorre di fronte al fotoreistore PhR. Quando il nastro magnetico interrompe il fascio di luce oltre a chiudere definitivamente il circuito di alimentazione del motore, per effetto della scarica del condensatore C2 si manifesta un impulso sulla base del transistor Tr3.

Questo impulso provoca la saturazione del transistor Tr3 di modo che il relè RA si chiude attraverso il contatto RAI1 ed i transistori Tr4 e Tr9. Pertanto la linea viene a trovarsi chiusa, tramite i contatti RAI sul traslatore T1, sul cui secondario A2 è presente, opportunamente amplificato, il testo del messaggio da trasmettere.

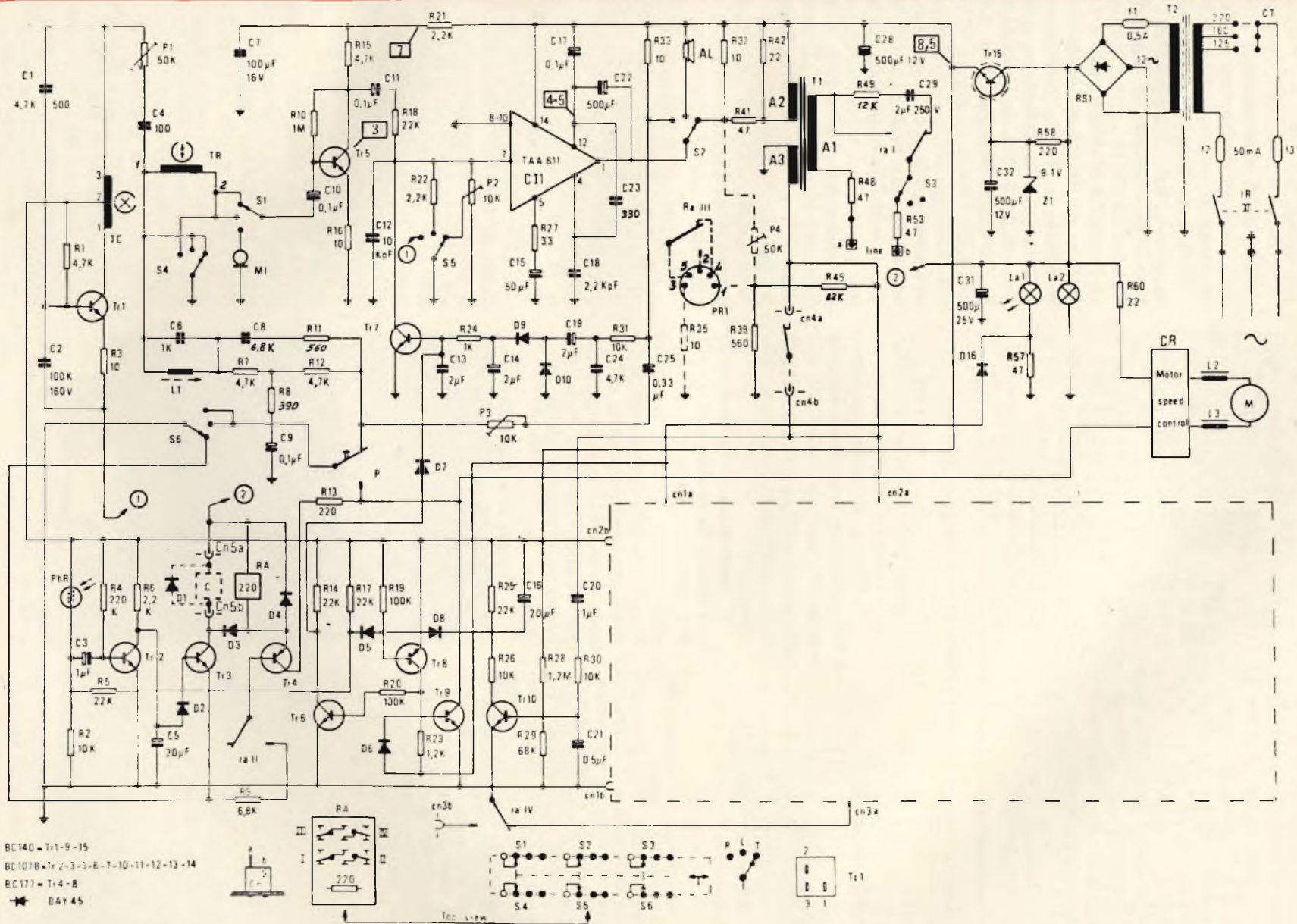


Fig. 2 - Schema elettrico del SENTAPHON T5 in cui sono indicati il regolatore di velocità del motore (motor speed control) e tutti i componenti impiegati.

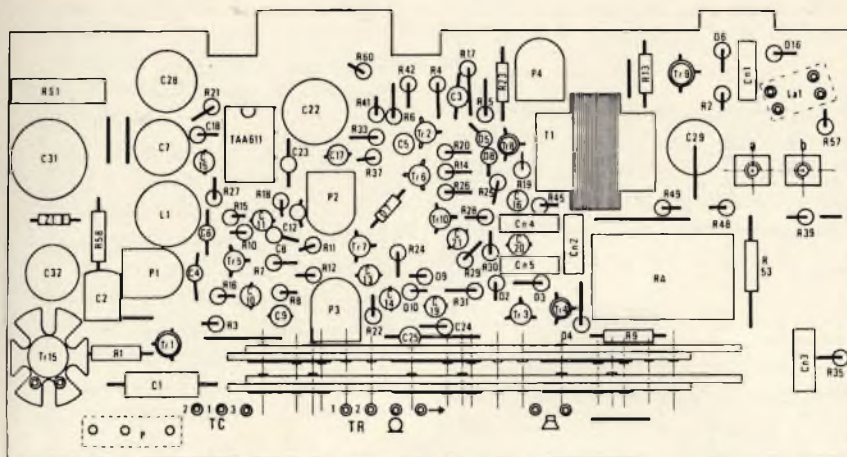


Fig. 5 - Circuito stampato del SENTAPHON T3 visto dal lato componenti.

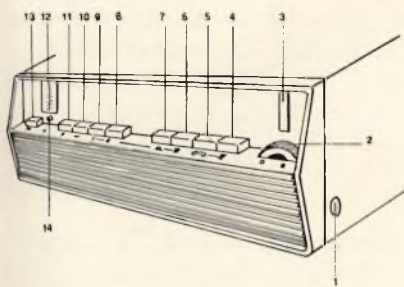


Fig. 4 - Apparecchio per segreteria telefonica LILIPHON T/230.

1 = presa microfono. 2 = interruttore rete e regolatore volume. 5 = finestrella controllo del tempo di registrazione. 4 = ascolto messaggi registrati. 5 = inserzione telefonica automatica di segreteria. 6 = ascolto testi annuncio e fine registrazione. 7 = registrazione testi annuncio e fine registrazione. 8 = secondo testo annuncio. 9 = primo testo annuncio. 10 = avvio manuale. 11 = selezionatore dei messaggi registrati. 12 = contatore delle telefonate ricevute e spia acceso-spento. 13 = cancellazione totale dei messaggi. 14 = azzeramento contatore telefonate.



Fig. 5 - Vista d'insieme di un impianto di segreteria telefonica LILIPHON T230-S.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione: 125, 160, 220 Vc.a. **Frequenza:** 50 Hz. **Consumo:** a riposo 3,5 W, in funzione 4,5 W. **Tempi di registrazione:** standard 30", massimo 180". **Piste di registrazione:** 3. **Tempi di connessione alla chiamata:** 10 s circa. **Sensibilità di chiamata:** 20 V da 16 a 50 Hz. **Impedenza di chiamata:** 5000 Ω da 16 a 50 Hz. **Resistenza di linea:** 10 Ω . **Impedenza di linea:** 600 $\Omega \pm 15\%$ da 300 a 3400 Hz. **Livello del segnale in linea:** 400 mV RMS. **Livello di rumore in linea:** 1 mV psfometrico. **Distorsione armonica:** 5% a 400 Hz. **Risposta in frequenza in linea:** 3 dB da 300 a 3400 Hz. **Isolamento tra la rete e la terra:** 2 kV a 50 Hz per 60". **Isolamento fra la linea e la terra:** 100 M Ω a 600 Vc.c. **Dimensioni:** 230 x 190 x 80 mm. **Peso:** 3,3 kg.

SEGRETERI TELEFONICI LILIPHON T230 E T230/S

L'apparecchio di segreteria telefonica T230, permette invece agli abbonati al telefono che per qualsiasi motivo debbano allontanarsi dal proprio apparecchio telefonico, di rispondere a tutte le chiamate trasmettendo un primo testo con invito a chi chiama a dettare un messaggio, di registrare fedelmente tale messaggio, di trasmettere un testo di fine registrazione e di ascoltare i messaggi arrivati durante la assenza. Inoltre è possibile la registrazione di un secondo testo senza invito a dettare un messaggio.

La figura 4 illustra i vari comandi del Liliphon T230.

Il segretario telefonico Liliphon T230/S, figura 5, è invece una variante del modello precedente al quale è stato aggiunto un dispositivo che consente all'utente l'ascolto delle comunicazioni che sono state registrate durante la sua assenza, da qualsiasi posto telefonico urbano od interurbano. Questo dispositivo è costituito da un ricevitore, che è incorporato nel T230/S, e da un trasmettitore separato che genera due toni differenti che servono ad azionare il complesso ricevente a distanza.

Il trasmettitore pertanto genera un vero e proprio codice a 2 toni che aziona il ricevitore in funzione della combinazione per cui è stato predisposto. L'alimentazione del trasmettitore, visibile in figura 6, è fornita da una batteria a 9 V la cui autonomia consente il funzionamento per la durata di qualche anno.

Per trasmettere il codice è sufficiente fare il numero del proprio apparecchio telefonico, avvicinare il trasmettitore al microtelefono e premere il tasto di trasmissione.

Il ricevitore incorporato nel T230 è costituito da un circuito rivelatore del codice trasmesso, il quale agisce a sua volta sulle testine di registrazione del selettore, allo scopo di farle scendere e salire, leggendo successivamente i vari messaggi che sono stati registrati fino al momento in cui si effettua la interrogazione.

Per evitare che il trasmettitore possa azionare anche altri apparecchi telefonici muniti del dispositivo T230/S, le due frequenze sono state scelte nella gamma compresa fra 300 Hz e 3400 Hz in modo da ottenere 400 combinazioni differenti.

La figura 7 si riferisce al collegamento di un apparecchio Liliphon al circuito telefonico, mentre la figura 8 illustra come deve essere usato il trasmettitore per ascoltare i messaggi a distanza.

IL SELECTAPHON

Il SELECTAPHON non è altro che un apparecchio che sostituisce il normale disco telefonico. Si tratta pertanto di un disco telefonico automatico, che si basa sul principio elettromagnetico, il quale consente la registrazione di 50 numeri telefonici che successivamente potranno essere chiamati agendo con un solo scatto su una manopola.

Il Selectaphon, che è visibile in figura 9 lavora nel seguente modo:

Registrazione dei numeri telefonici - 1) compilare i cartellini autoadesivi, che sono forniti con lo apparecchio, con i 50 nominativi di cui si desidera registrare i numeri telefonici, ed applicarli al tamburo, dopo averne sollevata la protezione trasparente. 2) inserire la

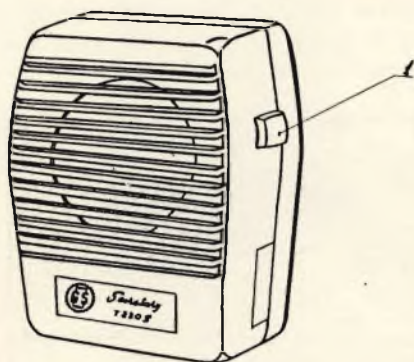


Fig. 6 - Trasmettitore per apparecchio T230-S con emissione di due toni in codice per l'ascolto segreto a distanza dei messaggi registrati.

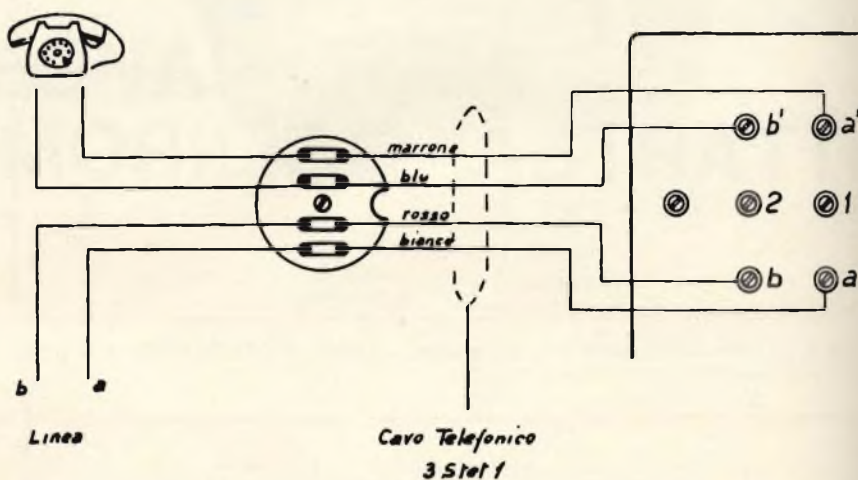


Fig. 7 - Esempio pratico di collegamento di un apparecchio Liliphon al telefono ed alla linea telefonica.



Fig. 8 - La fotografia illustra il sistema di impiegare il trasmettitore per comandare l'ascolto a distanza dei messaggi registrati dal segretario telefonico Liliphon T230-S.

spina nel disco combinatore fornito con il Selectaphon nella presa «1» posta sul lato sinistro; la spina ha una posizione obbligata.

3) ruotare la manopola «4» in modo da far coincidere il nominativo desiderato con il rispettivo indice rosso «3» (a destra o a sinistra), che è posto sulla protezione trasparente del tamburo porta cartellini.

4) premere il pulsante P dopo di che si accenderà la luce rossa; attendere 2 o 3 secondi e comporre il numero con il disco combinatore fornito con il Selectaphon. 5) attendere che l'apparecchio si fermi

e si spenga la luce rossa (che si trova sul pulsante). 6) ripetere la suddetta operazione per tutti i nominativi. 7) al termine delle suddette operazioni togliere la spina del disco. 8) dovendo registrare dei numeri telefonici con il prefisso di teleselezione lasciare tra il prefisso ed il numero un intervallo di circa 2 o 3 secondi.

Combinazione automatica dei numeri telefonici - 1) far ruotare il tamburo con la manopola «4» in modo che il nominativo che si vuole chiamare coincida con l'indice rosso (a destra o a sinistra). 2) sollevare il microtelefono e attendere che la linea sia libera. 3) premere il pulsante dopo di che la chiamata verrà effettuata automaticamente dal Selectaphon. 4) se il numero chiamato risultasse occupato si ripeterà l'operazione dopo aver rista-

bilito le condizioni di linea libera.
5) se durante la chiamata automatica si desiderasse rinunciare alla

stessa basta far ruotare la manopola di due o tre scatti e riagganciare il microtelefono. Il Selectaphon ter-

minerà il suo ciclo senza disturbare i dispositivi della centrale telefonica.

Note particolari - 1) Con il Selectaphon fermo, l'apparecchio può essere usato indipendentemente. 2) durante la registrazione dei numeri l'apparecchio telefonico è disponibile sia per ricevere che per chiamare. 3) ogni nuova registrazione di un numero telefonico cancella la precedente ed inserisce il nuovo numero telefonico permettendone la sostituzione. 4) terminata la chiamata automatica se la persona chiamata risponde prima che il Selectaphon abbia terminato il suo ciclo, la conversazione può essere immediatamente iniziata.

Inutile dire che tutti gli apparecchi che abbiamo descritto sono muniti di regolare autorizzazione da parte del Ministero delle PP.TT.

Eventuali ulteriori chiarimenti sul funzionamento dei suddetti dispositivi potranno essere chiesti alla redazione della rivista indirizzando direttamente alla rubrica «I lettori ci scrivono» oppure alle sedi della G.B.C.

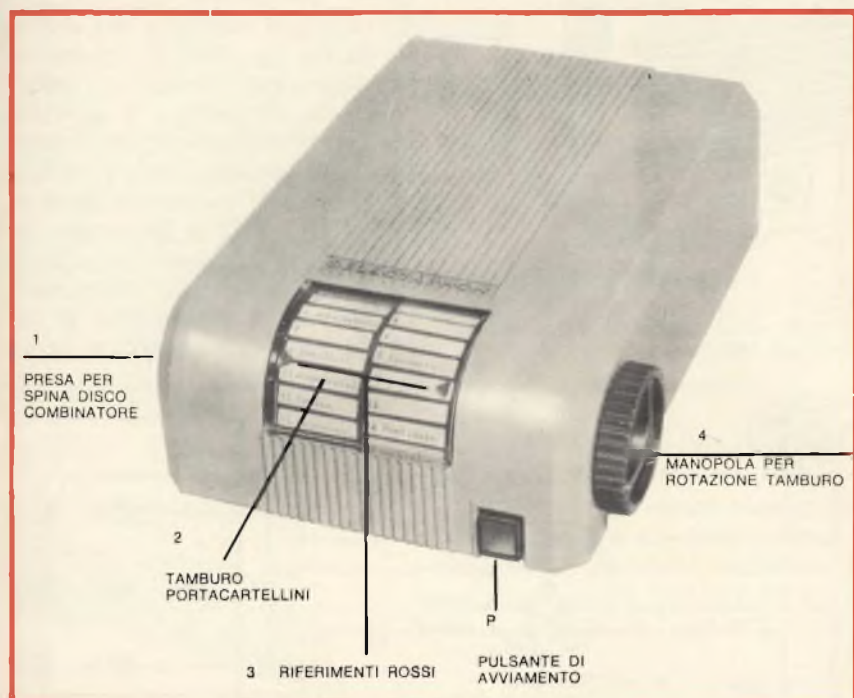


Fig. 9 - Combinatore automatico dei numeri telefonici SELECTAPHON con possibilità di chiamata fino a 50 numeri.

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

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

Corsi POLITECNICI INGLESI Vi permetteranno di studiare a casa Vostra e conseguire **tramite esami**, i titoli di studio validi:

INGEGNERIA Elettronica - Radio TV - Radar - Automazione - Computers - Meccanica - Elettrotecnica ecc., ecc.

LAUREATEVI

all'UNIVERSITA' DI LONDRA

seguendo i corsi per gli studenti esterni « University Examination »: **Matematica - Scienze - Economia - Lingue ecc...**

RICONOSCIMENTO LEGALE IN ITALIA in base alla legge n. 1940 Gazz. Uff. n. 49 del 20-3-'63

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

Informazioni e consigli senza impegno - scriveteci oggi stesso



BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

10125 TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo





**scatole
di
montaggio**

SEGNALATORE PER AUTOMOBILISTI DISTRATTI

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione: 12 V.c.c.
Corrente assorbita: 5 mA
Circuiti controllabili contemporaneamente: 3
Transistori impiegati: 3x2N2160

L'UK 235, è destinato ad incontrare il favore di tutti coloro che sono in possesso di un qualsiasi mezzo motorizzato alimentato a 12 V.c.c.

L'utilità di questo apparecchio appare evidente considerando che con la sua adozione è praticamente impossibile dimenticare accese le luci di posizione, un apparecchio radio oppure i lampeggiatori inseriti.

Dimenticanze queste, molto frequenti per gli automobilisti.

Gli automobilisti, quando posteggiano la loro vettura, dimenticano spesso le luci accese.

E' questa una disattenzione che, specialmente durante la stagione invernale, può avere delle serie conseguenze. Ciò perché, durante le soste prolungate, la batteria può scaricarsi rapidamente in modo da non consentire la messa in moto del motore.

L'allarme acustico di emergenza per auto UK 235, realizzato dalla AM-TRON, è stato studiato per evitare sorprese di questo genere e pertanto è della massima utilità per possessori di autovetture e di motoscafi. Esso, oltre ad essere semplicissimo, ha il notevole vantaggio di poter controllare tre circuiti contemporaneamente, di essere di

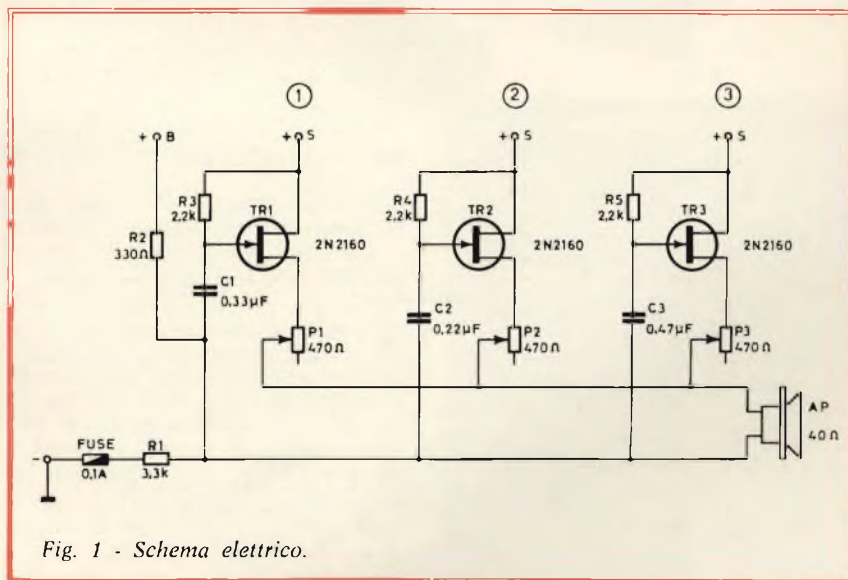


Fig. 1 - Schema elettrico.

facile costruzione ed installazione e di avere un costo molto basso.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito elettrico, come è possibile osservare in figura 1, è costituito da tre distinti oscillatori di bassa frequenza in ognuno dei quali è impiegato un transistor del tipo 2N2160. La tensione di polarizzazione di base, di ciascun transistor, viene prelevata dal collettore mediante un resistore da 2,2 kΩ. Questo sistema presenta il vantaggio di stabilizzare notevolmente la tensione stessa.

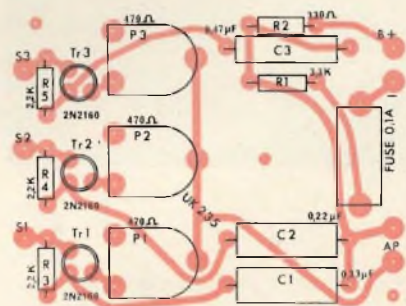


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

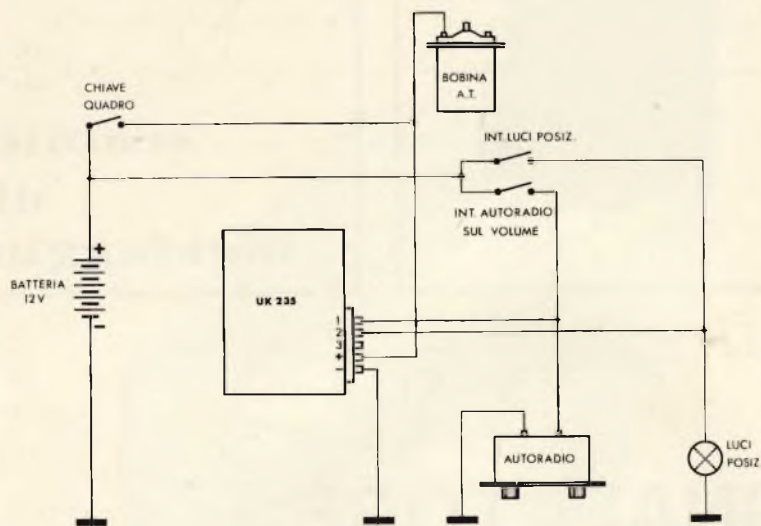


Fig. 3 - Possibili collegamenti fra l'UK 235 e l'impianto elettrico dell'automobile.

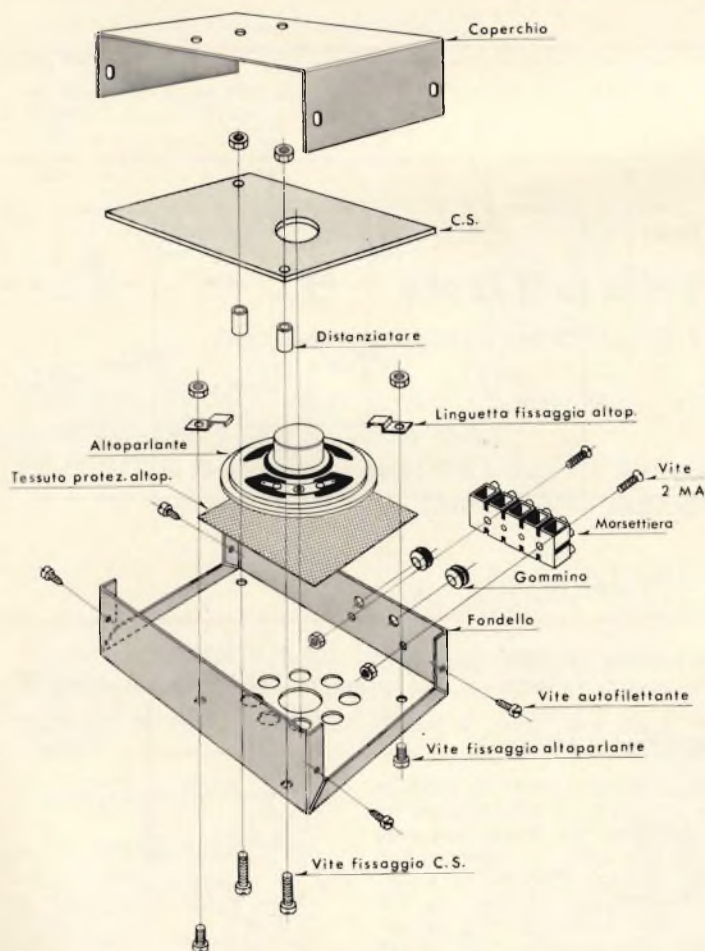


Fig. 4 - Esploso di montaggio finale dell'UK 235.

Le capacità dei tre circuiti oscillanti, C1, C2 e C3 sono state scelte con valori sensibilmente differenti in modo da ottenere delle frequenze di oscillazione diverse. Questo accorgimento consente di individuare rapidamente il circuito che è stato dimenticato inserito.

I potenziometri P1, P2 e P3, tutti da 470 Ω , hanno lo scopo di consentire la regolazione dei livelli di uscita.

L'uscita, contrassegnata nello schema elettrico con «+B», dovrà essere collegata al positivo della batteria, a valle dell'interruttore generale. Le tre uscite supplementari «1», «2» e «3» dovranno invece essere connesse al positivo dei circuiti che si vogliono mettere sotto controllo, a valle del proprio interruttore, come mostra la figura 3.

Ammettiamo, per esempio, che l'uscita «1» sia stata collegata al conduttore positivo che fa capo alle luci di posizione. Quando il motore è in moto, cioè con l'interruttore generale comandato dalla chiavetta di accensione incluso, se si accendono le luci, tramite il proprio interruttore, il transistor TR1, pur essendo collegato al positivo che alimenta le lampadine, non è in grado di oscillare. Ciò perché il resistore R2, da 330 Ω , che in questo caso è inserito nel circuito, mantiene la tensione di polarizzazione del transistor al disotto del punto di innesco. Quando si toglie la chiavetta dall'interruttore generale, spegnendo il motore, il resistore R2 risulta escluso dal circuito ed in questo caso, se non si è provveduto a spegnere le luci, il transistor è alimentato correttamente, dalla tensione positiva presente in +S, ed entra in oscillazione, di modo che all'altoparlante è udibile una nota acuta che segnala la presenza delle luci accese. Lo stesso ragionamento naturalmente è valido per gli altri due oscillatori i quali possono essere collegati all'apparecchio radio, alle luci di segnalazione delle portiere o ad altri eventuali dispositivi che siano collegati alla batteria.

E' evidente che l'uso del dispositivo di allarme in questione può essere esteso anche ai motoscafi od altri mezzi mobili, purché la loro alimentazione sia effettuata a 12 V.

MONTAGGIO

Le operazioni di montaggio dell'UK 235, estremamente semplici, sono facilitate dalla presenza della riproduzione serigrafica e fotografica del circuito stampato e da un esploso di montaggio.

Le varie fasi della costruzione dovranno susseguirsi nel seguente modo:

1° FASE - CIRCUITO STAMPATO

- Inserire e saldare i tre pin (terminali) «1», «2» e «3» ai quali fa capo l'alimentazione (positiva) degli elementi da controllare.
- Inserire e saldare i due pin, relativi alla alimentazione «+» e «-».
- Inserire e saldare i due terminali relativi all'altoparlante.

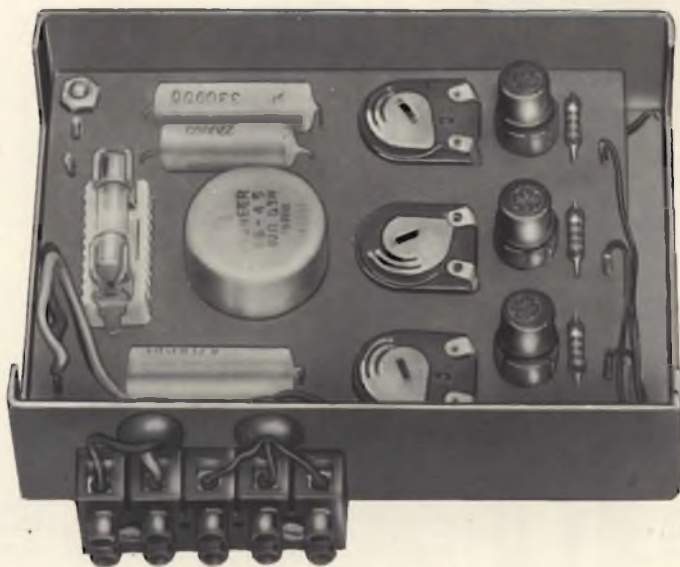


Fig. 5 - Aspetto dell'UK 235 a montaggio ultimato.

- Inserire e saldare i tre resistori R3, R4, R5, da 2,2 k Ω ciascuno, il resistore R1, da 3,3 k Ω , ed il resistore R2, da 330 Ω .
- Inserire e saldare i terminali dei condensatori C1, da 0,33 μ F, C2, da 0,22 μ F e C3, da 0,47 μ F.

Tanto i resistori quanto i condensatori dovranno essere disposti sul circuito stampato orizzontalmente.

- Inserire e saldare i terminali dei tre potenziometri P1, P2 e P3, da 470 Ω ciascuno, attenendosi, per quanto concerne la loro posizione, a quanto indicato in fig. 2.
- Inserire e saldare i terminali dello zoccolo portafusibile, che dovrà essere appoggiato alla basetta del circuito stampato.
- Inserire e saldare i tre zoccoli porta transistori che dovranno essere avvicinati il più possibile alla piastrina del circuito stampato - fig. 2.
- Dopo averne tagliato i relativi terminali in modo che la loro lunghezza non superi i 6 mm, infilare nei rispettivi zoccoli i tre transistori 2N2160 ed il fusibile.

Con questa operazione il montaggio del circuito stampato può essere considerato ultimato.

2° FASE - PREPARAZIONE DEI COLLEGAMENTI

- Saldare ai due terminali AP due spezzoni di filo isolato della lunghezza di circa 8 cm che all'altra estremità dovranno essere saldati all'altoparlante.
- Saldare ai terminali «1», «2» e «3», tre spezzoni di filo (verde) lunghi circa 8 cm che, successivamente

dovranno essere fissati alla morsettiere.

- Saldare ai terminali «-» e «+» due spezzoni di conduttore (nero per il negativo e rosso per il positivo) della lunghezza di 6 cm.

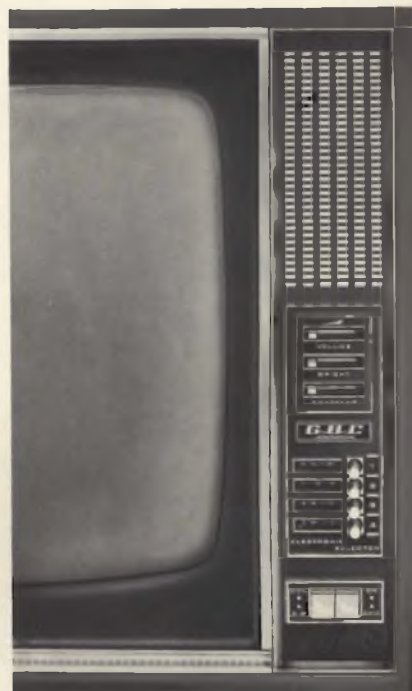
3° FASE MONTAGGIO DEL CONTENITORE

Per eseguire le seguenti operazioni è necessario attenersi strettamente all'esplosò di montaggio di figura 4.

- Infilare negli appositi fori del fondello i due gommini.
- Far passare attraverso il gommino di sinistra i tre conduttori provenienti dai terminali «1», «2» e «3», e attraverso il gommino di destra i due conduttori relativi alla alimentazione.
- Fissare i suddetti cinque conduttori alla morsettiere.
- Fissare al fondello la morsettiere, mediante due viti 2MA, con relativi dadi.
- Appoggiare sul fondello, in corrispondenza della finestrella forata il tessuto per la protezione dell'altoparlante.
- Disporre sopra il tessuto l'altoparlante, avendo cura che il tessuto stesso non scivoli e ricopra interamente la finestrella, e fissarlo mediante le due apposite viti, le due linguette, che dovranno essere appoggiate al bordo dell'altoparlante ed i due dadi.
- Fissare al fondello il circuito stampato mediante le due apposite viti, i due distanziatori ed i due dadi.
- Chiudere il fondello tramite il coperchio e fissarlo con le quattro viti autofilettanti.
- Disporre ai quattro angoli inferiori del fondello i quattro feltri con biadesivo che fungono da piedini.

dalle
telecamere
ai
televisori
questa
è la
forza

GBC



gratis
cataloghi televisori e telecamere
richiedendoli a
GBC italiana c. p. 3988
20100 Milano

PREZZI NETTI IMPOSTI DELLE SCATOLE DI MONTAGGIO



N. UK	Descrizione	Prezzo netto imposto	N. UK	Descrizione	Prezzo netto imposto
UK15	Allarme antifurto	4.500	UK560	Analizzatore per transistori	9.200
UK20	Avvisatore d'incendio	2.500	UK565	Sonde A.F. e R.F. per voltmetro elettronico	3.200
UK25	Interfonico	2.100	UK570	Generatore di segnali B.F.	12.500
UK30	Amplificatore 0,5 W	1.900	UK575	Generatore di onde quadre	11.700
UK31	Amplificatore 3 W	3.900	UK595	Fusibile elettronico	4.200
UK32	Amplificatore 3 W	4.500	UK600	Alimentatore stabilizzato 14,5 Vc.c. - 250 mA	3.500
UK35	Metronomo	1.000	UK605	Alimentatore 18 Vc.c. - 1 A	3.900
UK45-A	Lampeggiatore	3.800	UK610	Alimentatore 24 Vc.c. - 0,5 A	3.900
UK55	Alimentatore 6 Vc.c. - 300 mA	3.000	UK615	Alimentatore 24 Vc.c. - 1 A	4.500
UK60	Oscillatore di nota	2.600	UK620	Carica batterie al nichel-cadmio 1,2-12 Vc.c.	6.500
UK65	Provatransistori	1.500	UK625	Alimentatore per luci psichedeliche	2.800
UK70	Carica batterie 6-12 Vc.c.	4.500	UK630	Alimentatore stabilizzato 6-7,5-9-12 Vc.c.; 250-200-170-100 mA	5.800
UK80	Calibratore per oscilloscopio	2.200	UK640	Regolatore di luce da 200 W	4.700
UK90	Amplificatore telefonico	3.000	UK645	Alimentatore stabilizzato 6-7,5-9-12 Vc.c.; 250-200-170-100 mA	6.400
UK102	Microricevitore AM	4.700	UK650	Alimentatore stabilizzato 0-12 Vc.c. - 1 A	12.700
UK105/C	Trasmettitore FM	3.500	UK655	Alimentatore stabilizzato 24 Vc.c. - 800 mA	4.900
UK110-A	Amplificatore stereo 5+5 W	9.600	UK660	Alimentatore temporizzato	6.000
UK115	Amplificatore HI-FI 8 W	3.700	UK670	Carica batterie in tampone	4.500
UK120	Amplificatore HI-FI 12 W	4.400	UK680	Alimentatore stabilizzato 1,5-30 Vc.c. - 2 A	17.000
UK125	Gruppo comandi stereo	4.900	UK685	Alimentatore stabilizzato 24-46 Vc.c. - 2,2 A	18.000
UK130	Gruppo comandi mono	2.800	UK690	Stabilizzatore di velocità per motorini c.c.	2.750
UK135	Preamplificatore ad alta impedenza	1.600	UK700	Fringuello elettronico	4.300
UK140	Preamplificatore a bassa impedenza	1.900	UK705	Temporizzatore per tergicristallo	6.100
UK145	Amplificatore 1,5 W	3.000	UK710	Miscelatore a 4 canali	7.900
UK155	Amplificatore 2,5 W	7.700	UK710/C	Miscelatore a 4 canali	8.500
UK160	Amplificatore a CI 8 W	8.150	UK715	Interruttore a fotocellula	6.900
UK165	Preamplificatore stereo equalizzato RIAA	4.150	UK720	Luci psichedeliche toni alti - 150 W	4.500
UK167	Preamplificatore stereo equalizzato RIAA	4.900	UK725	Luci psichedeliche toni medi - 150 W	4.500
UK195	Amplificatore miniatura 2 W	2.750	UK730	Luci psichedeliche toni bassi - 150 W	4.500
UK200-A	Convertitore standard francese	6.600	UK735	Luci psichedeliche casuali - 150 W	4.500
UK220	Iniettore di segnali	2.150	UK740	Luci psichedeliche casuali - 800 W	8.000
UK225	Amplificatore d'antenna per autoradio	5.850	UK740/C	Luci psichedeliche casuali - 800 W	8.500
UK235	Segnalatore per automobilisti distratti	6.900	UK745	Luci psichedeliche toni alti - 800 W	8.500
UK240	Interruttore per luci posizione auto	4.900	UK745/C	Luci psichedeliche toni alti - 800 W	9.500
UK250	Decodificatore stereo universale	13.500	UK750	Luci psichedeliche toni medi - 800 W	8.500
UK255	Indicatore di livello	5.350	UK750/C	Luci psichedeliche toni medi - 800 W	9.500
UK260	Bongo elettronico	16.500	UK755	Luci psichedeliche toni bassi - 800 W	8.500
UK270	Amplificatore a CI 6 W	7.400	UK755/C	Luci psichedeliche toni bassi - 800 W	9.500
UK275	Preamplificatore microfonico	4.900	UK760	Interruttore microfonico	7.800
UK300	Trasmettitore per radiocomando a 4 canali	6.600	UK765	Connettore stereo multiplo	2.900
UK305	Trasmettitore FM	1.850	UK785	Interruttore crepuscolare	6.800
UK310	Ricevitore per radiocomando	2.200	UK790	Allarme capacitivo	6.400
UK325	Gruppo canali «GCx2» 1000-2000 Hz	6.700	UK795	Cercafilati elettronico	3.500
UK330	Gruppo canali «GCx2» 1500-2500 Hz	6.700	UK800	Filtro cross-over 3 vie 6 dB/ottava	6.000
UK345	Ricevitore superet. per radiocomando	5.300	UK805	Filtro cross-over 3 vie 12 dB/ottava	4.300
UK355-A	Trasmettitore FM	5.300	UK810	Compressore della dinamica	7.100
UK355/C	Trasmettitore FM	6.500	UK830	Pulsantiera di scambio amplif. diffusori stereo	29.000
UK405	Signal-tracer	8.500	UK835	Preamplificatore per chitarra	3.700
UK415	Box di resistori	6.000	UK845	Amplificatore di modulazione	4.300
UK425	Box di condensatori	4.600	UK850	Tasto elettronico per telegrafia	15.500
UK425/C	Box di condensatori	5.200	UK855	Distorsore per chitarra	5.400
UK430-A	Millivoltmetro a larga banda	3.900	UK860	Foto-timer	10.900
UK435	Alimentatore stabilizzato 0-20 Vc.c. - 1 A	7.400	UK865	Dispositivo automatico per luce di emergenza	5.500
UK435/C	Alimentatore stabilizzato 0-20 Vc.c. - 1 A	18.500	UK870	Unità per il comando dei proiettori	10.700
UK440	Capacimetro a ponte	5.600	UK875	Accensione elettronica a scarica capacitiva	14.900
UK445	Wattmetro per B.F.	5.600	UK880	Elettronarcosi	7.500
UK450	Generatore sweep-TV	10.500	UK885	Allarme capacitivo o per contatto	5.900
UK455	Generatore di segnali AM	8.500	UK890	Miscelatore a due canali	3.800
UK460	Generatore di segnali FM	9.300	UK895	Allarme antifurto a raggi infrarossi	25.000
UK465	Prova quarzi	7.500	UK900	Oscillatore AF 20-60 MHz	3.700
UK470	Generatore Marker con calibratore a cristallo	13.500	UK905	Oscillatore AF 3-20 MHz	3.700
UK475	Voltmetro elettronico	10.700	UK910	Miscelatore a RF 12-170 MHz	3.700
UK475/C	Voltmetro elettronico	16.200	UK915	Amplificatore a RF 12-170 MHz	3.700
UK480	Carica batterie 6-12-24 Vc.c.	7.000	UK920	Miscelatore a RF 2,3-27 MHz	3.700
UK485	Alimentatore stabilizzato 0-12 Vc.c. - 300 mA	9.300	UK925	Amplificatore a RF 2,3-27 MHz	3.700
UK490	Variatore di tensione	8.900	UK930	Amplificatore a RF 3-30 MHz	3.700
UK495	Generatore di barre	9.900	UK935	Amplificatore a larga banda 20 Hz - 150 MHz	3.700
UK495/C	Generatore di barre	10.500	UK940	Ricevitore per radiocom. ad onde lunghissime	8.800
UK505	Radioricevitore supereterodina OM-OC	15.300	UK945	Trasmettitore per radiocom. ad onde lunghissime	4.700
UK515	Radioricevitore OM	4.900	UK955	Sintonizzatore VHF-UHF	9.950
UK520	Sintonizzatore AM	3.000	UK1050	Televisore 24"	33.500
UK520W	Sintonizzatore AM	3.700		Mobile per UK1050	11.900
UK525	Sintonizzatore VHF 120-160 MHz	5.650	UK5000	Piastra S-DeC	3.500
UK530	Radiorecettore AM-FM	19.700	UK5002	Piastra T-DeC	5.500
—	Mobile per UK530	4.900	UK5004	Piastra µ-DeC-A	9.900
UK535	Amplificatore stereo 7+7 W	17.800	UK5006	Piastra µ-DeC-B	10.500
—	Mobile per UK535 e UK540	3.900	UK5010	Piastra 4S-DeC	13.700
UK540	Sintonizzatore OL-OM-FM	18.500	UK5012	Piastra DeC-Stor	6.500
UK545	Ricevitore AM-FM	5.200	UK5020	Norkit Junior	33.000
UK550	Frequenzimetro di B.F.	7.100	UK5030	Norkit Senior	60.500
UK555	Misuratore di campo	7.800	UK5040	Unità bistabile per UK5020 e UK5030	4.500

N.B. - Le scatole di montaggio indicate con /C si intendono complete di tutti gli accessori (strumenti, contenitori, trasformatori, ecc.).



**scatole
di
montaggio**

COMANDO AUTOMATICO DEI PROIETTORI PER DIAPOSITIVE

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione: 25 Vc.c.

Assorbimento con relè eccitato e oscillatore incluso 27 mA

Assorbimento con relè diseccitato e oscillatore escluso: 2,5 mA

Frequenza oscillatore: 1150 Hz

Transistori impiegati:
2 x AC125 - 2 x AC128

**Impedenza di uscita
dell'oscillatore:** 22 Ω

L UK 871 è stato accuratamente studiato dai tecnici della AM-TRON, in modo da ridurre al minimo possibile le operazioni necessarie per il suo uso.

La prima operazione che ovviamente si dovrà eseguire consiste nell'effettuare il commento delle diapositive mediante registrazione su un normale registratore a nastro.

Al termine di ciascun commento dovrà seguire un impulso il cui compito è quello di far scattare automaticamente, mediante il relè, il dispositivo del proiettore che provoca il passaggio delle diapositive davanti all'obiettivo.

Per eseguire questa operazione si dovrà collegare il microfono alla presa MIKE e l'entrata del registratore alla presa OUTPUT SIGNAL. In questo modo le due prese risulteranno connesse in parallelo fra loro.

L'alimentazione a 25 Vc.c. e l'entrata del proiettore, dovranno essere invece collegate alla presa RELAY SWITCH POWER.

Parlando al microfono si inizierà il

commento della prima diapositiva, che contemporaneamente sarà proiettata sullo schermo, avendo la massima cura di controllare che il livello di registrazione non sia eccessivo.

E' meglio modulare con livelli leggermente inferiori al normale che con livelli più alti, allo scopo di evitare che talune frequenze spurie troppo amplificate, possano dar luogo allo scatto anticipato delle diapositive.

Terminato il commento della diapositiva si schiaccerà per un istante, un secondo o poco più, il pulsante laterale che comanda il commutatore a tre vie. Con questa operazione, mentre si esclude dal circuito il microfono, l'oscillatore genererà una nota istantanea, la cui frequenza è dell'ordine di 1150 Hz, che in fase di proiezione darà luogo al passaggio automatico da una diapositiva all'altra. Da notare che la sezione SW3 del commutatore provvede a far scattare il relè, in modo da ottenere il passaggio della diapositiva commentata alla successiva, anche in fase di registrazione.

Si passerà così a commentare la seconda diapositiva, facendo seguire un altro impulso e così via.

La seconda operazione consiste naturalmente nella proiezione delle diapositive sullo schermo e nella audizione del relativo commento.

Per eseguire questa operazione è necessario staccare dalle relative prese le spine del MIKE e dell'OUTPUT SIGNAL e unire il collegamento fatto direttamente sulla testina del registratore alla presa INPUT TAPE.

L'alimentazione ed il proiettore, come nel caso precedente, dovranno essere connessi alla presa RELAY SWITCH POWER.

Mettendo in moto il registratore, dopo aver provveduto ad accendere il proiettore, si potrà osservare la proiezione della prima diapositiva, accompagnata dal relativo commento. Al suo termine l'impulso registrato in precedenza farà scattare la diapositiva, e così di seguito, senza che sia necessario eseguire altri movimenti supplementari.

Il livello del segnale proveniente dalla testina potrà essere regolato, una volta tanto, tramite il potenziometro P1, il cui compito è per l'appunto quello di consentire di effettuare delle variazioni della sensibilità, della sezione amplificatrice che comanda il relè.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito elettrico dell'UK 871, illustrato in figura 1, è caratterizzato, innanzi tutto, dalla presenza dell'oscillatore locale di bassa frequenza, in cui viene utilizzato un transistor AC128 adatto a fornire la potenza necessaria per incidere un segnale di bassa frequenza sufficiente a far scattare il relè, quando si passa dalla fase di registrazione a quella di proiezione.

L'oscillatore, del tipo ad alta stabilità, fornisce una frequenza dell'ordine di 1150 Hz.

I due transistori TR2 e TR3, entrambi del tipo AC125, fungono da amplificatori, ed i relativi componenti RC sono stati scelti in modo da costituire un filtro di banda che amplifica notevolmente la gamma compresa fra 600 e 1500 Hz. Gamma questa in cui è compresa la frequenza generata dall'oscillatore. Con questo accorgimento il complesso può funzionare egregiamente anche se a causa di una temperatura ambientale troppo bassa o troppo alta, la

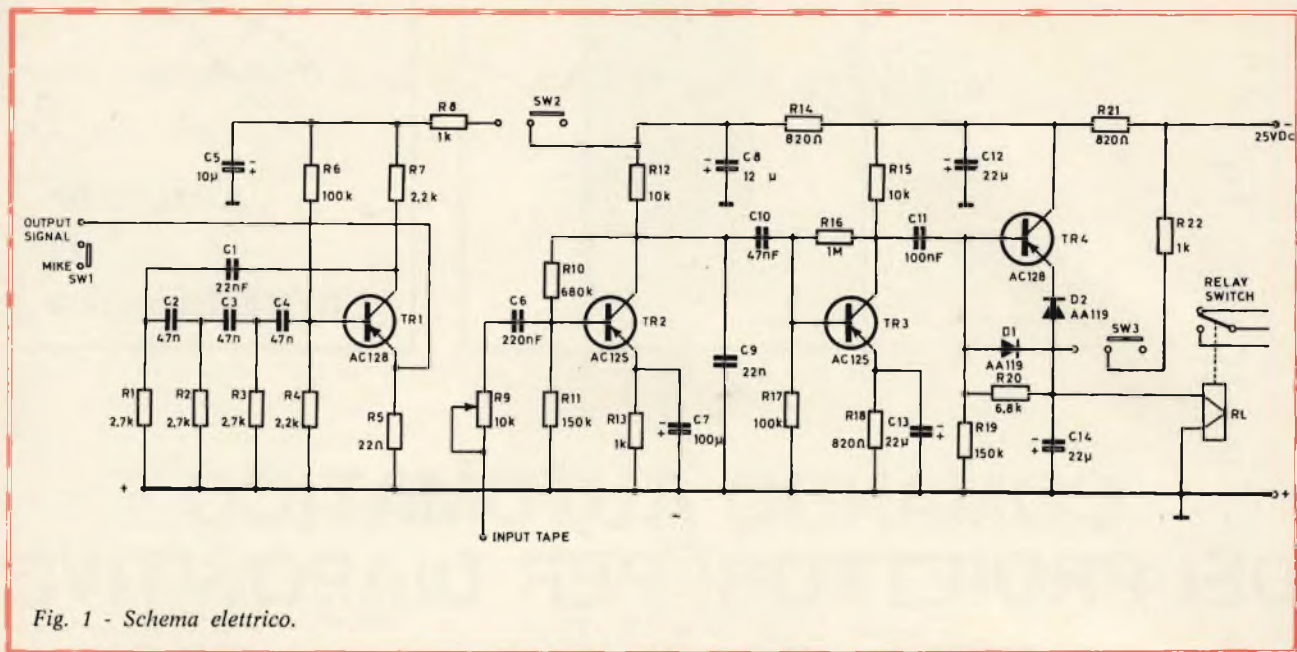


Fig. 1 - Schema elettrico.

frequenza dell'oscillatore fosse soggetta a subire qualche slittamento.

Il transistore TR3 funge da amplificatore di corrente e il suo compito è di pilotare lo stadio finale di cui fa parte il transistore TR4, del tipo AC128, munito di dissipatore di calore.

Quando alla base del transistore TR4 arriva un segnale d'impulso di bassa frequenza prodotto dall'oscillatore, il transistore passa dallo stato di riposo a quello di conduzione. Il suo circuito di emettitore, pertanto, è percorso da una corrente che, attraversando l'avvolgimento del relè, obbliga i contatti a chiudersi facendo scattare il dispositivo di comando del proiettore.

Quando il segnale cessa, il transistore ritorna alle condizioni di non conduzione.

La sezione SW3 del deviatore è stata inserita, come si è detto nelle note iniziali, allo scopo di consentire lo scatto delle diapositive anche durante la fase della registrazione, al termine di ciascun commento.

MONTAGGIO

Il montaggio dell'UK 871 dovrà essere effettuato attenendosi strettamente alla riproduzione serigrafica e fotografica del circuito stampato, all'esplosivo di montaggio ed alle seguenti istruzioni:

1ª FASE - MONTAGGIO DEL CIRCUITO STAMPATO - Fig. 2

- Inserire e saldare i terminali dei resistori R1, R2, R3, da 2,7 kΩ ciascuno, R5, da 22 Ω, R6, da 100 kΩ, R7, R4, da 2,2 kΩ, R8, da 1 kΩ, relativi al circuito dell'oscillatore.

- Inserire e saldare i terminali dei resistori R10, da 680 kΩ, R11, da 150 kΩ, R12, da 10 kΩ, R13, da 1 kΩ, R14, da 820 Ω, R15, da 10 kΩ, R16, da 1 MΩ, R17, da 100 kΩ, R18, da 820 Ω, R19, da 150 kΩ, R20, da 6,8 kΩ, R21, da 820 Ω, R22, da 1 kΩ, relativi alla sezione amplificatrice.

Tutti i resistori dovranno essere disposti orizzontalmente sulla piastrina del circuito stampato, dalla parte isolata, in modo che appoggino alla stessa.

Si raccomanda di selezionare accuratamente i valori in modo da evitare di commettere errori. In caso di dubbio, consultare il codice di colori.

- Inserire e saldare i condensatori C1, da 22 nF, C2, C3, C4, ciascuno da 47 nF, relativi al circuito dell'oscillatore.

- Inserire e saldare i terminali dei condensatori C6, da 220 nF, C9, da 22 nF, C10, da 47 nF, C11, da 100 nF.

I suddetti condensatori dovranno essere disposti verticalmente sul circuito stampato, in modo che i terminali vengano a trovarsi dinanzi ai fori del c.s.

e che la distanza del loro corpo dal c.s. stesso sia la minore possibile.

- Inserire e saldare i terminali dei condensatori elettrolitici a goccia C5, da 10 µF, e C13, da 22 µF, rispettando la polarità come è indicato in serigrafia. Osservando il condensatore dalla parte del punto colorato il positivo è il terminale di destra.

- Inserire e saldare i terminali dei condensatori elettrolitici C7, da 100 µF, C8, da 12,5 µF, C12, da 22 µF, e C14, da 22 µF, rispettando la polarità come è indicato in serigrafia. Questi quattro condensatori dovranno essere disposti verticalmente con la base che appoggi al circuito stampato.

Tenere presente che mentre i condensatori C8, C12 e C14 vanno montati con il polo positivo rivolto verso l'alto, il condensatore C7 ha la stessa polarità (positiva) rivolta verso il basso.

- Inserire e saldare i terminali del potenziometro regolatore della sensibilità R9, da 10 kΩ, che dovrà essere appoggiato verticalmente al circuito stampato con il lato relativo al cursore rivolto verso la parte esterna.

- Inserire e saldare i terminali delle tre prese relative al MIKE, OUTPUT SIGNAL, INPUT TAPE, attenendosi a quanto indicato in serigrafia.

Tali prese dovranno essere disposte verticalmente sul c.s. e affiancate fra loro.

- Inserire e saldare i terminali della presa POWER, RELAY SWITCH che dovrà essere disposta come le tre prese suddette.

- Inserire e saldare i terminali di base, di emettitore e di collettore dei due transistori AC125 e dei due transistori AC128, facendo attenzione a non invertirli fra loro e a non attorcigliarli. La distanza fra la parte inferiore del corpo dei transistori e la piastrina del circuito stampato.

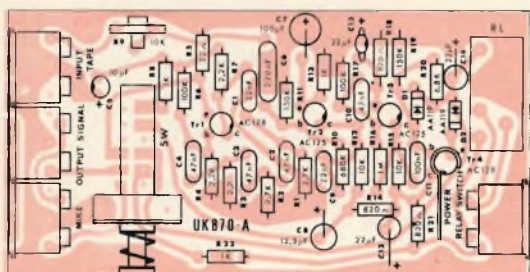
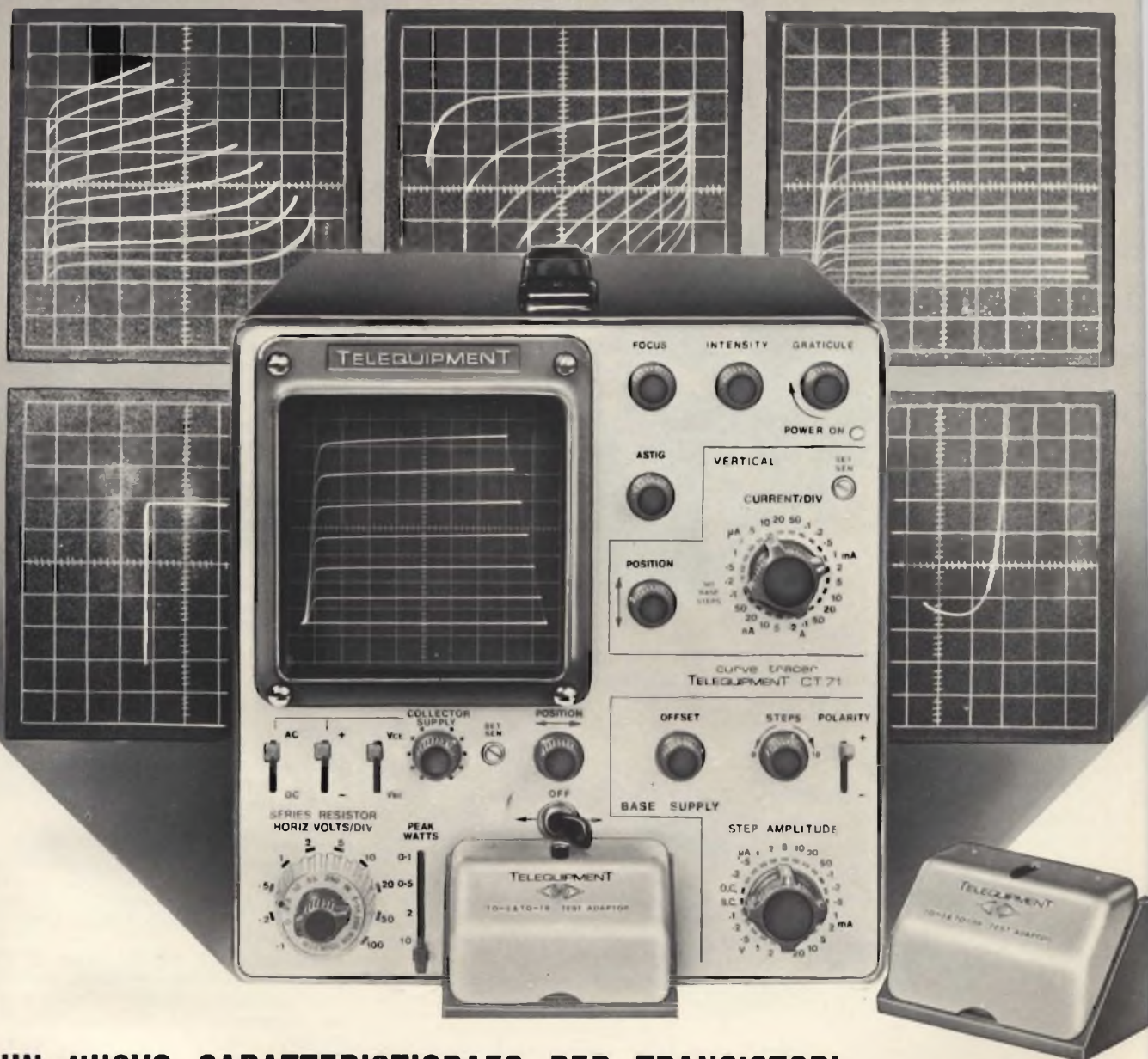


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.



UN NUOVO CARATTERISTIGRAFO PER TRANSISTORI

Ogni tanto succede che si abbia una vera novità.

Questo è il caso, apparentemente, del caratteristigrafo Telequipment mod. CT71 che, tra l'altro, ha un prezzo straordinariamente basso.

Con questo apparecchio è possibile visualizzare sullo schermo di un tubo a raggi catodici di 10 x 10 cm le curve caratteristiche dei transistori, FET, e diodi.

Due caratteristiche possono essere mo-

strate, inclusa quella della corrente di collettore con emettitore comune.

Molte misure dinamiche possono essere effettuate sui più svariati tipi di elementi a semiconduttori. Per la prova dei diodi, si possono avere correnti dirette fino a 2A, correnti inverse fino a 5 nA e tensioni inverse fino a 1 kV. Vengono forniti due cassette di prova: uno ha una coppia di zoccoli TO-18 per la prova dei FET una coppia di TO-18 per i transistori una coppia di TO-15 e

due gruppi di 3 terminali. L'altro cassetto porta una coppia di TO-66 e una di TO-3 per la prova dei transistori di potenza.

Questo strumento professionale, in vendita ad un prezzo inferiore a un terzo di quello del più economico dei caratteristigrafi in commercio finora, prova, se ce n'era ancora bisogno, che Telequipment non ha rivali quando si tratta di rendere popolari gli strumenti di misura elettronici più complessi e costosi.

Silverstar, Ltd s.p.a.

20146 MILANO - Via dei Gracchi, 20 - Tel. 4996 -
Telex: 32634 Silstar

00198 ROMA - Via Paisiello, 30 - Tel. 855.366 - 869.009 -
Ind. Electr. SILVERSTAR - Telex: 61511 Silstar

10139 TORINO - Piazza Adriano, 9 - Tel. 540.075 - 543.527 -
Ind. Electr. SILVERSTAR

INTERPELLATECI, INVIANDOCI IL TAGLIANDO COMPILATO

MITTENTE

NOME

COGNOME

VIA

N.

CITTA'

Cod. Post

Desideriamo ricevere:

- la visita di un vostro collaboratore ☐

- materiale informativo ☐

Silverstar, Ltd s.p.a.

TELEQUIMENT

Via dei Gracchi, 20
20146 MILANO

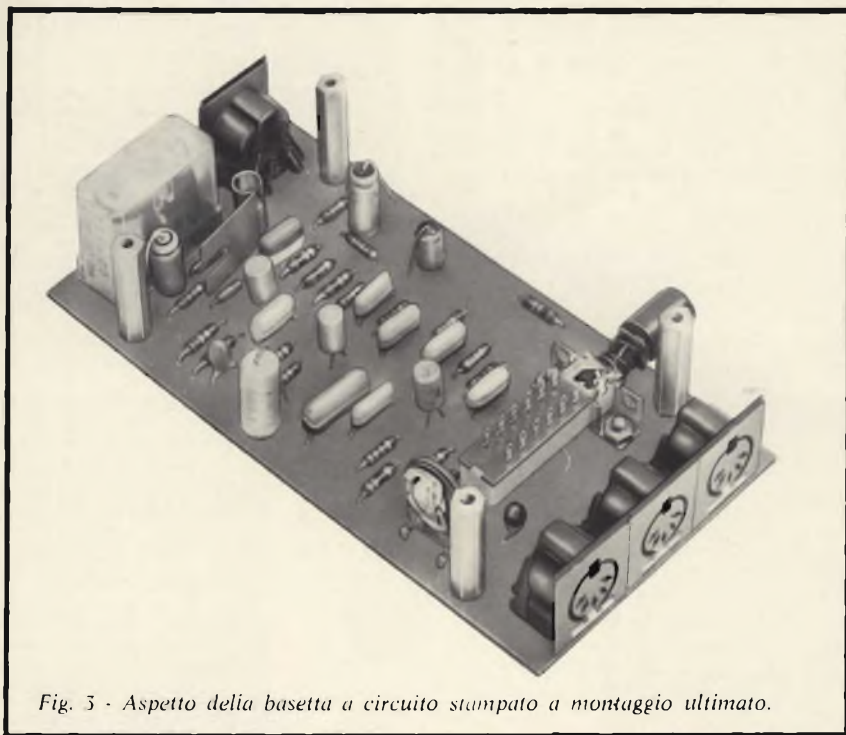


Fig. 3 - Aspecto della basetta a circuito stampato a montaggio ultimato.

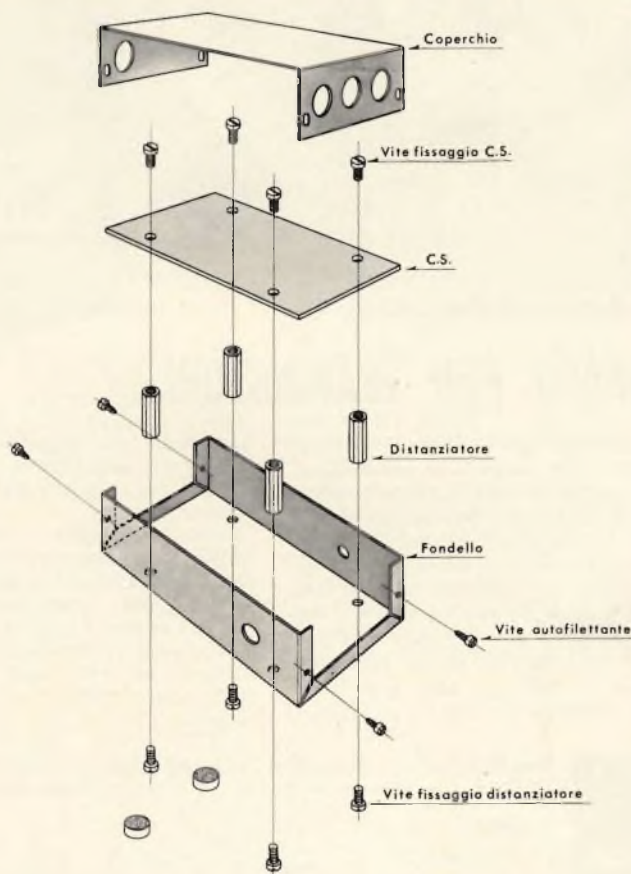


Fig. 4 - Esploso di montaggio del contenitore.

cuito stampato non dovrà superare i 3 o 4 mm.

Fare attenzione di non confondere fra loro i due tipi di transistori ed attenersi per il loro montaggio strettamente alla serigrafia, nella quale risulta chiaramente che il punto rosso sul corpo dei transistori corrisponde al collettore.

- Inserire e saldare i terminali del relè, i cui contatti dovranno essere rivolti verso la presa POWER, RELAY SWITCH, e la bobina verso il lato esterno del c.s.

Il corpo del relè dovrà appoggiare sulla basetta del c.s.

- Fissare mediante due viti e due dadi 3M, il deviatore a pulsante avendo cura di far penetrare i terminali negli appositi fori del circuito stampato. I terminali che fuoriescono nella superficie non ramata non sono utilizzati.

- Inserire nel corpo del transistore finale TR4, AC128, il relativo dissipatore di calore a banderuola. Fare attenzione che il dissipatore stesso non ponga in corto circuito i terminali del transistore o faccia contatto con altri componenti vicini.

Con questa ultima operazione il montaggio del circuito stampato può essere considerato concluso e lo stesso dovrà apparire come indicato in fig. 3.

Prima di procedere alla fase successiva controllare che le saldature e alcuni terminali non sporgano in modo eccessivo dalla pista del rame. Ciò potrebbe provocare dei contatti accidentali con il coperchio del contenitore.

2ª FASE - MONTAGGIO DEL CONTENITORE - Fig. 4

- Fissare ai quattro angoli interni del fondello i quattro distanziatori, mediante le apposite viti.

- Appoggiare il circuito stampato ai quattro distanziatori, in modo che la parte ramata sia visibile dall'esterno e che il pulsante del deviatore penetri attraverso l'apposito foro, fissarlo quindi ai distanziatori stessi mediante le apposite quattro viti.

- Infilare il coperchio al fondello e fissarlo mediante le quattro viti autofilettanti.

- Fissare ai quattro angoli della parte inferiore del fondello i quattro feltri adesivi che fungono da piedini.

Il montaggio a questo punto è da ritenersi concluso e dovrà apparire come indicato nella figura del titolo.

CONCLUSIONE

Naturalmente terminate le operazioni di montaggio dell'UK 871, si dovranno preparare le spine, che devono essere infilate nelle quattro prese, saldandovi i fili di collegamento che vanno al microfono, al registratore (entrata e testina) e all'alimentazione.

Poiché è molto difficile che il registratore disponga di una presa diretta con la testina, sarà opportuno eseguire un collegamento permanente con la stessa che faccia capo ad una presa inserita in un punto accessibile del registratore.



**scatole
di
montaggio**

ELETRONARCOSI

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione: 220 Vc.a.
Transistori impiegati: 2xAC128
Zener impiegato: 1Z4,3T10
Ponte raddrizzatore impiegato: BS1

L'UK 880 inaugura la serie degli apparecchi AMTRON dedicati alle applicazioni elettroniche nel campo della medicina. Con questa scatola di montaggio, infatti, si può costruire un semplice dispositivo il cui compito è quello di procurare, in particolari condizioni ambientali, un sonno distensivo naturale.

La possibilità di liberare la mente umana dai pensieri, e quindi di conseguire le condizioni necessarie per ottenere un sonno naturale mediante degli stimoli ritmici, era nota fin dall'antichità. L'AMTRON, perseguendo questo fine, ha studiato un apparecchio che generando un flusso luminoso ritmico ed alternato agisce sull'organismo umano provocandone il rilassamento fino a conseguire il sonno naturale.

Un apparecchio di questo genere è già stato collaudato favorevolmente a bordo delle navi spaziali evitando agli astronauti di dover ricorrere all'impiego di farmaci, il cui uso continuato può anche essere causa di notevoli disturbi.

Secondo il parere di alcuni noti scienziati americani lo stimolatore ottico, anche quando non procura il sonno, agendo direttamente sul cervello riesce a dare all'organismo umano una sensazione distensiva contribuendo ad eliminare quegli stati di tensione che sono così comuni nel moderno modo di vivere.

Come è possibile notare dallo schema di figura 1, il circuito elettrico dell'UK 880, in sostanza, non è altro che un multivibratore bistabile, noto comunemente con il nome di flip-flop.

Quando il transistor TR1, del tipo AC128, entra in conduzione, il transistor TR2, anch'esso del tipo AC128, è bloccato. Viceversa, quando TR2 conduce TR1 è bloccato. Pertanto, quando

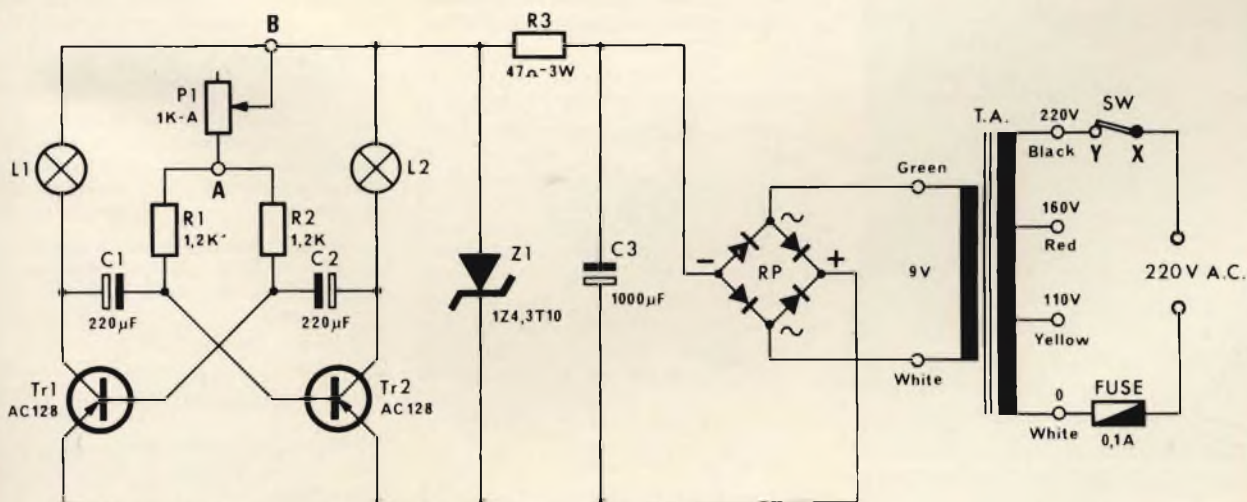


Fig. 1 - Schema elettrico.

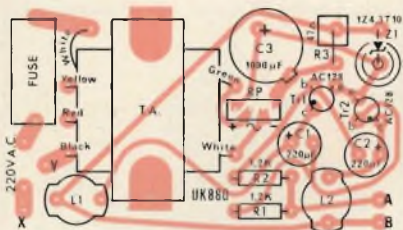


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

TR1 è in conduzione nel suo circuito di collettore circola una corrente che provoca l'accensione del filamento della lampadina L1, mentre il filamento della lampadina L2 resta spento essendo TR2 bloccato, cioè senza che nel suo circuito di collettore circoli corrente. Il fenomeno, naturalmente, si inverte quando TR2 conduce e TR1 è interdetto.



Fig. 3 - Aspetto dell'UK 880 a montaggio ultimato.

In relazione a questo andamento del circuito si ottiene un lampeggiamento alternato delle due lampadine.

La costante di tempo del circuito flip-flop dipende naturalmente dai due resistori R1 e R2, entrambi da 1,2 k Ω , e dai due condensatori elettrolitici C1 e C2 da 220 μ F ciascuno. La velocità di lampeggiamento può essere regolata agendo sul potenziometro P1, da 1 k Ω , mediante il quale si varia la tensione di polarizzazione di base dei due transistori.

La tensione alternata a 220 V viene ridotta a 9 V, tramite il trasformatore di alimentazione T.A. Successivamente essa viene raddrizzata dal ponte R. P. e livellata mediante un gruppo RC, costituito dal condensatore elettrolitico C3, da 1000 μ F, e dal resistore R3, da 47 Ω 3 W.

Il diodo Zener Z1, del tipo 1Z4.3T10, ha il compito di stabilizzare la tensione che esce dal filtro livellatore.

Affinché il flusso luminoso variabile delle due lampadine abbia un effetto psicologico sull'organismo umano occorre che i raggi luminosi siano filtrati mediante tre schermi assorbenti di colore ben distinti.

MONTAGGIO

Per effettuare il montaggio dell'UK 880 occorre attenersi alle seguenti istruzioni che, come al solito, sono accompagnate dalla riproduzione serigrafica e fotografica del circuito stampato e da alcuni esplosi di montaggio.

Il montaggio dovrà essere eseguito secondo le fasi descritte qui di seguito.

1° FASE - CIRCUITO STAMPATO

- Infilare e saldare i terminali dei due resistori R1 e R2 in modo che il corpo dei resistori stessi appoggi alla piastrina del circuito stampato.

- Appoggiare alla basetta del circuito stampato il raddrizzatore a ponte R.P. e saldare i relativi terminali, rispettando la polarità come indicato in serigrafia - fig. 2.

- Saldare i terminali di base, collettore ed emettitore dei due transistori AC128, evitando di invertirli fra loro ed attenendosi a quanto indicato in serigrafia. Il corpo dei transistori dovrà distare dalla basetta del circuito stampato di circa 8 mm.

- Infilare e saldare i terminali del resistore R3, il quale dovrà essere disposto verticalmente sul circuito stampato.

- Infilare e saldare i terminali dei due condensatori elettrolitici C1 e C2, i quali dovranno essere disposti verticalmente sul circuito stampato. Rispettare la polarità come indicato in serigrafia.

- Infilare e saldare i terminali del condensatore elettrolitico C3, il quale dovrà essere disposto verticalmente sul circuito stampato, con la polarità positiva, verso il basso.

- Infilare e saldare i terminali del diodo Zener 1Z4.3T10, disponendolo verticalmente sul circuito stampato ed in modo che il catodo sia diretto verso il basso e l'anodo verso la scritta Z1.

- Montare il trasformatore di alimentazione T.A. infilando sul circuito stampato le due apposite linguette e ripiegandole verso l'interno.

Il circuito primario dovrà trovarsi dal lato esterno del circuito stampato ed il circuito secondario dal lato interno.

Saldare i terminali del primario, come indicato in serigrafia, tenendo presente che il codice dei colori dei conduttori è il seguente: black (nero) = 220 V, red (rosso) = 160 V, yellow (giallo) = 110 V, white (bianco) = 0 V.

I due conduttori relativi al secondario sono colorati in verde (green) e bianco (white).

Le prese a 160 V e 110 V restano inutilizzate e potranno essere usate qualora l'apparecchio debba funzionare su reti predisposte per tali tensioni.

- Appoggiare al circuito stampato i due zoccoli portalampadine, come indicato in serigrafia, e saldarne i relativi terminali.

- Appoggiare al circuito stampato il porta-fusibile e saldarne i relativi terminali.

- Saldare ai terminali «B» e «A», come indicato in figura 4, due spezzoni di conduttore isolato della lunghezza di 8 cm ciascuno.

- Saldare ai terminali «X» e «Y», come indicato in figura 4, due spezzoni di conduttore isolato della lunghezza di 8 cm ciascuno.

2° FASE - MONTAGGIO DELLE MASCHERINE

- Tagliare il perno del potenziometro per la giusta lunghezza di 14 cm, dalla sua base.

- Montare la mascherina serigrafata insieme alla mascherina non serigrafata, come indica la figura 5, interponendo

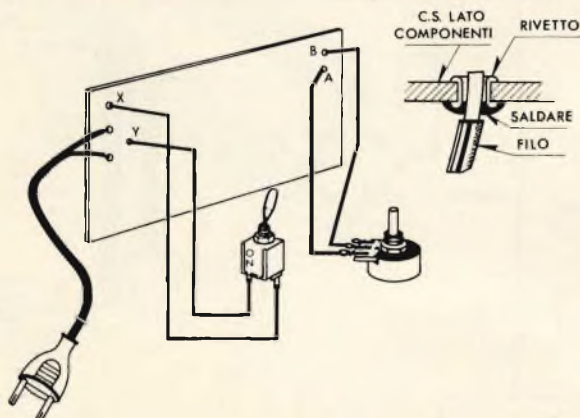


Fig. 4 - Collegamenti fra la piastra c.s. e i componenti esterni.

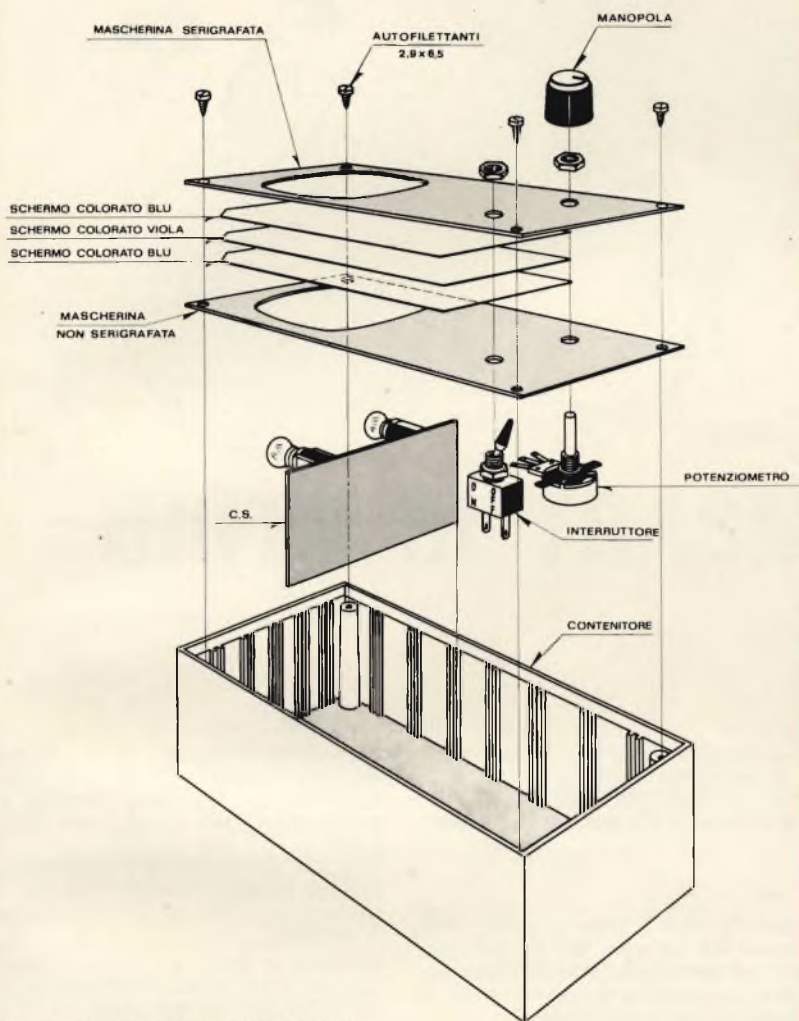


Fig. 5 - Esploso di montaggio finale.

fra le due mascherine gli schermi colorati blu, viola e blu.

- Infilare il potenziometro dal lato della mascherina non serigrafata e fermarlo dal lato della mascherina serigrafata mediante l'apposito dado.

- Eseguire la stessa operazione di cui sopra anche per l'interruttore, facendo attenzione che la posizione «ON» dello stesso corrisponda alla posizione ON della mascherina.

- Saldare i due conduttori provenienti dai terminali «B» e «A» del circuito stampato al potenziometro, come indica la figura 4.

- Saldare i due conduttori provenienti dai terminali «X» e «Y» del circuito stampato all'interruttore, come mostra la figura 4.

- Infilare nell'apposito foro posteriore del contenitore il cordone di alimentazione facendo allo stesso un nodo, dalla parte interna, in modo da lasciare un margine di circa 8 cm di cordone per il collegamento alla basetta.

- Saldare i terminali del cordone di

alimentazione ai terminali 220 V.c.a. del circuito stampato.

- Avvitare le due lampadine sui relativi zoccoli.

- Porre il fusibile nel relativo zoccolo.

- Infilare il circuito stampato nelle apposite guide del contenitore, come mostra la figura 5.

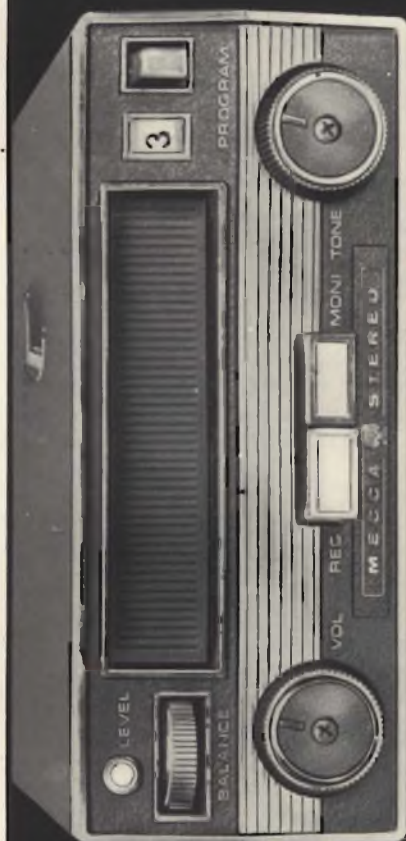
- Accertarsi che gli schermi colorati siano al proprio posto, altrimenti correggere la loro posizione in modo che essi coprano tutta la superficie della finestrina della mascherina.

- Applicare la mascherina al contenitore fissandola mediante le apposite viti autofilettanti da 2,9 x 6,5.

- Fissare al perno del potenziometro la relativa manopola.

Se il montaggio è stato effettuato regolarmente l'apparecchio è pronto per funzionare. Innestando la spina in una presa di tensione a 220 V.c.a. le lampadine dovranno accendersi alternativamente e la loro intermittenza potrà essere regolata agendo sulla manopola del potenziometro.

mod. MA 260



REGISTRATORE STEREO 8 PER AUTO

Completo di microfono con telecomando. Controllo del livello di registrazione mediante indicatore luminoso.

Velocità di trascinamento: 9,5 cm/s

Potenza di uscita: 4,5 W per canale

Risposta di frequenza: 50 ÷ 8000 Hz

Separazione canali: 40 dB

Wow e flutter: < 0,3%

Alimentazione: 12 V.c.c. negativo a massa

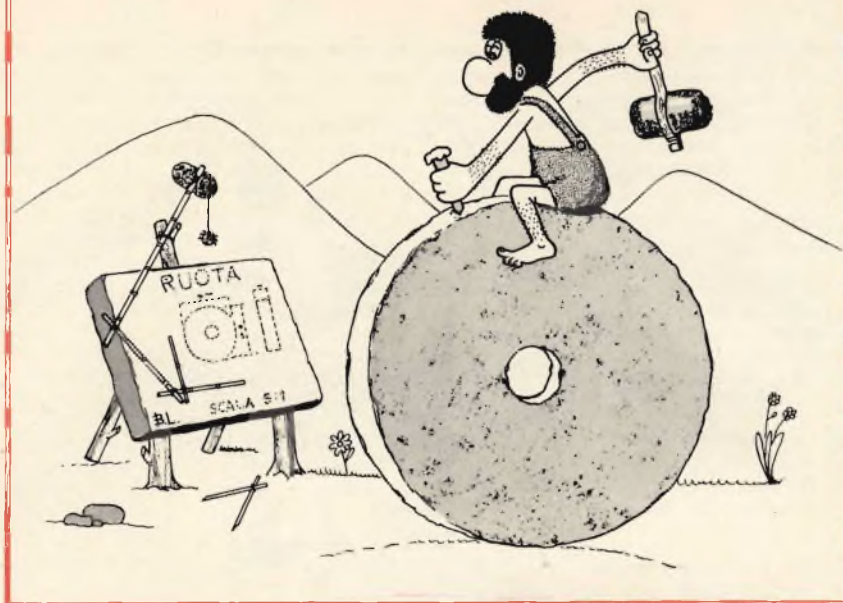
Dimensioni: 177x185x70

REPERIBILE PRESSO
TUTTI I PUNTI
DI VENDITA

G.B.C.
italiana

brevetti

Chi desidera copia dei suddetti brevetti può acquistarla presso l'ufficio Brevetti ING. A. RACHELI & C. - Viale San Michele del Carso, 4 - Milano - telefoni 468914 - 486450.



n. 805.657

Dispositivo di misura di spostamenti lineari o angolari a due capacità con variazione lineare opposta.
ALAIS PIERRE A FONTENEY
AUX ROSES SEINE FRANCIA.

n. 805.666

Scaricatore delle sovratensioni del tipo a spinterometro per un sistema a corrente continua.
GENERAL ELECTRIC CO.
A SCHENECTADY N. Y. U.S.A.

n. 805.667

Disposizione di circuiti per un impianto di alimentazione elettrica con tensione di uscita regolata ad un valore costante.
SIEMENS UND HALSKE AKT.
A BERLINO E MONACO GERMANIA.

n. 805.684

Circuito per controllare la deflessione del pennello di un tubo a raggi catodici.
INTERNATIONAL BUSINES
MACHINES CORP.
AD ARMONK N. Y. U.S.A.

n. 805.694

Armatura elastica per cavi di alta tensione e cavi muniti di questa armatura.
GIAIRO JOSEPH ANTOINE
A MONT SUR MARCHIENNE BELGIO

n. 805.720

Micrometro con numeratore.
SOC. P.A. FRATELLI BORLETTI
A MILANO

n. 805.742

Procedimento per fabbricare un supporto di resistenza elettrica.
SIEMENS SCHUCKERTWERKE AKT.
A BERLINO ED ERLANGEN GERMANIA

n. 805.773

Oggetto mobile o fisso il quale riflette come ridotte o per niente radiazioni radar ed infrarosse procedimento per la sua preparazione e materiale per la esecuzione del procedimento.
FOLLETTI FRANCESCO
A MASSAGNO TICINO SVIZZERA

n. 805.787

Coperchio perfezionato porta morsetti a palo per impianti elettrici.
SASSI ANTONIO A R. EMILIA

n. 805.792

Elettrolito e condensatore elettrolitico.
LES CONDENSATEURS SIC. SAFCO
A COLOMBES FRANCIA

n. 805.839

Composizioni organiche di intensificazione catalica per catalizzare deposizioni metalliche non elettroniche e metodi che utilizzano tali composizioni.
PHOTOCIRCUITS CORP.
A GLEN COVE N. Y. U.S.A.

n. 805.943

Connettore elettrico stampato.
AMP. INCORPORATED
AD HARRISBURG PENN. U.S.A.

n. 805.946

Dispositivo meccanico il cui comando assicura alternativamente la chiusura e l'apertura di un circuito elettrico particolarmente per interruttori a pulsante.
SOCIETA LE PROTOTYPE INDUSTRIEL
A NICE FRANCIA

n. 805.963

Circuito elettrico a ponte di misura realizzato con strisce dilatometriche.
SIEMENS AKT. A BERLINO
E MONACO GERMANIA

n. 805.974

Disposizione per la limitazione di sovracorrenti in particolare per reti elettriche a corrente alternata.
LICENTIA PATENT VERWALTUNGS
GMBH A FRANCOFORTE SUL MENO
GERMANIA

n. 805.977

Dispositivo elettrico a spinotti a più poli.
WILHELM HARTING WERK
FUR ELEKTROTECHNIK
UND MECHANIK A ESPELKAMP
MITT WALD KREIS LUBBECKE I.
WESTF. GERMANIA

n. 805.979

Interblocco di elementi di contatto per dispositivi elettrici a spinotti.
WILHELM HARTING WERK
FUR ELEKTROTECHNIK
UND MECHANIK A ESPELKAMP
MITT WALD KREIS LUBBECKE I.
WESTF. GERMANIA

n. 805.995

Perfezionamento alle terminazioni di cavi elettrici ad olio fluido.
PIRELLI S.P.A. A MILANO



di P. SOATI

radiotecnica

UNITÀ DI TRASMISSIONE

Nel campo delle misure radioelettriche e nelle trasmissioni telefoniche e radio si usa tenere conto dei logaritmi del rapporto relativo alle grandezze che sono prese in considerazione, generalmente tensione, corrente o potenza, anziché il loro rapporto aritmetico semplice. Tale procedimento naturalmente non è seguito per un puro caso, ma bensì per due motivi ben distinti e precisamente: 1) le formule che ne risultano sono estremamente semplici; 2) la sensibilità dell'orecchio è, grosso modo, proporzionale ai logaritmi delle corrispondenti intensità sonore.

Nelle applicazioni pratiche in genere si impiegano due diversi sistemi di misura e precisamente il neper ed il decibel.

Mentre l'espressione $\log_e$ si riferisce al logaritmo neperiano con base $e = 2,7183$, l'espressione $\log_{10}$, indica, come è noto, il logaritmo di Briggs, detto anche decimale, perché con base 10.

Se ammettiamo che si indichi con V_1 , I_1 e P_1 dei valori generici di tensione, corrente e potenza all'ingresso di un circuito sotto esame e con V_2 , I_2 e P_2 i corrispondenti valori

misurati in uscita, le seguenti espressioni forniscono il valore in neper di:

a) guadagno di tensione:

$$n = \log_e \frac{V_2}{V_1} = 2,303 \log_{10} \frac{V_2}{V_1}$$

b) attenuazione di tensione:

$$n = \log_e \frac{V_1}{V_2} = 2,303 \log_{10} \frac{V_1}{V_2}$$

c) guadagno di corrente:

$$n = \log_e \frac{I_2}{I_1} = 2,303 \log_{10} \frac{I_2}{I_1}$$

d) attenuazione di corrente:

$$n = \log_e \frac{I_1}{I_2} = 2,303 \log_{10} \frac{I_1}{I_2}$$

e) guadagno di potenza:

$$n = \log_e \frac{P_2}{P_1} = 1,1515 \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

f) attenuazione di potenza:

$$n = \log_e \frac{P_1}{P_2} = 1,1515 \log_{10} \frac{P_1}{P_2}$$

Per ottenere i valori in decibel si dovranno invece impiegare le seguenti espressioni:

a) guadagno di tensione:

$$dB = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1}$$

attenuazione di tensione:

$$dB = 20 \log_{10} \frac{V_1}{V_2}$$

b) guadagno di corrente:

$$dB = 20 \log_{10} \frac{I_2}{I_1}$$

attenuazione di corrente:

$$dB = 20 \log_{10} \frac{I_1}{I_2}$$

c) guadagno di potenza:

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

attenuazione di potenza:

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2}$$

Desiderando passare dai valori in decibel a quelli in neper e viceversa, si dovranno usare le seguenti espressioni:

$n = dB \cdot 0,1151$, ciò significa che per ottenere il valore in neper occorre moltiplicare il valore in decibel per 0,1151

$dB = n \cdot 8,686$ ciò significa che per ottenere il valore in decibel occorre moltiplicare il valore in neper per 8,686.

Da quanto abbiamo scritto risulta evidente che si ha un guadagno

**CORRISPONDENZA TRA DECIBEL E RAPPORTI DI TENSIONE E CORRENTE
O DI POTENZA (tra 0 e 10 db)**

db	Rapporti di tensione o di corrente		Rapporti di potenza		Valori in Volt per 0 db = 0,775 Volt = 1 mW su 600 ohm		db	Rapporti di tensione o di corrente		Rapporti di potenza		Valori in Volt per 0 db = 0,775 Volt = 1 mW su 600 ohm	
	maggiori dell'unità	minori dell'unità	maggiori dell'unità	minori dell'unità	per db +	per db -		maggiori dell'unità	minori dell'unità	maggiori dell'unità	minori dell'unità	per db +	per db -
0,1	1,012	0,988	1,023	0,977	0,784	0,766	5,1	1,799	0,556	3,236	0,309	1,394	0,431
0,2	1,023	0,977	1,047	0,955	0,793	0,757	5,2	1,820	0,549	3,311	0,302	1,410	0,426
0,3	1,035	0,966	1,072	0,933	0,802	0,749	5,3	1,841	0,543	3,388	0,295	1,427	0,421
0,4	1,047	0,955	1,096	0,912	0,811	0,740	5,4	1,862	0,537	3,467	0,288	1,443	0,416
0,5	1,059	0,944	1,122	0,891	0,820	0,732	5,5	1,884	0,531	3,548	0,282	1,460	0,411
0,6	1,072	0,933	1,148	0,871	0,831	0,723	5,6	1,905	0,525	3,631	0,275	1,476	0,407
0,7	1,084	0,922	1,175	0,851	0,840	0,715	5,7	1,928	0,519	3,715	0,269	1,494	0,402
0,8	1,096	0,912	1,202	0,831	0,850	0,707	5,8	1,950	0,513	3,802	0,263	1,511	0,397
0,9	1,109	0,901	1,230	0,812	0,859	0,699	5,9	1,972	0,507	3,891	0,257	1,528	0,393
1,0	1,122	0,891	1,259	0,794	0,869	0,691	6,0	1,995	0,501	3,981	0,251	1,546	0,388
1,1	1,135	0,881	1,288	0,776	0,880	0,683	6,1	2,018	0,495	4,074	0,245	1,564	0,384
1,2	1,148	0,871	1,318	0,758	0,890	0,675	6,2	2,042	0,490	4,169	0,240	1,582	0,379
1,3	1,162	0,861	1,349	0,741	0,900	0,667	6,3	2,065	0,484	4,266	0,234	1,600	0,375
1,4	1,175	0,851	1,380	0,724	0,910	0,660	6,4	2,089	0,478	4,365	0,229	1,619	0,371
1,5	1,189	0,841	1,413	0,708	0,921	0,652	6,5	2,114	0,473	4,467	0,224	1,638	0,367
1,6	1,202	0,832	1,445	0,692	0,931	0,645	6,6	2,138	0,467	4,571	0,219	1,657	0,362
1,7	1,216	0,822	1,479	0,676	0,942	0,637	6,7	2,163	0,462	4,677	0,214	1,676	0,358
1,8	1,230	0,813	1,514	0,660	0,958	0,630	6,8	2,188	0,457	4,786	0,209	1,696	0,354
1,9	1,245	0,803	1,549	0,645	0,965	0,623	6,9	2,213	0,452	4,898	0,204	1,715	0,350
2,0	1,259	0,794	1,585	0,631	0,976	0,615	7,0	2,239	0,446	5,012	0,199	1,735	0,346
2,1	1,274	0,785	1,622	0,616	0,987	0,608	7,1	2,265	0,441	5,128	0,195	1,755	0,342
2,2	1,288	0,776	1,660	0,602	0,998	0,602	7,2	2,291	0,436	5,248	0,190	1,775	0,338
2,3	1,303	0,767	1,698	0,589	1,010	0,595	7,3	2,317	0,431	5,370	0,186	1,796	0,334
2,4	1,318	0,758	1,738	0,575	1,021	0,588	7,4	2,344	0,426	5,495	0,182	1,817	0,331
2,5	1,334	0,750	1,778	0,562	1,034	0,581	7,5	2,371	0,421	5,623	0,178	1,837	0,327
2,6	1,349	0,741	1,820	0,549	1,045	0,575	7,6	2,399	0,417	5,754	0,174	1,859	0,323
2,7	1,365	0,733	1,862	0,537	1,058	0,568	7,7	2,427	0,412	5,888	0,170	1,881	0,319
2,8	1,380	0,724	1,905	0,525	1,070	0,561	7,8	2,455	0,407	6,026	0,166	1,903	0,316
2,9	1,396	0,716	1,950	0,513	1,082	0,555	7,9	2,483	0,402	6,166	0,162	1,924	0,312
3,0	1,413	0,708	1,995	0,501	1,095	0,549	8,0	2,512	0,398	6,310	0,158	1,947	0,309
3,1	1,429	0,700	2,042	0,490	1,107	0,542	8,1	2,541	0,393	6,457	0,155	1,969	0,305
3,2	1,445	0,692	2,089	0,478	1,120	0,536	8,2	2,570	0,389	6,607	0,151	1,992	0,301
3,3	1,462	0,684	2,138	0,467	1,133	0,530	8,3	2,600	0,384	6,761	0,148	2,015	0,298
3,4	1,479	0,676	2,188	0,457	1,146	0,524	8,4	2,630	0,380	6,918	0,144	2,038	0,295
3,5	1,496	0,668	2,239	0,446	1,159	0,518	8,5	2,661	0,376	7,080	0,141	2,065	0,291
3,6	1,514	0,660	2,291	0,436	1,173	0,512	8,6	2,692	0,371	7,244	0,138	2,086	0,288
3,7	1,531	0,653	2,344	0,426	1,186	0,506	8,7	2,723	0,367	7,413	0,135	2,110	0,285
3,8	1,549	0,645	2,399	0,417	1,200	0,500	8,8	2,754	0,363	7,586	0,132	2,134	0,281
3,9	1,567	0,638	2,455	0,407	1,214	0,495	8,9	2,786	0,358	7,763	0,129	2,159	0,278
4,0	1,585	0,631	2,512	0,398	1,228	0,489	9,0	2,818	0,355	7,943	0,125	2,184	0,275
4,1	1,603	0,623	2,570	0,389	1,242	0,483	9,1	2,851	0,351	8,128	0,123	2,209	0,272
4,2	1,622	0,616	2,630	0,380	1,257	0,478	9,2	2,884	0,346	8,318	0,120	2,235	0,269
4,3	1,641	0,609	2,692	0,371	1,272	0,472	9,3	2,917	0,343	8,511	0,117	2,261	0,266
4,4	1,660	0,602	2,754	0,363	1,286	0,467	9,4	2,951	0,339	8,710	0,115	2,287	0,263
4,5	1,679	0,595	2,818	0,355	1,301	0,462	9,5	2,985	0,335	8,913	0,112	2,313	0,260
4,6	1,698	0,589	2,884	0,346	1,316	0,456	9,6	3,020	0,331	9,120	0,109	2,340	0,257
4,7	1,718	0,584	2,951	0,339	1,331	0,451	9,7	3,055	0,327	9,333	0,107	2,368	0,254
4,8	1,738	0,575	3,020	0,331	1,347	0,446	9,8	3,090	0,323	9,550	0,104	2,395	0,251
4,9	1,758	0,569	3,090	0,323	1,362	0,441	9,9	3,126	0,320	9,772	0,102	2,423	0,248
5,0	1,778	0,562	3,162	0,316	1,378	0,436	10,0	3,162	0,316	10,000	0,100	2,450	0,245

di tensione, di corrente o di potenza quando il valore di uscita è maggiore del valore di entrata e cioè $V_2 > V_1$, $I_2 > I_1$ e $P_2 > P_1$ mentre invece si ha una attenuazione se il valore di uscita è inferiore al valore di ingresso e cioè $V_2 < V_1$, $I_2 < I_1$ e $P_2 < P_1$.

Si afferma che un dato punto di un circuito ha un livello relativo di tensione positivo se inviando allo ingresso una tensione V_1 la tensione di uscita V_2 è maggiore di V_1 . Il valore del livello relativo positivo

in quel punto è dato in decibel da

$$L = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1}$$

Se invece V_2 risulta inferiore a V_1 , il valore del livello relativo è negativo e si esprime con la relazione

$$L = -20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1}$$

Considerazioni analoghe si devono fare per i livelli relativi alla corrente ed alla potenza.

In un complesso modulante si af-

ferma che un dato punto è a livello zero di tensione quando si rileva in quel punto una tensione di 0,775 V; che è a livello zero di corrente quando si misurano 1,295 mA e che è a livello zero di potenza se si riscontra una potenza di 1 mW (a cui corrispondono 0,775 V e 1,295 mA, se l'impedenza ha il valore di 600 Ω).

Se riferendosi al livello zero di tensione in un punto di misura si riscontra $V_2 = 3,1$ V, si dice che in quel punto si ha un livello di 12 dB se invece si rileva $V_2 = 0,387$ si afferma che il livello è di -6 dB (vedere tabelle).

Nelle tabelle che seguono, nelle prime due colonne sono indicati i valori in decibel, sino a 20 dB, che corrispondono ai rapporti di tensione, di corrente e di potenza. Per semplificare i calcoli sono stati indicati sia i rapporti maggiori della unità che quelli inferiori, indipendentemente dal fatto che si tratti di un guadagno o di una attenuazione.

Desiderando ottenere il valore di decibel relativo a rapporti di tensione o di corrente superiori a 10, od inferiori a 0,1, o per rapporti di potenza superiori a 100 o inferiori a 0,01, si deve dividere, o moltiplicare, per 10 o per le potenze di 10 (100, 1000 ecc.), tali rapporti fino a che si rientra nel campo di variazione contemplato in tabella tenendo presente che:

1) - ogni divisione, o moltiplicazione, per 10 dei rapporti di tensione di corrente aumenta il guadagno, o l'attenuazione, di 20 dB. Pertanto una divisione, o moltiplicazione, per 100 aumenta il guadagno, o l'attenuazione, di 40 dB e così via.

2) - ogni divisione, o moltiplicazione, per 10 dei rapporti di potenza aumenta il guadagno, o l'attenuazione, di 10 dB. Quindi una divisione, o moltiplicazione, per 100 aumenta il guadagno, o l'attenuazione, di 20 dB e così via.

Per ottenere dei valori di guadagno, o di attenuazione, superiori ai 20 dB i rispettivi rapporti, è necessario sottrarre tante volte 20 dB sino a che si rientra nel campo della tabella e quindi moltiplicare, o dividere, per 10 e per un eguale numero di volte, i corrispondenti va-

**CORRISPONDENZA TRA DECIBEL E RAPPORTI DI TENSIONE E CORRENTE
O DI POTENZA (tra 10 e 20 db)**

db	Rapporti di tensione o di corrente		Rapporti di potenza		Valori in Volt per 0 db = 0,775 Volt = 1 mW su 600 ohm		db	Rapporti di tensione o di corrente		Rapporti di potenza		Valori in Volt per 0 db = 0,775 Volt = 1 mW su 600 ohm	
	maggiori dell'unità	minori dell'unità	maggiori dell'unità	minori dell'unità	per db +	per db -		maggiori dell'unità	minori dell'unità	maggiori dell'unità	minori dell'unità	per db +	per db -
10,1	3,199	0,312	10,23	0,0977	2,479	0,2422	15,1	5,689	0,176	32,36	0,0309	4,409	0,1362
10,2	3,236	0,309	10,47	0,0955	2,508	0,2394	15,2	5,754	0,174	33,11	0,0302	4,459	0,1346
10,3	3,273	0,305	10,72	0,0933	2,536	0,2367	15,3	5,821	0,172	33,88	0,0295	4,511	0,1331
10,4	3,311	0,302	10,96	0,0912	2,566	0,2340	15,4	5,888	0,170	34,67	0,0288	4,563	0,1315
10,5	3,350	0,298	11,22	0,0891	2,596	0,2313	15,5	5,957	0,168	35,48	0,0282	4,617	0,1301
10,6	3,388	0,295	11,48	0,0871	2,626	0,2287	15,6	6,026	0,166	36,31	0,0275	4,670	0,1286
10,7	3,428	0,291	11,75	0,0851	2,657	0,2260	15,7	6,095	0,164	37,15	0,0269	4,724	0,1271
10,8	3,467	0,288	12,02	0,0832	2,687	0,2235	15,8	6,166	0,162	38,02	0,0263	4,779	0,1257
10,9	3,508	0,285	12,30	0,0813	2,719	0,2209	15,9	6,237	0,160	38,90	0,0257	4,834	0,1242
11,0	3,548	0,282	12,59	0,0794	2,750	0,2183	16,0	6,310	0,158	39,81	0,0251	4,890	0,1228
11,1	3,589	0,278	12,88	0,0776	2,781	0,2160	16,1	6,383	0,156	40,74	0,0245	4,947	0,1214
11,2	3,631	0,275	13,18	0,0758	2,814	0,2134	16,2	6,457	0,155	41,69	0,0240	5,001	0,1200
11,3	3,673	0,272	13,49	0,0741	2,846	0,2110	16,3	6,531	0,153	42,66	0,0234	5,061	0,1186
11,4	3,715	0,269	13,80	0,0724	2,879	0,2086	16,4	6,607	0,151	43,65	0,0229	5,120	0,1173
11,5	3,758	0,266	14,13	0,0708	2,912	0,2062	16,5	6,683	0,149	44,67	0,0224	5,179	0,1159
11,6	3,802	0,263	14,45	0,0699	2,946	0,2038	16,6	6,761	0,148	45,71	0,0219	5,240	0,1146
11,7	3,846	0,260	14,79	0,0676	2,981	0,2015	16,7	6,839	0,146	46,77	0,0214	5,300	0,1133
11,8	3,891	0,257	15,14	0,0660	3,015	0,1991	16,8	6,918	0,144	47,86	0,0209	5,361	0,1120
11,9	3,936	0,254	15,49	0,0645	3,050	0,1969	16,9	6,998	0,143	48,98	0,0204	5,423	0,1107
12,0	3,981	0,251	15,85	0,0631	3,085	0,1946	17,0	7,080	0,141	50,12	0,0199	5,487	0,1095
12,1	4,027	0,248	16,22	0,0616	3,121	0,1924	17,1	7,161	0,139	51,29	0,0195	5,550	0,1081
12,2	4,074	0,245	16,60	0,0602	3,157	0,1902	17,2	7,244	0,138	52,48	0,0190	5,614	0,1069
12,3	4,121	0,242	16,98	0,0589	3,194	0,1880	17,3	7,328	0,136	53,70	0,0186	5,679	0,1057
12,4	4,169	0,240	17,38	0,0575	3,231	0,1859	17,4	7,413	0,135	54,95	0,0182	5,745	0,1045
12,5	4,217	0,237	17,78	0,0562	3,268	0,1837	17,5	7,499	0,133	56,23	0,0178	5,812	0,1033
12,6	4,266	0,234	18,20	0,0549	3,306	0,1816	17,6	7,586	0,132	57,54	0,0174	5,879	0,1021
12,7	4,315	0,231	18,62	0,0537	3,344	0,1795	17,7	7,674	0,130	58,88	0,0170	5,947	0,1009
12,8	4,365	0,229	19,05	0,0525	3,383	0,1775	17,8	7,763	0,129	60,26	0,0166	6,016	0,0998
12,9	4,416	0,226	19,50	0,0513	3,422	0,1755	17,9	7,852	0,127	61,66	0,0162	6,085	0,0987
13,0	4,467	0,224	19,95	0,0501	3,462	0,1735	18,0	7,943	0,126	63,10	0,0158	6,156	0,0975
13,1	4,519	0,221	20,42	0,0490	3,502	0,1715	18,1	8,035	0,124	64,57	0,0155	6,227	0,0964
13,2	4,571	0,219	20,89	0,0478	3,542	0,1695	18,2	8,128	0,123	66,07	0,0151	6,299	0,0953
13,3	4,624	0,216	21,38	0,0467	3,584	0,1676	18,3	8,222	0,121	67,61	0,0148	6,372	0,0942
13,4	4,677	0,214	21,88	0,0457	3,625	0,1656	18,4	8,318	0,120	69,18	0,0144	6,446	0,0931
13,5	4,732	0,211	22,39	0,0446	3,667	0,1638	18,5	8,414	0,119	70,79	0,0141	6,521	0,0921
13,6	4,786	0,209	22,91	0,0436	3,709	0,1618	18,6	8,511	0,117	72,44	0,0138	6,596	0,0910
13,7	4,842	0,206	23,44	0,0426	3,752	0,1600	18,7	8,610	0,116	74,13	0,0135	6,673	0,0899
13,8	4,898	0,204	23,99	0,0417	3,796	0,1582	18,8	8,710	0,115	75,86	0,0132	6,750	0,0889
13,9	4,955	0,202	24,55	0,0407	3,840	0,1563	18,9	8,811	0,113	77,62	0,0129	6,828	0,0879
14,0	5,012	0,199	25,12	0,0398	3,884	0,1546	19,0	8,913	0,112	79,43	0,0126	6,907	0,0869
14,1	5,070	0,197	25,70	0,0389	3,929	0,1528	19,1	9,016	0,111	81,28	0,0123	6,987	0,0859
14,2	5,128	0,195	26,30	0,0380	3,974	0,1511	19,2	9,120	0,109	83,18	0,0120	7,068	0,0849
14,3	5,188	0,193	26,92	0,0371	4,021	0,1494	19,3	9,226	0,108	85,11	0,0117	7,150	0,0840
14,4	5,248	0,190	27,54	0,0363	4,067	0,1476	19,4	9,333	0,107	87,10	0,0115	7,233	0,0830
14,5	5,309	0,188	28,18	0,0355	4,114	0,1460	19,5	9,441	0,106	89,13	0,0112	7,317	0,0820
14,6	5,370	0,186	28,84	0,0346	4,162	0,1443	19,6	9,550	0,104	91,20	0,0109	7,401	0,0811
14,7	5,433	0,184	29,51	0,0339	4,210	0,1426	19,7	9,661	0,103	93,33	0,0107	7,487	0,0802
14,8	5,495	0,182	30,20	0,0331	4,259	0,1410	19,8	9,772	0,102	95,50	0,0104	7,573	0,0792
14,9	5,559	0,180	30,90	0,0323	4,308	0,1394	19,9	9,886	0,101	97,72	0,0102	7,662	0,0784
15,0	5,623	0,178	31,62	0,0316	4,358	0,1377	20,0	10,000	0,100	100,00	0,0100	7,750	0,0775

lori relativi ai rapporti di tensione e di corrente e per 100 quelli relativi ai valori di potenza.

Per rendere più chiara l'esposizione ci spieghiamo con qualche esempio:

1) Un amplificatore al quale si applica in ingresso una tensione di 1 V si misura in uscita una tensione di 8 V.

$$\frac{V_2}{V_1} \text{ sarà uguale a } 8$$

consultando la tabella os-

serviamo che al rapporto di tensione 8 corrispondono circa 18 dB (18 dB corrispondono esattamente a 7,943).

2) E' stato realizzato un filtro al quale applicando una frequenza di 450 Hz la cui corrente è dell'ordine di 10 mA si ottiene in uscita sul carico normale una corrente di 2,5 mA.

Il rapporto di attenuazione in questo caso è dato da $\frac{I_1}{I_2} = \frac{10}{2,5} = 0,25$. A tale rapporto (0,251) corrispondono in tabella 12 dB.

3) Si ha un amplificatore il cui guadagno in potenza è di 53 dB. Si voglia conoscerne la potenza. Si scrive prima $53 = 13 + 20 + 20$. In corrispondenza del 13 dB si legge sulla tabella il rapporto di potenza di 19,95 che moltiplicato per 10.000 (100 x 100) da il rapporto di potenza corrispondente a 53 dB e cioè 199500. Applicando ad esempio all'ingresso 0,01 mW si otterrà all'uscita una potenza di circa 2 W.



PROVA QUARZI

L'UK 465 consente di stabilire se un quarzo è o non è efficiente e di paragonare diversi quarzi fra loro.

Caratteristiche tecniche

Prova dell'attività dei quarzi compresi nella gamma di frequenza: 50 kHz ÷ 160 MHz - Strumento: microamperometro da 200 µA - Sensibilità dello strumento: regolabile con continuità - Alimentazione: 9 V c.c.



PREZZO NETTO IMPOSTO L. 7500

REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G.B.C. IN ITALIA



UN MODO NUOVO PER CONOSCERE L'ELETTRONICA



MILLIVOLTMETRO A LARGA BANDA

Questo strumento può essere usato per misure di rumore di fondo, di disturbo residuo, di alternata sugli alimentatori, per misure delle caratteristiche di frequenza e guadagno sugli amplificatori, ecc.

Gamme di tensione: 10 - 30 - 100 - 300 mVc.a. 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 Vc.a. - Decibel: - 40 + 50 dB in 10 gamme - Campo di frequenza: da 10 Hz a 3 MHz - Alimentazione: 9 Vc.c.

UK430/A



GENERATORE DI SEGNALI AM

Costituisce lo strumento base di ogni tecnico e, oltre ad essere impiegato per l'allineamento dei radiorecettori AM, consente di effettuare una vastissima gamma di misure.

Tensione in uscita a RF: 100 mV - Gamma di frequenza: 400 ÷ 1600 kHz - Attenuatori: RF e BF a variazione continua - Modulazione: interna a 1 kHz con profondità del 30% - Alimentazione: 9 Vc.c.

UK455



GENERATORE DI SEGNALI B.F.

Consente la regolazione dei circuiti equalizzatori di ingresso degli amplificatori, la taratura di filtri, il rilievo delle curve di risposta, la misura della distorsione armonica e della potenza degli amplificatori ecc.

Gamma di frequenza: 10 Hz ÷ 1 MHz - Tensione d'uscita massima: 1,5 Veff. - Attenuatore: a tre scatti 15 mV - 150 mV - 1,5 V - Impedenza d'uscita: 200 Ω - Alimentazione: 220 Vc.a.

UK570



GENERATORE DI ONDE QUADRE

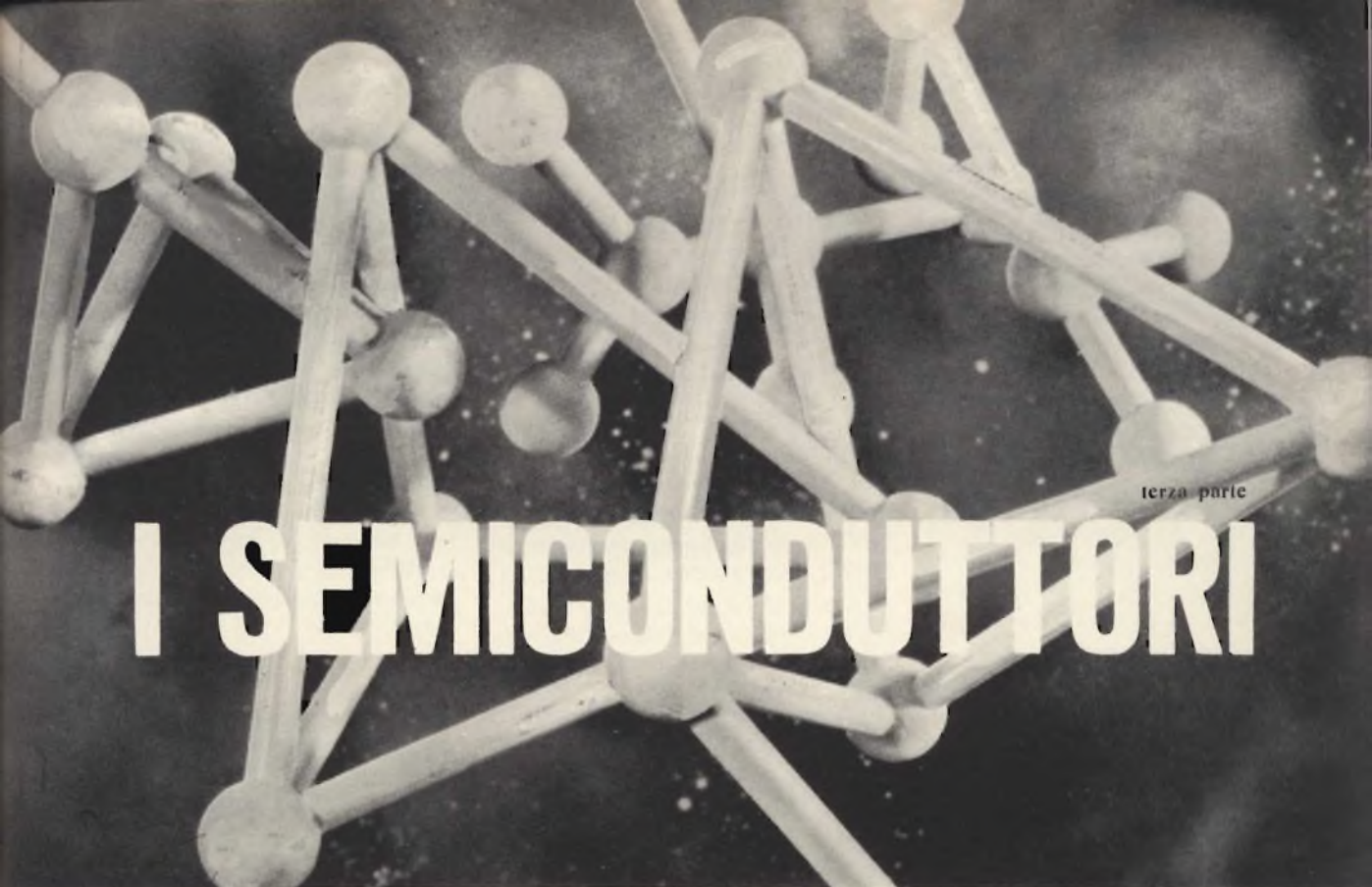
Permette la regolazione della compensazione e delle controeazioni negli amplificatori di bassa frequenza a larga banda.

Gamma di frequenza: 20 Hz ÷ 20 kHz - Tensione d'uscita: max 20 Vp.p. - Attenuatore: a variazione continua - Impedenza d'uscita: 600 Ω - Alimentazione: 220 Vc.a.

UK575

**ALIMENTATORI - APPARECCHIATURE B.F. - ACCESSORI PER STRUMENTI MUSICALI
- APPARECCHIATURE PER RADIOAMATORI, C.B. E RADIOCOMANDO - CARICA
BATTERIE - LUCI PSICHEDELICHE - STRUMENTI - TRASMETTITORI FM - SINTONIZ-
ZATORI - RADIO-TV**

LE SCATOLE DI MONTAGGIO AMTRON SONO DISTRIBUITE IN ITALIA DALLA G.B.C.



terza parte

I SEMICONDUTTORI

Nella gran parte delle applicazioni che richiedono l'impiego di semiconduttori entrano in gioco il germanio o il silicio, i quali, a causa delle rispettive proprietà, necessitano di una particolare tecnica di purificazione. Dopo la fase iniziale di estrazione chimica le due tappe essenziali sono costituite dalla purificazione e dalla formazione del monocristallo. Durante questi fasi si rendono necessari numerosi controlli di qualità al fine di garantire che il materiale finale sia in possesso delle proprietà elettriche richieste.

PURIFICAZIONE DEL GERMANIO

Allo stato naturale il germanio è una impurità a debole concentrazione di minerali di zinco e rame. Si estrae chimicamente sotto forma d'ossido di germanio GeO_2 , che, in seguito, viene scomposto nello idrogeno per riscaldamento. Queste operazioni vengono svolte dalle compagnie minerarie o chimiche.

I fabbricanti di semiconduttori,

secondo la prassi normale, acquistano del germanio già abbastanza puro. Prima di venir impiegato come semiconduttore, tuttavia, il germanio deve essere purificato ancora considerevolmente. La tecnica di purificazione sfrutta il fatto che le impurità sono generalmente più solubili nel germanio fuso che nel germanio solido.

Si pone una barra di germanio in un lungo contenitore orizzontale che la riscalda fino al punto di fusione. La temperatura viene quindi leggermente abbassata a una delle estremità, dove il germanio comincia a solidificare; la solidificazione avviene lentamente avanzando da questa estremità verso l'altra. Siccome le impurità tendono a restare nel germanio liquido, esse vengono spinte dal fronte di solidificazione e si concentrano nell'estremità che si solidifica per ultima.

Quest'ultima parte viene tolta e rimane così una barra più pura di quella originaria.

Questa operazione può essere ripetuta più volte ottenendo un materiale molto puro.

Questo processo è però molto lungo e solitamente viene adottata una versione migliorata dello stesso che è detta tecnica di fusione di zona. In questo processo si riscalda una sola parte di un lingotto di germanio, formando così un sottile strato di fusione. Le impurità rimangono nel germanio fuso, e vengono quindi «spazzate» verso una estremità. Con ulteriori passaggi, si ottiene infine un metallo purissimo.

La figura 1 illustra l'impianto utilizzato a tale scopo.

Un lingotto di germanio, lungo $30 \div 40$ cm x 2,5 cm, viene posto in un contenitore di grafite inserito in un tubo di quarzo di 1,5 cm, mantenuto sotto un gas inerte da una circolazione di argon o d'azoto, sul quale sono avvolte delle bobine riscaldatrici AF.

Il contenitore di grafite viene tirato secondo l'asse del tubo a una velocità di 15 cm/h, una zona di 2 cm viene fusa di fronte a ogni bobina. Con questa tecnica, attraverso $10 \div 15$ passaggi, la percentuale d'impurità nel germanio può essere ridotta di circa 10^{-10} .

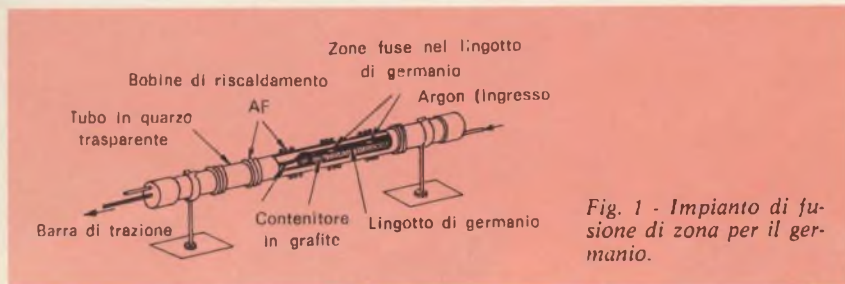


Fig. 1 - Impianto di fusione di zona per il germanio.

PURIFICAZIONE DEL SILICIO

Il silicio è senza dubbio il più importante dei semiconduttori. In natura si trova facilmente nella crosta terrestre sotto diverse forme composte, ma principalmente sotto forma di anidride silicea (silice).

Per questa ragione, la maggior parte dei processi di fabbricazione del silicio iniziano dalla silice.

La prima operazione consiste nel creare del silicio molto impuro che si ottiene riscaldando la silice con carbonio. Ciò fatto, il tutto viene convertito in un composto, generalmente con un alogeno, che può essere purificato facilmente per distillazione.

Il composto purificato viene in seguito ridotto per mezzo dell'idrogeno, o viene decomposto termicamente, ottenendo del silicio.

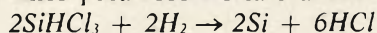
Nell'industria chimica per la fabbricazione dei siliconi, vengono utilizzate grandi quantità di tetracloruro di silicio ($SiCl_4$) o di triclorosilene ($SiHCl_3$) che costituiscono una fonte molto comoda per la industria dei semiconduttori.

Generalmente, si preferisce utilizzare il triclorosilene poiché risul-

ta più facile eliminare le impurità a base di boro e di fosforo. Ciò si ottiene per distillazione diretta (a $32^\circ C$) utilizzando dei recipienti in quarzo, per evitare contaminazioni.

Alcune volte, prima della distillazione, vengono aggiunte alcune sostanze che facilitano la separazione degli alogeni dei gruppi III e V.

Dopo la purificazione, il triclorosilene viene ridotto per decomposizione con l'idrogeno, dando origine a silice pura secondo la reazione:



L'idrogeno gorgoglia nel triclorosilene, che si vaporizza e passa in una camera di reazione nella quale vi è una barretta di silicio purissimo, di circa 6 mm di diametro, riscaldata a $950^\circ C$. Il triclorosilene si decompone e il silicio si deposita sulla barretta che viene rimossa quando il suo diametro diventa di $2,5 \div 10$ cm, a seconda dell'impiego. I vapori di acido cloridrico vengono eliminati.

Purificare il silicio con la tecnica di fusione di zona, vista per il germanio non è affatto pratico in quanto le alte temperature necessarie per la fusione del silicio (1420

$^\circ C$) pongono seri problemi. Allo stato liquido il silicio è facilmente contaminabile dalle impurità del contenitore in grafite. Inoltre il boro, che rappresenta una delle impurità del silicio industriale, ha una solubilità pressoché uguale ai solidi di silicio e di conseguenza non può essere facilmente eliminabile con il processo di fusione di zona.

Per queste cause si ritiene più sicuro purificare il silicio col processo chimico descritto precedentemente, il quale consente di ridurre la percentuale di impurità del 10^{-10} .

Sufficiente quindi a produrre del silicio adatto per l'industria dei semiconduttori.

TIRAGGIO DEL MONOCRISTALLO DI GERMANIO

Si è già visto nel corso del precedente articolo che la mobilità e la durata della vita dei portatori, dipende, in larga misura, dalla regolarità del cristallo.

Per un semiconduttore è quindi necessario che, unita ad una grande purezza, vi sia una struttura monocristallina la più perfetta possibile. Tutto ciò si ottiene col particolare metodo di tiraggio.

I monocristalli naturali sono raramente molto grandi, un monocristallo può contenere molti miliardi di maglie pur essendo di dimensioni invisibili! La maggior parte dei cristalli, in realtà, sono costituiti dalla sovrapposizione di miliardi di monocristalli aventi diverse forme, dimensioni e tendenze. Sono questi dei cristalli policristallini.

Dopo la purificazione per fusione di zona, una barra di germanio diventa un materiale policristallino.

Per renderlo utilizzabile è necessario ricavare un monocristallo.

Allo scopo si utilizza la tecnica del tiraggio.

In figura 2 è visibile uno schizzo indicante gli elementi essenziali di un apparecchio di tiraggio monocristallino. Il germanio policristallino solido viene posto in un crogiuolo di grafite, contenuto in un involucro trasparente di quarzo, sottoposto ad un flusso di argon. Si scalda il germanio, generalmente per induzione AF. Quando esso è

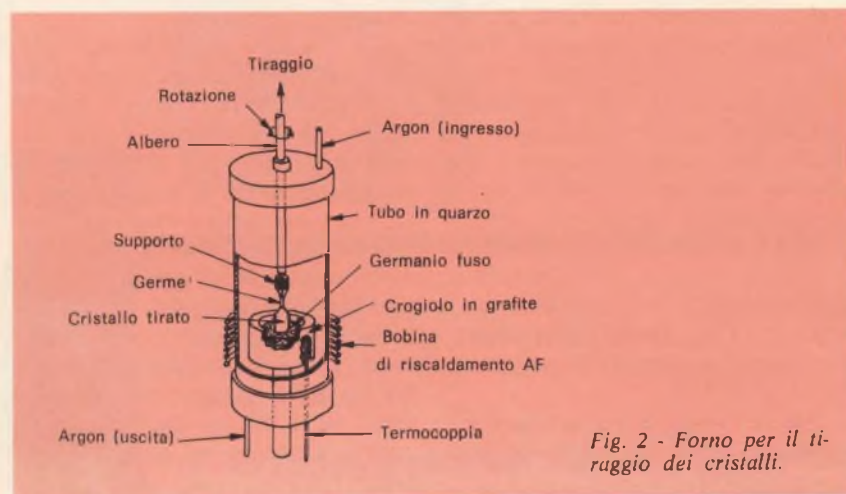


Fig. 2 - Forno per il tiraggio dei cristalli.

interamente liquefatto, la temperatura rimane equamente sopra il punto di fusione.

Un piccolo monocristallo di germanio (germe) viene allora abbassato, in modo che venga a contatto con la superficie del germanio fuso. Questo germe è sostenuto da un supporto all'estremità di un albero e in tal modo le facce piane dei cubi elementari risultano orientate verso il liquido.

In certi casi si preferisce orientare verso il liquido gli spigoli o gli angoli dei cubi.

In ogni caso, la direzione cristallina può essere determinata da raggi X.

Dopo aver messo in contatto il germe e il liquido, si solleva e si fa ruotare. Siccome il germe è a una temperatura inferiore rispetto alla temperatura di fusione, il liquido in contatto con esso si solidifica cedendogli del calore, e gli atomi si assestano essi stessi in cubi aventi il medesimo orientamento dei cubi elementari di germi.

Il calore ceduto al germanio, è irradiato verso l'esterno attraverso la parte di cristallo sistemata sopra il liquido.

La rotazione del cristallo serve ad agitare il liquido e ad assicurare uno sviluppo simmetrico. Il cristallo finale, generalmente, è di forma cilindrica. Il suo diametro dipende dalla temperatura del liquido, dalla velocità di rotazione (che può essere di 100 giri al minuto) e dalla velocità di tiraggio (solitamente compresa fra 1,3 e 5 centimetri all'ora).

Il cristallo continua a crescere man mano che viene tirato. La sua lunghezza, solitamente è di circa 25 cm, e il suo diametro è all'ordine di 2,5 cm; se necessario, comunque, si possono ottenere dei diametri maggiori.

Quando viene formato un cristallo partendo dal germanio molto puro, si ottiene un monocristallo intrinseco.

Per realizzare un monocristallo di tipo «n» o «p» è sufficiente aggiungere al liquido, prima del tiraggio, atomi di impurità donatori o accettori.

Si calcola la quantità di impurità necessaria per ottenere la resistività richiesta e la si introduce nel cro-

giuolo contemporaneamente al germanio.

Si è già visto che le impurità tendono a rimanere nel liquido. Per questa ragione la concentrazione di impurità nella fase liquida è diversa dalla concentrazione nella fase solida.

In pratica, nel liquido, è necessario mettere molte impurità del tipo che si vuole ottenere nella fase solida.

FORMAZIONE DEL MONOCRISTALLO DI SILICIO

Anche il silicio, partendo dalla fase liquida, può essere preparato per tiraggio. Questa tecnica è più difficile che nel caso del germanio: le alte temperature necessarie aumentano i pericoli di contaminazione per cui si utilizzano generalmente dei crogiuoli di quarzo purissimo. Ciò non di meno, siccome il quarzo è leggermente solubile nel silicio puro, le impurità residue, come il boro, possono essere sufficienti a contaminare dei cristalli ad elevata resistività, per cui si rendono necessari degli scrupolosi controlli. Questi controlli devono essere altrettanto scrupolosi anche nel caso che si vogliano ottenere con precisione dei cristalli drogati. Ciò perché le impurità aggiunte fondono a temperature molto inferiori rispetto al punto di fusione del silicio, e tendono a perdersi sotto forma di vapori. Con un buon controllo, è possibile produrre per tiraggio dei lingotti monocristallini di silicio purissimo, aventi in media da 2,5 a 4 cm di

diametro, fino a 30 cm di lunghezza.

Per evitare l'impiego di un recipiente, è stato messo a punto un altro metodo di produzione dei monocristalli fig. 3.

Una barra cilindrica di silicio policristallino viene sostenuta verticalmente, e un germe monocristallino dello stesso diametro viene sistemato nella parte inferiore. Per riscaldamento AF si forma uno strato liquido che si sposta lentamente partendo dal germe fino ad arrivare alla cima della barra. Quando il silicio si solidifica sul germe, assume una struttura monocristallina avente lo stesso diametro e il medesimo orientamento. A prima vista si potrebbe supporre che il silicio fuso fluisca verso l'esterno, mentre la tensione superficiale del liquido è sufficiente per tenerlo fisso. Questa tecnica è detta metodo della zona fluttuante e si utilizza, non solamente per formare dei monocristalli, ma anche per la purificazione del silicio facendo spostare le zone fuse dal basso verso l'alto del monocristallo.

Si è visto che ciò non modifica il contenuto di boro, ma certamente permette di eliminare la maggior parte delle altre impurità.

DEPOSITO EPITASSIALE

Sovente è necessario formare una pellicola monocristallina molto sottile sulla superficie di una placchetta, del medesimo semiconduttore. Ciò è possibile col sistema del deposito epitassiale, che consente, partendo dalla fase di vapore, di

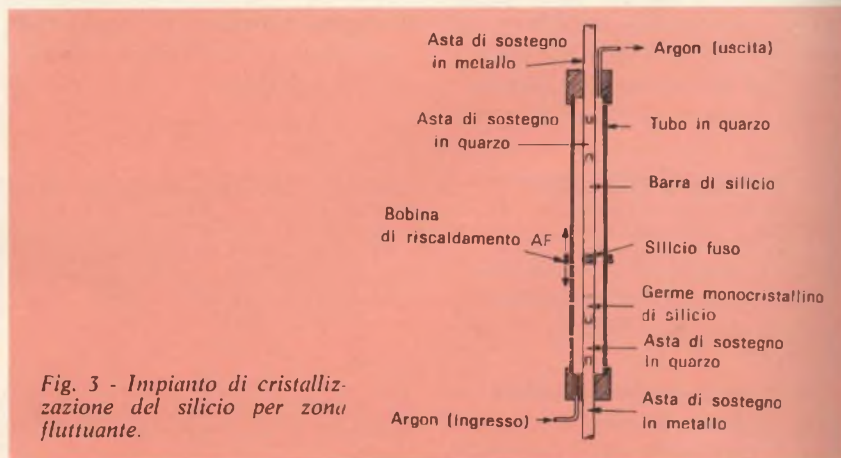


Fig. 3 - Impianto di cristallizzazione del silicio per zona fluttuante.

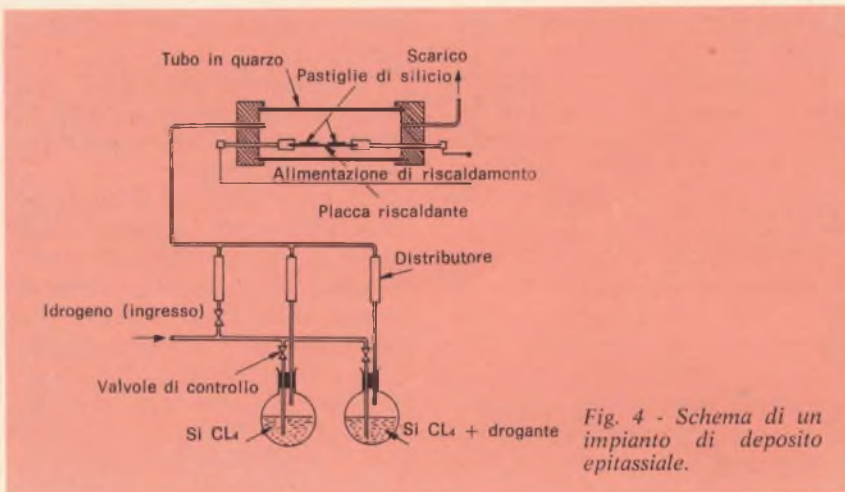


Fig. 4 - Schema di un impianto di deposito epitassiale.

deporre direttamente delle pellicole monocristalline di qualche micron di spessore su un substrato di silicio.

Per questa operazione si vaporizza un composto evaporabile del semiconduttore impiegato, e lo si pone in un reattore dove ha luogo una reazione chimica che provoca il deposito dell'elemento sotto forma di una pellicola che garantisce il medesimo orientamento cristallino del sub-strato.

La fig. 4 illustra dettagliatamente questo processo. Dell'idrogeno gorgoglia nel tetracloruro di silicio (SiCl_4) che si vaporizza. Il vapore è trascinato dalla corrente di idrogeno verso il reattore nel quale si trova la placchetta monocristallina riscaldata a 1200°C .

Il silicio si deposita e il ClH sviluppato viene espulso.

In pratica, è necessario drogare il silicio per poterlo utilizzare. Per far questo è possibile aggiungere all' SiCl_4 liquido delle impurità di tipo «n» o «p», oppure formare un composto con del cloro e l'impurità necessaria, e vaporizzarlo allo stesso modo del semiconduttore.

E' quindi possibile fare entrare nel reattore sia l'impurità che il semiconduttore. In tal modo entrambi si depositano sul sub-strato.

Il drogaggio viene controllato dosando la quantità di vapore d'impurità.

In un modo simile è possibile deporre degli strati epitassiali di germanio, utilizzando del tetracloruro

di germanio e un sub-strato riscaldato a circa 800°C .

MISURE DI RESISTIVITA'

Gli effetti di talune impurità sulla concentrazione di portatori nei semiconduttori sono già state esaminate; d'altra parte si sa che la conduttività dipende dalla concentrazione, dalla mobilità e dalla carica di ogni portatore. Una determinata impurità produce sempre dei portatori aventi la stessa carica e la mobilità non dipende sempre dalla concentrazione.

A temperatura ambiente, le variazioni di resistività di un campione di semiconduttore sono dovute principalmente a variazioni di densità dei portatori che, a una data temperatura, dipendono solo dal drogaggio.

Una semplice misura di resistività può quindi fornire un'idea abbastanza precisa della purezza di un campione.

Si è già visto, nella seconda parte di questo articolo, che la resistenza

R può essere dedotta dalla resistività ρ , dalla lunghezza L e dalla sezione A di una barra. Ciò grazie alla formula:

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (\Omega/\text{cm})$$

La resistenza di un corpo di forma qualunque si ricava per mezzo della legge di Ohm, dividendo la tensione ai suoi capi per la corrente che lo attraversa:

$$R = \frac{V}{I}$$

Con l'aiuto di queste due formule è possibile commentare il montaggio di figura 5 che consente di misurare la resistività di un campione di forma regolare. Si misura la corrente e la tensione ai capi del campione, e si calcola la resistenza. Ciò fatto, attraverso la misura della lunghezza e della sezione, si calcola la resistività.

Questo metodo presenta molti inconvenienti.

La concentrazione di impurità nel campione, per esempio, può non essere uniforme, come è il caso del germanio purificato per normale congelazione. Conseguentemente, la resistività varia e il sistema di fig. 5 utilizzando dei contatti a ogni estremità, non fornisce che la resistività media.

E' evidente, perciò, la necessità di utilizzare un sistema che consenta di misurare la conduttività locale, in ogni punto della barra, indipendentemente dal resto.

Ciò si ottiene col metodo visibile in fig. 6.

L'apparecchio utilizza quattro sonde metalliche allineate, collegate ciascuna a un circuito esterno. Per misurare le resistività, in un dato punto del campione, è sufficiente porre le sonde in contatto elettrico.

La corrente circola fra due sonde esterne, e si misura la tensione fra le due sonde interne. La resistenza del materiale vicino alle sonde, e quindi la resistività, si ricava mediante la formula:

$$R = \rho L/A$$

In questo caso, tuttavia, L e A non hanno un senso fisico semplice; è evidente che si tratta della se-

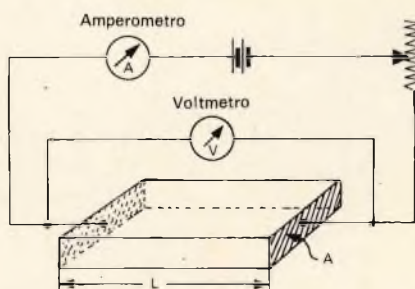


Fig. 5 - Principio per la misura della resistività di un campione di semiconduttore.

zione o della lunghezza di una barra.

Con tutto ciò si può dimostrare che la resistività è data da:

$$\rho = \frac{V}{I} \times 2 \pi S$$

nella quale la spaziatura S — in centimetri — è la stessa fra le quattro sonde.

In realtà, i quattro punti sono piccolissimi, e la loro spaziatura molto stretta, dell'ordine del millimetro, il che consente di effettuare delle misure punto per punto con buona precisione.

Con una simile sonda, per esempio, è facile misurare le variazioni di resistività lungo la lunghezza di una barra. Questo sistema consente altresì di effettuare delle misure su barre di sezione variabile. Al fine di ottenere la massima precisione da queste misure è necessario osservare alcune precauzioni.

Si deve evitare che la sorgente di corrente introduca dei portatori minoritari nel campione, in quanto essi modificherebbero la resistività.

Molto importante è anche l'impiego di correnti sufficientemente deboli per non modificare, per effetto joule, la temperatura del campione, che incide anch'essa sulla resistività.

Un sistema di controllo a quattro sonde, in effetti, è più complesso di quello visibile nella citata fig. 6. La corrente è fornita da una sorgente a corrente costante, per cui è indipendente dalla resistenza del campione, il voltmetro, di conseguenza, può essere tarato direttamente in ohm/cm.

ULTERIORI MISURE

Le misure di resistività elencate precedentemente sono talmente pratiche ed utili che vengono effettua-

te automaticamente su tutti i materiali impiegati.

E' necessario, tuttavia, effettuare alcune altre misure, sia durante la fase iniziale di messa a punto, in laboratorio, sia durante la produzione prelevando dei campioni.

Le misure principali sono:

- La mobilità dei portatori minoritari
- La durata della vita dei portatori minoritari
- La concentrazione dei portatori per effetto Hall.

La mobilità dei portatori minoritari misura la velocità di spostamento dei portatori minoritari sotto l'influenza di un campo elettrico. Il suo valore è dato da cm/s divisi per V/cm.

Si misura applicando un campo elettrico ben definito ai capi di un semiconduttore e introducendo dei portatori minoritari a una estremità. La velocità dei portatori, misurata con l'oscilloscopio si calcola in base al tempo che essi impiegano ad attraversare la barra; conoscendo il campo elettrico si calcola facilmente la mobilità.

La durata di vita dei portatori minoritari si ricava in modo simile.

E' necessario un campione abbastanza lungo sul quale vengono disposti più contatti spazati in modo regolare e si misura la distanza dove si spostano i portatori prima della ricombinazione totale; vale a dire la distanza a partire dalla quale gli elettrodi non raccolgono più alcun impulso. La durata di vita dei portatori si ricava da questa distanza, detta lunghezza di diffusione, e la loro velocità viene misurata preliminarmente.

La durata di vita dei portatori minoritari può essere misurata anche con un altro sistema: si appli-

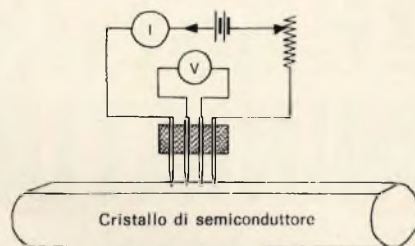


Fig. 6 - Misura della resistività col sistema delle quattro sonde.

ca una tensione a ogni estremità del campione, che viene quindi attraversato da una corrente, il campione inoltre, viene illuminato da lampi di breve durata. L'energia luminosa genera degli elettroni e delle cavità che diminuiscono la resistività e aumentano la corrente. I portatori minoritari cominciano a ricombinarsi al termine del lampo e in questo momento la corrente diminuisce rapidamente. La durata di vita dei portatori minoritari corrisponde semplicemente al tempo che impiegano i portatori in eccedenza a svanire, in altre parole il tempo che impiega la corrente a ritornare al suo valore iniziale, che si misura con l'ausilio di un oscilloscopio.

L'effetto Hall consente di misurare la concentrazione totale dei portatori.

Per questo fatto, si fa circolare una corrente nel campione e si applica simultaneamente un campo magnetico perpendicolare al senso della corrente.

Le traiettorie dei portatori diventano circolari, e si ha un potenziale fra i due lati del campione. Questo effetto permette, conoscendo la corrente del campo magnetico, di calcolare in modo semplice la concentrazione dei portatori.

(continua)

TERMOMETRI A RADIAZIONI INFRAROSSE PER MISURE A GRANDI DISTANZE

Nel Centro di Ricerche della Siemens sono stati messi a punto speciali bolometri fotoelettrici, sensibili alle radiazioni infrarosse, con i quali è possibile misurare, a grandi distanze, le radiazioni termiche.

Da questi rivelatori fotobolometrici — la cui struttura si basa su una giunzione di antimonio di indio e di nichelio — si è realizzato ora un termometro a radiazioni che può misurare temperature fra -20 e $+500$ gradi centigradi, rilevando l'intensità della radiazione termica dell'oggetto e, da questa, la temperatura della sua superficie.

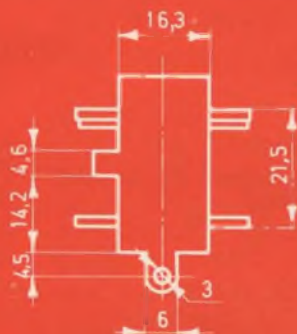
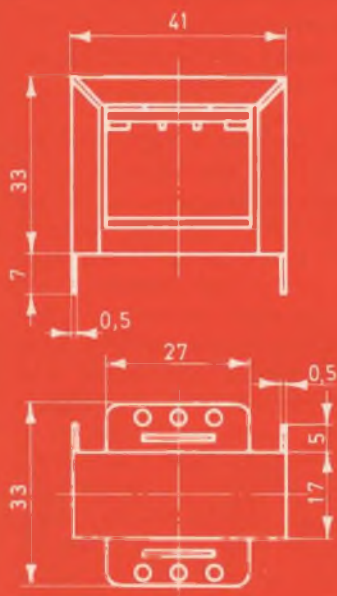
Speciali lenti al silicio lasciano filtrare i raggi infrarossi in modo da permettere di misurare differenze di temperatura di un decimo di grado rispetto alla temperatura ambiente, anche in una stanza di grande estensione.

Tale termometro è composto dalla testa di misura — con il rivelatore e la lente — e dall'apparecchio indicatore sul quale è possibile leggere la temperatura dell'oggetto che può venire anche registrata.

TRASFORMATORI MINIATURA

G.B.C.
italiana

2 VA

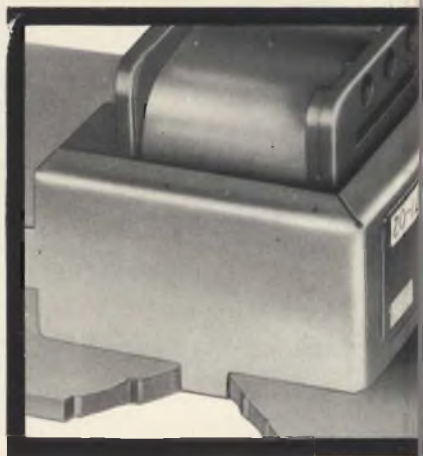


CARATTERISTICHE MECCANICHE

**ESECUZIONE UNICA
CHE OFFRE TRE TIPI DI FISSAGGIO**

- ① Verticale con viti
- ② Verticale per torsione delle linguette
- ③ Ad incasso (sotto ponte) per torsione delle linguette laterali

SISTEMI DI FISSAGGIO



CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Potenza ammissibile: 2 VA • Rigidità diel. (flash-test) P-S e P-S-M: 2000 Vc.a. • Sopraelevazione di temperatura al carico ammesso appross.: 20°C • Variazione della tensione secondaria con e senza carico approssimativa 10% • Conduttori in doppio smalto • Trattamento impregnante antifungo • Cavallotto di fissaggio in banda stagnata • Rocchetto in nylon • Peso g 150 circa

N. CODICE	VOLT PRIMARIO	VOLT SECOND.	CORR. NOM. SECOND.
HT 3571-00	220	6	330 mA
HT/3571-01	220	9	220 mA
HT/3571-02	220	12	170 mA
HT 3571-03	220	15	130 mA
HT 3571-04	220	24	85 mA
HT/3571-05	220	30	65 mA
HT 3571-06	220	2 x 15	2x65 mA
HT 3571-07	220	2 x 20	2x50 mA

di P. SOATI



Q T C

RADIOAMATORI

Con l'ingresso della Cina all'ONU, i radioamatori di tutto il mondo si augurano che essa partecipi al più presto anche alle riunioni internazionali sulle radiocomunicazioni accettando di lasciare libere le frequenze che attualmente usa nella gamma 7000 ÷ 7100 kHz, riservata ai radioamatori.

Le frequenze usate dalla Cina nella suddetta gamma sono le seguenti: 7010, 7029, 7035, 7057, 7075, 7080 e 7095 kHz. Anche Radio Tirana utilizza le due frequenze di 7065 e 7085/7090 kHz.

Sulla gamma dei radioamatori trasmettono pure parecchie altre stazioni orientali come, ad esempio, il Cairo su 7050 kHz, l'Iran su 7020/7035 kHz, il Pakistan su 7085/7095 kHz e altre ancora.

Da notare che le suddette emissioni generalmente sono ricche di armoniche per cui provocano notevoli disturbi, in funzione delle condizioni di propagazione, anche nelle gamme dei 14, 21 e 28 MHz.

RADIODIFFUSIONE

Proseguiamo l'elenco delle stazioni di radiodiffusione della gamma 9500 ÷ 9755 kHz.

9660: URSS, Warszawa (POL), Luanda (AGL), Shepparton (AUS), Pei Ping (CHN), Muenchen (D/RF), London (GR), Liberation (D/E/USA), **Rumbos** (VEN); 9665: URSS, Perth, Shepparton (AUS), Sines (D/POR), Horby S, Schwarzenburg (SUI), **Brasilia** (B); 9670: URSS, Yamata J, Djeddah (ARS), Greenville (USA), Thessaloniki (GRC), Hué (VTN); 9675: URSS, Warszawa (POL), Dacca (PAK), Cairo (EGY), Porto Alegre (B) Delhi (IND), **R. Pacifico** (PRU); 9680: URSS, Buenos Aires (ARG), La Habana (CUB), Shepparton (AUS), R. Liberation (D/E/USA), London (G), Delhi (IND), Thessaloniki (GRC), Montecarlo (MCO), Tanger (MRC), **Addis Ababa (ETH)**; 9685: URSS, Alger (ALG), S. Paulo (B); 9690: Santiago (CHL), Buenos Aires (ARG),

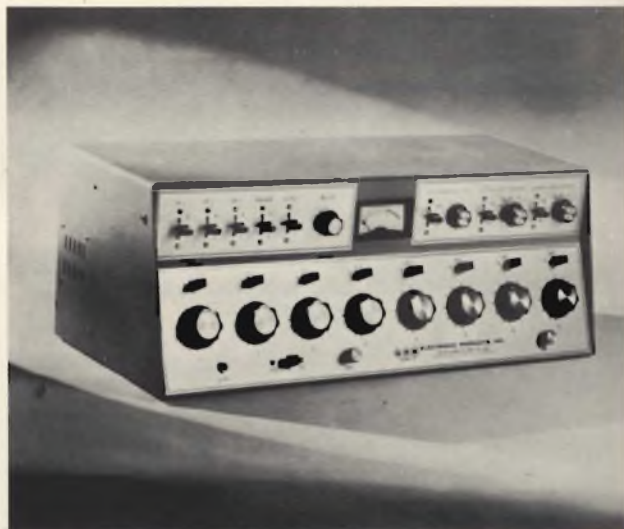


Fig. 1 - Apparecchiatura di mixaggio per studi radiofonici della CCA - New Jersey 08030.



Fig. 2 - Aronoscopio per le emissioni in colore della British Broadcasting Corporation.

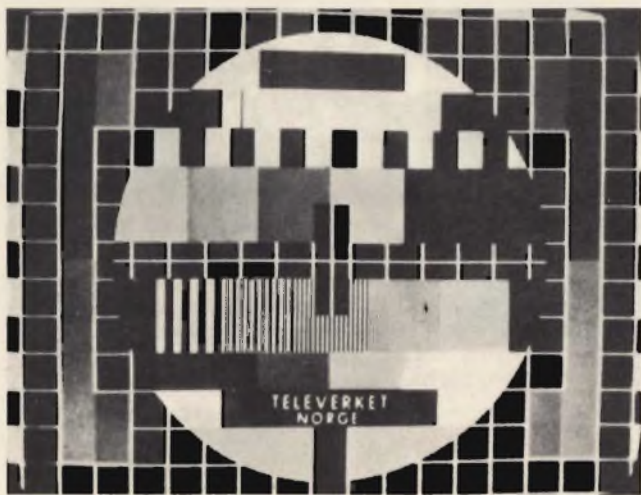


Fig. 3 - Monoscopio irradiato dalle emittenti norvegesi relativo alla televisione a colori.



Fig. 4 - Emissione dell'ora da parte della NRK (Norvegia).



Fig. 5 - La torre con antenne trasmettenti di Oslo trasmessa come immagine intervallo della NRK.

URSS, Limassol (CYP), Julich (D/RF), London (G), Ikorodu (NIG), Bucaresti (ROU), Kigali (RRW), Tananrive (MDG), Boston, Bethany (USA); 9695: URSS Addis Ababa (ETH), Johannesburg (AFS), Manao (B), Delhi (IND), Phnom-Penh (CBG); 9700: Sofia (BUL), Paris (F), Darwin (AUS), Delano, Paris (F), URSS, Cairo (EGY); 9705: URSS, Addis Ababa (ETH), Rio de Janeiro (B), Johannesburg (AFS), Europa Radio (D/POR/USA), Niamey (NGR); 9710: Roma (I), URSS, London (G), Quito (EQA), Buenos Aires (ARG), Thessaloniki (GRC), **Bamako** (MLI), **Forest Side** (MAU); 9715: Manila (PHL), URSS, Boston, New York (USA), Warszawa (POL), Limassol (CYP), London (G), Lopik (HOL), Tanger (MRC), Johannesburg (AFS), Tirana (ALB), Bonaire (ATN), Brazzaville (COG); 9720: URSS, Colombo (CLN), Tirana (ALB), Djeddah (ARS), Schwarzenburg (SUI), Rio de Janeiro (B), Quito (EQA); 9725: Addis Ababa (ETH), Greenville (USA), Europa Radio (D/POR/USA), Tel Aviv (ISR); 9730: URSS, Dixon (USA), Tirana (ALB), Shepparton (AUS), Paris (F), Brazzaville (COG), Berlin (D/RD), Porto Alegre (B); 9735: URSS, **Cairo** (EGY), Julich (D/RF), London (G), Yamata (J), Monrovia (LBR), Kigali (RRW); 9740: URSS, Greenville (USA), Buenos Aires (ARG), Johannesburg (AFS), Bruxelles (BEL), Cairo (EGY), London (G), Tebrau (MLA), Lisboa (POR), Tanger (MRC), Delhi (IND); 9745: URSS, Ankara (TNR), Sorong (INS), Mexico (MEX), S. Paulo (B), Quito (EQA), **Bamako** (MLI); 9750: URSS, Monrovia (LBR), London (G), Limassol (CYP), R. Liberation (D/E/USA), Monrovia (LBR), **Karachi** (PAK), **Madras** (IND); 9755: Wellington (NZL), URSS, Tirana (ALB), Julich (D/RF), Warszawa (POL), Saigon (VTN), Delhi (IND), Cairo (EGY).

RADIOCOMUNICAZIONI VHF

Nel campo dei collegamenti radio, che sono effettuati nella gamma delle VHF, in considerazione del continuo aumento del numero delle stazioni che via via tendono a saturare anche questa gamma, si è sentita la necessità di ridurre la larghezza dei canali di emissione da 50 kHz a 25 kHz. Tale provvedimento molto utile permetterà, ad esempio, di aumentare i canali destinati al servizio marittimo da 28 a 57 (i primi sono numerati dal n. 1 al n. 28, quelli supplementari dal n. 60 al n. 88).

Il passaggio della larghezza di canale da 50 kHz a 25 kHz sarà attuato gradatamente. Al 1° gennaio 1972 dovranno essere modificati i trasmettitori in modo che l'escursione massima sia di ± 5 kHz ed i ricevitori in modo da aumentare il loro guadagno in BF. A partire dal 1° gennaio 1973 dovranno essere iniziate le modifiche sia dei trasmettitori che dei ricevitori per adeguarli alla larghezza di 25 kHz ed a partire dalla stessa data tutti gli apparecchi di nuova costruzione dovranno rispondere alle suddette esigenze.

Dal 1° gennaio 1983 l'uso della larghezza di banda di 25 kHz sarà obbligatorio per tutti i servizi.



informazioni commerciali

il più grosso ordine di calcolatori

L'Amministrazione dei Servizi Generali (General Service Administration - GSA) e il Dipartimento dell'Aeronautica Militare degli Stati Uniti hanno annunciato di aver assegnato alla Honeywell Information Systems un contratto di 51,3 milioni di dollari per la fornitura di sistemi per l'elaborazione elettronica dei dati.

In base a tale contratto il Dipartimento americano della Difesa acquisterà dalla Honeywell 35 sistemi elettronici di grandi e medio-grandi dimensioni destinati ai centri di elaborazione — dislocati negli Stati Uniti e fuori — che appartengono al World-Wide Military Command and Control System (WWMCCS) cioè alla rete mondiale di elaborazione e trasmissione dei dati strategici che fa capo al Pentagono.

Grazie all'impiego di elaboratori dello stesso tipo, anche se di configurazione diversa a seconda delle esigenze dei vari centri, la rete del WWMCCS (che ha oltre una cinquantina di applicazioni diverse) beneficerà di una serie di vantaggi fra cui un più facile scambio e distribuzione dei dati, la possibilità di spostare personale da un centro all'altro senza che occorra riaddestrarlo e l'eliminazione di ogni duplicazione nello studio delle applicazioni e nella preparazione dei programmi, nell'addestramento del personale, nel sistema di assistenza tecnica ecc.

Gli studi per arrivare a questa standardizzazione e per la definizione delle specifiche su cui basare la scelta degli elaboratori ebbero inizio nel 1966 da parte di un gruppo di lavoro in cui erano rappresentati i vari dipartimenti militari e gli Stati Maggiori riuniti.

La gara venne bandita il 1° ottobre 1970. Delle otto offerte ricevute quattro

non vennero prese in considerazione per ritiro dell'offerente o in base a valutazioni preliminari. Dell'esame tecnico delle offerte venne incaricata la Divisione Sistemi Elettronici del Dipartimento della Aeronautica Militare, mentre la GSA ha negoziato e concluso il contratto. La organizzazione degli Stati Maggiori riuniti sarà responsabile della messa in funzione — che avverrà fra il 1972 e il 1973 — della rete di calcolatori. Per quanto riguarda il software l'assistenza verrà fornita dalla Defence Communications Agency.

Gli elaboratori elettronici in questione appartengono alla serie 6.000.

trasmissione dei dati

L'attività fieristica del Centro Commerciale Americano di Milano inizia nel 1972 con una mostra di «Trasmissione Dati» che avrà luogo dal 22 al 26 febbraio.

Questa esposizione presenterà al mercato italiano le ultimissime apparecchiature per la trasmissione di dati «made in USA». Fondamentalmente «data communications» significa trasmissione di informazioni tra macchine e tra uomo e macchina.

Le attrezzature base per la trasmissione dati sono i terminali per computer e le unità periferiche. Il mercato italiano è orientato soprattutto verso calcolatori centrali di grande potenza e versatilità con numerosi terminali. In tutti i settori dell'economia — governo, industria, commercio ed educazione — vi è un fervore di programmazione ed acquisti in tale direzione. Inoltre, sia nel mondo degli affari che nel campo governativo c'è un crescente impiego delle più recenti apparecchiature per la trasmissione dei dati, per integrare sia orizzontalmente che verticalmente in maniera rapida e precisa informazioni

di tutti i tipi su scala nazionale ed internazionale.

Gli espositori che partecipano a questa mostra rappresentano non solo alcuni tra i grandi nomi dell'elettronica, ma anche alcune medie industrie USA del settore che sono in grado di offrire ai compratori italiani ed europei interessanti novità.

Tra questi hanno dato la loro adesione le seguenti ditte:

- Ampex Corp.
- California Computer Products Inc.
- Codex Corp.
- Compunetics Inc.
- Communications Technology Inc.
- Customized Data System Inc.
- Computer Devices Inc.
- Computer Transmission Corp.
- Datamedia Corp.
- Datatek, Inc.
- Di/An Controls, Inc.
- Diebold, Inc.
- Electronic Associates Inc.
- Frederick Electronics Corp.
- Raytheon Data System Co.
- General Data Comm. Industries Inc.
- Ite Corporation
- Litton Industries
- Kennedy Company
- Milgo Electronic Corp.
- The Nashua Corporation
- Sperry Rand Corp.
- Vermont Research Corp.
- Singer-Librascope
- Stromberg Datagraphix Inc.
- Sykes Datatronics Inc.
- Technitron Inc.
- Tele-Dynamics
- Tektronix Inc.
- Wang Laboratories Inc.

Tra l'altro gli espositori presenteranno sistemi per la comunicazione e la distribuzione di dati, sistemi di memorie a nastro ed a disco, terminali numerici e video, terminali in time-sharing, multiplexer, stampatrici portatili, rice-trasmittenti ad infrarossi, plotter per dati, lettori di schede ed altre unità.

Gli interessati potranno rivolgersi per inviti ed ulteriori informazioni, all'Ufficio Relazioni Pubbliche del Centro Commerciale Americano, Via Gattamelata 5 - 20149 Milano - Tel. 46.96.451.

un computer alle olimpiadi di Monaco

Quello che per gli industriali è la banca dei dati, per i reporter delle olimpiadi di Monaco sarà la «super-enciclopedia elettronica», in cui essi potranno verificare i dati sulle olimpiadi e fatti collaterali dal 1896 a oggi. Il più veloce e completo sistema di informazioni che sia mai stato messo a disposizione di una manifestazione sportiva contiene nella sua memoria tanti dati, che se li volesse mettere a disposizione, stampati su carta, ai 4000 giornalisti, sarebbero necessari venti carri merce.

Il cervello elettronico non ha difficoltà a dare qualsiasi risposta; esso è in grado in pochi secondi di informare per mezzo dei monitor delle 72 stazioni per esempio sul vincitore del 1896 nella disciplina «tiro al cerchio in corsa», o sulla personalità dei 9.000 atleti, conosce la traduzione della parola inglese «Breast-stroke» (nuoto a rana), le regole dei campionati di dressage o informa gli spettatori sulle manifestazioni e gli spettacoli che hanno luogo a Monaco e a Kiel.

Ma questo non è tutto. La Siemens AG, il cui volume di commesse per i giochi olimpici del 1972 ha raggiunto i 65 milioni di DM, metterà al servizio della organizzazione olimpica in totale cinque cervelli elettronici. I computer sono collegati per mezzo di 15.000 chilometri di cavi a 400 telex, a 40 telescriventi di dati e cento monitor, che si trovano negli impianti sportivi, nei centri stampa e negli uffici informazione.

La Siemens non ha solo il compito di mettere i dati dell'impianto a disposizione della stampa, ma anche dei giudici di gara e funzionari sportivi. Già dalla primavera del 1970 un gruppo di 30 esperti è occupato con la preparazione dei dati olimpici da immettere nel cervello elettronico, e dall'inizio di quest'anno 110 specialisti traducono questi dati preliminari nella lingua del computer. Lo impianto ha bisogno in totale di sette milioni di segnali (la Bibbia p. es. solo 4,2 milioni), ed è programmato secondo il sistema «Gigo» (Garbage in Garbage out), che è in grado di funzionare solo se tutti i dati sono esatti. Questo vale in particolare per i dati della memoria, e per questo un gruppo di 30 persone ha impiegato un anno per spiegare alle varie associazioni sportive le regole che bisogna rispettare per servirsi del cervello elettronico.

Per esempio nella boxe sono state studiate le regole tedesche, e solo in caso di necessità si ricorre alla lingua inglese. In questa occasione si è constatato che la settantunenne che ha tradotto le regole inglesi in tedesco, si è allontanata di molto dal testo originale. Co-

me porvi rimedio? Ancora non si è presa una decisione.

Il 60 per cento della programmazione è dedicato ai cosiddetti controlli di plausibilità, che devono assicurare una «protesta» da parte del computer nel caso che gli vengano immessi dati errati.

Malgrado la sua superiorità nei confronti del cervello umano, il computer dovrà servire ad aiutare a prendere le decisioni, come nel «sistema d'informazione del management» delle grandi ditte: l'ultima parola sarà del giudice di gara.

Il centro di calcolo dell'Oberwieselfeld di Monaco, che è stato ultimato un mese fa, «memorizza» elettronicamente tutti i dati che gli vengono offerti. 196 telescriventi di uscita sono in grado di scrivere 6.000 tipi diversi di clenchi. I calcolatori comunicano automaticamente i piazzamenti degli atleti, registrano le qualificazioni per turni successivi e i record ottenuti. Ma questo computer non serve solo a immagazzinare i dati giornalieri. Alla fine dei giochi, il 10 settembre, si potranno dare ai giornalisti i dati definitivi. Un grande passo avanti, se si considera che a Tokio sono passati due anni prima che la commissione potesse disporre di dati definitivi, e dei risultati finali. Già adesso a Monaco hanno luogo «prove di collaudo», e a partire dalla fine del 1971 verranno simulate gare per mettere alla prova la funzionalità del sistema d'informazione. Si è pensato a tutte le eventualità, anche alle più improbabili. Se i due computer principali e il terzo impianto di riserva non dovessero funzionare, c'è sempre la rete delle telescriventi, che è in grado di fornire le informazioni con un sistema manuale. In nessun caso dunque l'impianto sarebbe inferiore a quello impiegato nel 1968 a Città del Messico. Ma non tutti gli appassionati di sport potranno essere presenti a Monaco.

La centrale televisiva mondiale permetterà a un miliardo di spettatori in tutti i continenti di assistere alle gare dei 9.000 atleti in 21 sport diversi con 196 discipline in 31 impianti sportivi tra Monaco e Kiel con trasmissioni a colori. 1000 telecamere invieranno le immagini e 450 reporter invieranno in 45 lingue i commenti alla centrale, che li dirigerà in dodici canali televisivi e 60 linee per il tono in tutto il globo. Un formidabile impianto di migliaia di relè, permette di immettersi in frazioni di secondo in tutti gli stadi in cui si svolgono le gare, interrompe il contatto quando non è più necessario e si collega con altri impianti sportivi.

Ma non tutte le gare potranno essere trasmesse «live». Per avere una documentazione completa, la «fabbrica di conserve olimpiche» immagazzina tutti gli avvenimenti, ma non più come prima su pellicola, ma più semplicemente e velocemente su nastri magnetici. Circa 60 di questi impianti, il cui valore singolo è di 600.000 marchi, saranno in opera nella centrale di Monaco. Nel cosiddetto complesso «off-tube», in cui i telecronisti hanno i loro posti di lavoro, sono state approntate 60 cabine, in cui pos-

sono prendere posto due reporter e commentare le gare osservandole sul monitor.

Tutti i professionisti interessati potranno vedere sui monitor solo premendo uno dei quindici pulsanti che mettono in comunicazione con la rete televisiva interna, lo stadio principale, lo stadio del nuoto, quello del ghiaccio o lo ippodromo del concorso ippico.

Questo è un impianto che viene realizzato per la prima volta per le olimpiadi. Il telespettatore a Wladivostock o Buenos Aires non si accorgerà affatto che il sole tramonerà. Un impianto di illuminazione artificiale non farà notare il cambiamento dalla luce naturale a quella artificiale. La luminosità di ciascuna delle 550 nuove lampade ai vapori di metallo «Power Star», che sono state messe a punto dalla Osram, è pari a quella di diciotto lampade da 1000 W ciascuna. L'impianto d'illuminazione artificiale verrà manovrato da una cabina situata nello stadio principale. Nel solo stadio olimpico ci sono 15.000 prese elettriche, e il fabbisogno di energia corrisponde a quello di una città di 80.000 abitanti.

Nel villaggio olimpico cinque piani di un edificio saranno dedicati al centro medico, che è dotato degli strumenti più moderni. Esso non sarà un ospedale, ma una stazione per diagnosi e pronto soccorso. Apparecchi a raggi X permetteranno di diagnosticare nel caso di incidenti che l'atleta si sia ferito seriamente o se si tratta solo di uno strappo muscolare. Per i casi di emergenza è pronto un «Clinocar», il cui nucleo è formato da un «pace-maker» elettrico.

Questo centro con 230 medici e 1.400 infermiere non è il solo impianto a disposizione delle olimpiadi. 10 stazioni diagnostiche faranno la spola da un impianto all'altro per poter intervenire in caso di malore di qualche spettatore o giornalista dovuto alla sconfitta di un favorito.

le calcolatrici italiane

La IME (del Gruppo Montecatini Edison) è una società giovane, nata otto anni fa con un programma rivoluzionario; infatti è stata la prima azienda a lanciare nel mondo la «desk calculator», una calcolatrice elettronica da tavolo interamente transistorizzata.

La IME che si sviluppa su un'area di 10.000 m² nell'agro romano in località Pomezia; conta oggi 400 dipendenti ed ha una produzione di 18.000 apparati lo anno con una previsione di 30.000 per il 1972.

Le apparecchiature fino ad ora costruite sono:

— «IME 120», calcolatrice elettronica da tavolo a circuiti integrati a 12 cifre di capacità ed a tre registri operativi.

- «IME 121», calcolatrice elettronica da tavolo a circuiti integrati a 12 cifre di capacità ed a tre registri operativi più un registro totalizzatore e l'accumulazione automatica di prodotti e quozienti.
- «IME 122», a dodici cifre di capacità, tre registri operativi e due registri totalizzatori ausiliari.
- «IME 122 S», a dodici cifre di capacità, tre registri operativi e due registri totalizzatori ausiliari più l'estrazione automatica della radice quadrata.
- «IME 86 S», a sedici cifre di capacità, tre registri operativi, quattro registri totalizzatori ausiliari, con possibilità di ingresso e di uscita di segnali per il comando a distanza ed il calcolo a programma.
- «IME DG 308» («Digicorder»), programmatore a memoria magnetica con 512 passi di programma, otto zone di programmazione di 64 passi ciascuna.
- «IME MS 30/60» (Multistorage), unità ausiliaria di memoria a 30 memorie indipendenti di accumulo per l'elaborazione automatica di grandi quantità di dati senza l'intervento dell'operatore.
- «IME DG 308 RM» (Digicorder), in versione da rack.
- «IME 86 RM», per l'accettazione di dati da apparecchiature esterne (voltmetri digitali, convertitori analogico-digitali, lettori di schede o di nastro e dai vari ausiliari IME).
- «IME KB 6», tastiera di telecomando per il collegamento alla IME 86 S per il duplice, contemporaneo utilizzo dell'unità di calcolo IME 86 S da posti di lavoro diversi (distanza max. 30 metri).
- «IME 514 Scrivente», a dodici cifre di capacità, tre registri operativi, due registri totalizzatori ausiliari, con velocità di stampa di 50 caratteri al secondo;
- «IME OP 207 output», per il collegamento dell'IME 86 S ad unità scriventi o di perforazione, con decodificazione dei segnali in arrivo e riscritturazione degli stessi per la ricezione su qualsiasi macchina da scrivere elettrica, perforatore di nastro o di scheda, eccetera.

Investimenti IME in Giappone consentono in pari tempo di affiancare alla produzione di Pomezia quella giapponese della:

- «IME 40», calcolatrice elettronica da tavolo a circuiti integrati con dodici cifre di capacità, e della:
- «IME 41», che presenta le stesse caratteristiche della sorella di linea con in più un registro totalizzatore ausiliario.

La rete commerciale IME è a formula di vendita mista, articolata cioè sul sistema diretto ed indiretto. La vendita diretta avviene attraverso i canali degli Uffici Vendite di Roma, Milano, Spinea e Napoli; le vendite indirette attraverso le settanta agenzie IME, dislocate nei principali capoluoghi di provincia.



VIDEO RISATE



"...Sì... Oè, ragazzi, l'Inter ha segnato ancora!!..."



"Questo è il nuovo modello che esportiamo in Egitto..."



Senza parole...



soprattutto
HELLESENS



By Appointment to the Royal Danish Court



LA PROPAGAZIONE DELLE ONDE ELETTROMAGNETICHE

La ionosfera è costituita da gas estremamente rarefatti i quali sono ionizzati ad opera delle radiazioni ultraviolette, dall'azione della luce solare e dai forti campi elettromagnetici terrestri, oltre che da altri fenomeni. I raggi ultravioletti, a seconda della loro frequenza, provocano degli effetti differenti sui gas che compongono l'alta atmosfera e, di conseguenza, la ionizzazione subisce una stratificazione vera e propria. In relazione a questo fenomeno le onde em possono essere assorbite, oppure riflesse, quando incontrano i suddetti strati.

Senza dilungarci nella storia degli studi che hanno consentito di conoscere sempre più profondamente la costituzione dell'atmosfera, specialmente con il lancio dei satelliti artificiali, accenniamo brevemente al comportamento dei vari strati ed alla loro denominazione.

STRATO «D»

La prima zona in cui si riscontra una sensibile ionizzazione, è compresa fra i 40 ed i 90 km ed è nota con il nome di STRATO D. La sua presenza si limita alle ore diurne e provoca un certo indebolimen-

to, per assorbimento, delle frequenze più elevate che lo attraversano. Le onde medie (radiodiffusione) il cui raggio riflesso durante il giorno viene assorbito, talvolta possono subire in questo strato delle riflessioni che ne consentono la ricezione a distanze superiori alla portata normale.

STRATO «E»

Lo strato «E» si trova ad una altezza compresa fra i 100 e i 110 km, e il suo grado di ionizzazione è sensibilmente maggiore rispetto a quello dello strato precedente. Il suo massimo di concentrazione si ha verso il mezzogiorno mentre di giorno si attenua fortemente. Esso ha notevole importanza per la propagazione delle onde corte, durante il giorno, per distanze inferiori ai 2000 km.

Nello strato «E» possono formarsi, in talune condizioni, delle vere nuvole di ionizzazione dette «E sporadiche». Questa anomalia, che può riscontrarsi sia di giorno che di notte, è la causa di due fenomeni distinti: il primo impedisce alle onde em che lo attraversano di raggiungere gli strati più elevati bloccando per un certo periodo di tem-

po, le comunicazioni a grande distanza, mentre il secondo, che si verifica prevalentemente nelle stagioni primaverile ed estiva, provoca la propagazione a grande distanza delle onde che normalmente hanno portata ottica (stazioni FM, televisive e le stesse emissioni dei CB).

STRATO «F»

Lo strato «F», che giace ad una altezza compresa tra i 150 ed i 420 km, si suddivide in due strati distinti: lo strato «F₁», fra i 150 e i 300 km di altezza si forma soltanto nelle ore diurne e raramente riflette le frequenze elevate, mentre di solito provoca una attenuazione delle onde em che attraversano lo strato E con un'angolazione molto obliqua. Lo strato F₂ staziona invece fra i 250 ed i 420 km ed in esso sono riflesse le onde corte e cortissime usate per la propagazione a grandissima distanza (fig. 1).

INFLUENZA DEL SOLE NELLA PROPAGAZIONE DELLE ONDE EM

Le onde em, ed in modo particolare le onde corte, oltre che alle variazioni diurne e stagionali sono

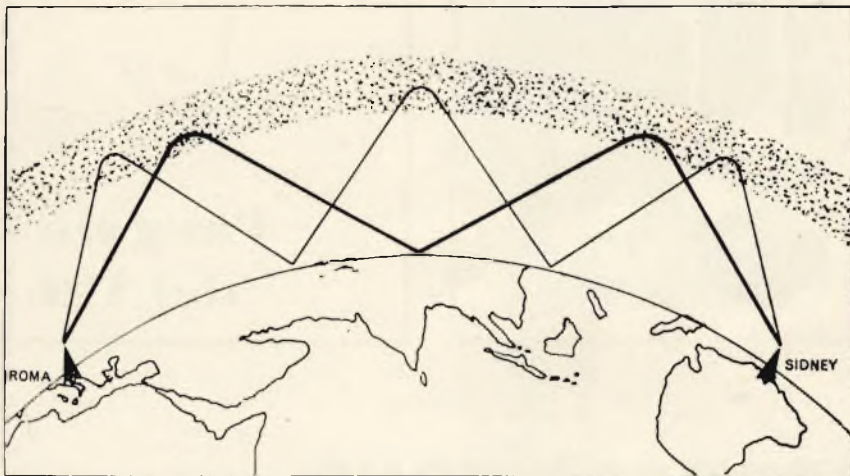


Fig. 1 - Ricezione delle onde elettromagnetiche a grande distanza mediante due e tre riflessioni negli strati ionizzati della ionosfera (strato F_2).

sensibili al ciclo undecennale delle macchie solari il quale nel periodo di massima attività, provoca una più intensa ionizzazione degli strati superiori della ionosfera ed in modo particolare dello strato F. Da notare che in questi ultimi anni, controllando accuratamente i dati in possesso sull'attività del sole, a

partire dall'anno 1700, si è rilevato che al periodo undecennale si sovrappone un ciclo la cui periodicità media è dell'ordine di trentacinque anni. Pertanto, mentre nel 1959 si è verificato un massimo dei massimi, attorno al 1975 si dovrebbe avere un minimo dei minimi, e verso il 1965 un nuovo massimo dei massimi.

Le macchie solari sono indici dell'intensità ionica alla quale è strettamente legata la frequenza critica. Con questa definizione si indica la frequenza più elevata che viene riflessa totalmente dallo strato ionizzato quando l'angolo di incidenza è uguale a zero (incidenza verticale). Se questo angolo aumenta, cresce pure il valore della frequenza critica ad incidenza obliqua.

In considerazione del fatto che le macchie solari sono prevedibili con un certo anticipo e che la corrispondenza fra frequenza critica e le macchie stesse non è istantanea, si ha la possibilità di prevedere la frequenza critica media, e naturalmente anche la frequenza ottima, con un anticipo di oltre tre mesi.

E' possibile dimostrare che gli strati ionizzati riflettono le onde em la cui frequenza è inferiore ad un dato valore critico, che è legato alla frequenza critica dalla relazione:

$$MUF = f_c \sec \Phi$$

nella quale f_c corrisponde al valore della frequenza critica, Φ all'angolo di incidenza. MUF significa mas-

sima frequenza usabile dall'inglese Maximum Usable Frequency.

La frequenza ottima di lavoro, nota anche con la sigla OWF dall'inglese Optimum Working Frequency in genere corrisponde all'85% del valore della MUF.

Il valore minimo di frequenza utilizzabile rispetto alla MUF, difficilmente può scendere al disotto del 50%, (figura 2).

La conoscenza di questi fenomeni apparentemente può sembrare superflua ad un CB occasionale, ma non lo è certamente per coloro che desiderano rendersi conto dello strano comportamento delle onde em che in certe occasioni, anche in banda 27 MHz, consentono di effettuare dei collegamenti intercontinentali con rice-trasmittitori di bassissima potenza ed altre volte bloccano QSO, fra località vicine, che per mesi si sono invece svolti regolarmente.

VARI MODI DI PROPAGAZIONE DELLE ONDE EM

Poiché la superficie terrestre non è un conduttore perfetto, parte dell'energia delle radiazioni elettriche emesse da un'antenna trasmittente, penetrando in essa, sono rapidamente assorbite e ciò evidentemente si traduce nella perdita di una parte dell'energia irradiata. Si ha pertanto una inclinazione, rispetto al suolo, delle linee di forza elettriche nel senso dello spostamento delle onde stesse. Se invece la propagazione delle onde em avvenisse su una superficie perfettamente conduttrice, le linee di forza elettriche sarebbero perpendicolari alla superficie stessa e non si avrebbe alcuna perdita di energia.

A queste condizioni ideali, ci si avvicina sensibilmente quando le onde em si spostano sopra la superficie marina, dato che il mare ha una conduttività che è circa 5.000 volte superiore a quella dei terreni secchi (figura 3).

ONDA DI SUPERFICIE

La propagazione per onda di superficie è caratteristica delle onde

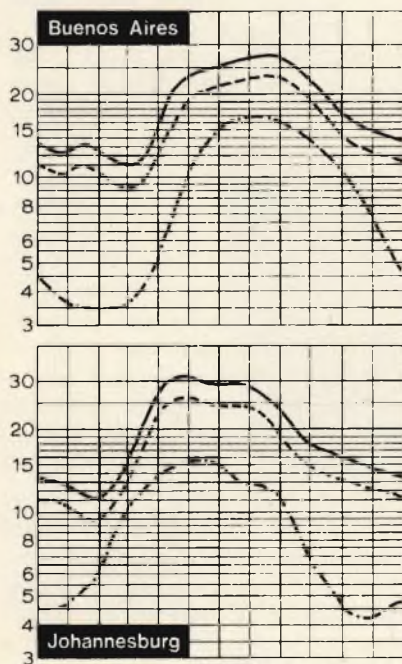


Fig. 2 - Esempio di curve di predizione della propagazione delle onde em con tre mesi di anticipo, relative al mese di Gennaio, Milano-Buenos Aires e Milano-Johannesburg. La curva piena si riferisce alla MUF cioè la massima frequenza usabile, la linea tratteggiata alla FOT ossia alla frequenza ottima di traffico e la terza linea alla LUF frequenza più bassa usabile.

lunghissime, lunghe ed in parte delle onde medie. L'onda di superficie in genere è polarizzata verticalmente per il fatto che la componente orizzontale è cortocircuitata dalla superficie terrestre, ed è soggetta a subire l'influenza del suolo che attraversa. Per valori di frequenza superiori ai 2 MHz l'onda di superficie si attenua rapidamente (figura 4).

ONDE AVENTI PORTATA PREVALENTEMENTE OTTICA

Le onde em note comunemente con il nome di onde ottiche, si suddividono in onde dirette ed onde di superficie riflesse. In questa categoria debbono essere catalogate oltre le VHF e le UHF, anche le onde medie-corte attorno alla frequenza di 3 MHz, ed anche superiori, quando siano usate per collegamenti fra aeromobili.

L'onda diretta è quella che assicura le comunicazioni fra posti situati a distanza ottica, compresi gli aeromobili. Essa risente in modo trascurabile dell'azione del suolo, ma subisce fenomeni di rifrazioni nell'atmosfera che, in particolari condizioni consentono la ricezione a distanze notevolmente superiori all'orizzonte ottico.

L'onda di superficie terrestre è presente nella gamma delle frequenze medie, specialmente quando il collegamento avviene tramite delle antenne di notevole altezza, oppure venga effettuato su frequenze superiori ai 30 MHz, per comunicazioni a portata ottica e con antenne che normalmente sono alte più volte il valore della lunghezza d'onda.

In questo caso l'onda di superficie, oltre alle già accennate perdite di energia, subisce un'alterazione della fase di modo che in ricezione, componendosi con l'onda diretta, provoca una diminuzione e talvolta una distorsione del campo elettromagnetico risultante.

PROPAGAZIONE TROPOSFERICA

Le onde em possono subire delle modifiche alla loro propagazione normale nella zona della troposfera. Ciò in genere si verifica in concomitanza

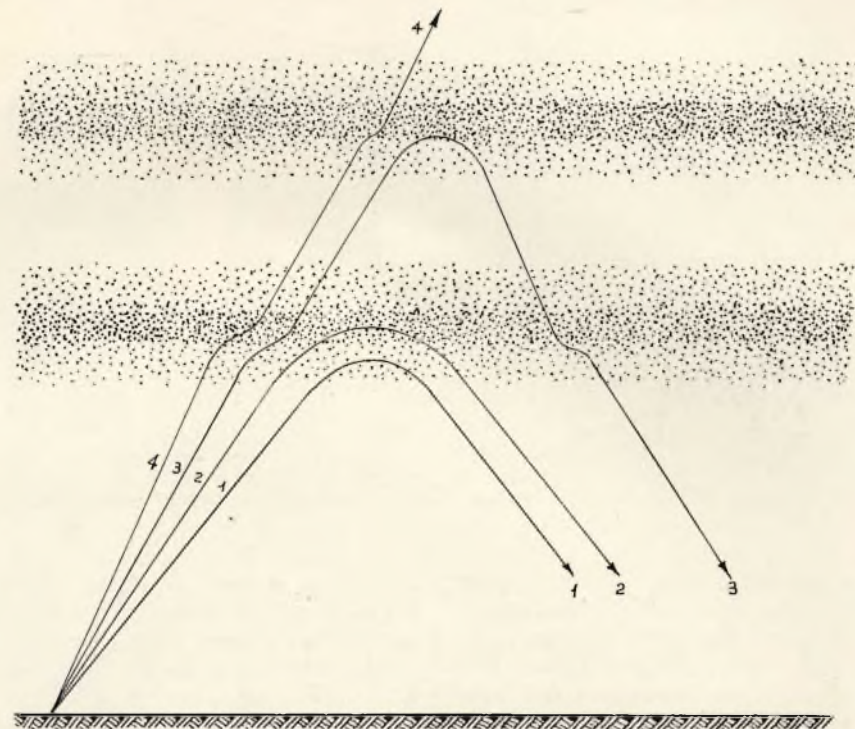


Fig. 3 - Esempio di riflessione delle onde em in due strati differenti in funzione dell'angolo di incidenza e della frequenza. L'onda 1 viene riflessa appena è a contatto con lo strato ionizzato. L'onda 2 avente un angolo di incidenza più elevato penetra più profondamente nello strato. L'onda 3 raggiunge la massima densità dello strato senza essere riflessa e subendo una rifrazione e viene invece riflessa dal secondo strato. L'onda n. 4 invece non fa più ritorno sulla Terra.

tanza di fenomeni irregolari che si manifestano in tale regione.

A questi fenomeni, sono particolarmente soggette le onde cortissime, comprese quelle delle gamme CB, ma in particolare le onde che normalmente hanno portata ottica. A questo proposito occorre tenere presente che in relazione al fatto che l'indice di rifrazione dell'aria (che varia in funzione della pressione, della temperatura e dell'umidità) decresce normalmente con la altezza, le onde del tipo VHF, ed

in maniera meno accentuata quelle UHF, subiscono un leggero incurvamento che consente loro di raggiungere una portata che in condizioni normali è superiore del 15% circa della portata ottica vera e propria. Il limite di portata in questo caso viene detto orizzonte apparente. (figura 5).

Se per la presenza di masse di aria calda nell'atmosfera si verifica una inversione della temperatura nella zona troposferica si formano delle superfici di separazione che

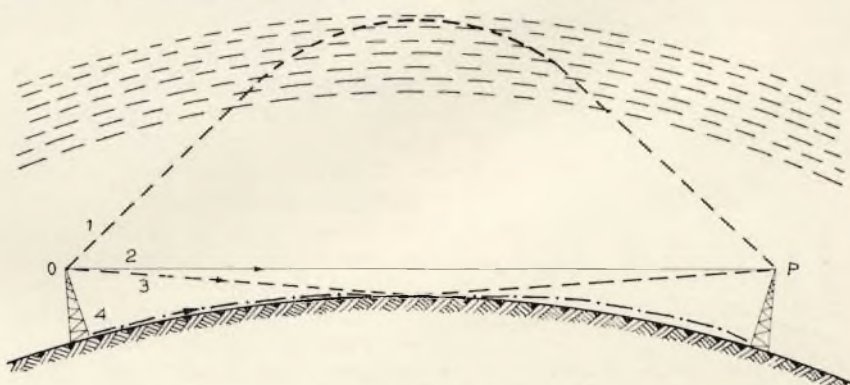


Fig. 4 - Caratteristiche di propagazione delle onde em: 1 - onda riflessa nella ionosfera. 2 - onda diretta o onda ottica. 3 - onda di superficie riflessa. 4 - onda di superficie.

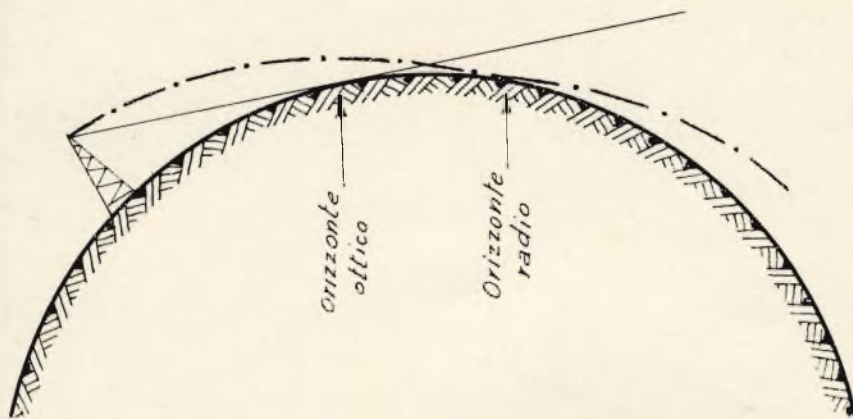


Fig. 5 - Le onde elettromagnetiche a portata ottica subiscono anche in condizioni normali una curvatura che ne consente la ricezione al di là dell'orizzonte ottico. Il limite di tale ricezione è detto orizzontale apparente o orizzontale radio.

hanno densità differenti nelle quali le componenti delle onde ottiche, che generalmente si perdono nello spazio, sono riflesse nuovamente alla terra a distanze molto superiori a quelle dell'orizzonte apparente, che possono superare qualche migliaio di chilometri. Per inversione di temperatura si intende che il coefficiente di temperatura, che normalmente decresce di 6,5 °C per ogni chilometro, aumenti invece di decrescere.

Questo tipo di propagazione a distanza è noto con il termine inglese DUCT e viene anche detto a guida d'onda poiché le onde em sono condotte a distanza in un modo del tutto simile a quello che si verifica per le guide d'onda.

PROPAGAZIONE PER DISPERSIONE

Nella propagazione per dispersione, nota più comunemente con la

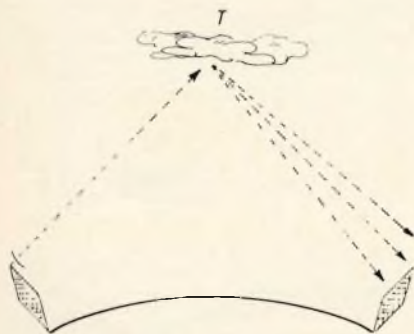


Fig. 6 - Propagazione a distanze inferiori ai 2000 km per dispersione secondo il metodo Forward scatter propagation. T = zona di turbolenza dovuta alle meteoriti.

definizione inglese di scatter propagation, si sfrutta la presenza permanente di alcune zone di turbolenza della ionizzazione in prossimità delle quali, e per punti molto vicini fra loro, si hanno degli indici di rifrazione di valore diverso.

In queste condizioni, come mostra la figura 6 un'onda em, nel campo di frequenze comprese fra 25 e 15.000 MHz, che sia diretta, mediante apposite antenne direttive, verso queste zone sarà riflessa nuovamente verso terra, anche se con un certo sparpagliamento, a distanze notevoli.

Queste zone trovano la loro origine nello strato «E», ad un'altezza compresa fra i 70 e 80 km di giorno e fra gli 80 e 95 km di notte, e nelle meteoriti, nella radiazione corpuscolare ed in quelle solari.

Gli ultimi studi condotti con satelliti artificiali tendono a dimostrare che la causa principale del fenomeno è da attribuire alle meteoriti. A questo proposito bisogna considerare che la Terra nel tempo di 24 ore incontra un numero di meteoriti, considerando soltanto quelli aventi la massa maggiore a 10^{-4} , superiore a 10^{16} .

L'importanza di questo genere di propagazione sta nel fatto che essa è assolutamente indipendente dal mutamento di stagioni e dall'ora solare.

Usando dei trasmettitori aventi la potenza di alcune decine di chilowatt ed antenne molto direttive, l'intensità di campo in ricezione, fino a delle distanze dell'ordine dei 2000 km, è sufficiente a

coprire il livello del rumore cosmico.

Da alcuni anni sono in servizio trasmettitori aventi potenza compresa fra i 20 ed i 60 kW in Inghilterra, per effettuare collegamenti con il Medio Oriente, negli Stati Uniti e nell'URSS. In Italia impianti del genere sono stati realizzati per comunicare con le isole Baleari, e con l'Olanda, impiegando frequenze attorno ai 51, 39, e 32 MHz.

Il termine Forward Scatter Propagation (propagazione per diffusione in avanti) si riferisce al sistema descritto e la parola forward è stata aggiunta per distinguerlo dal Back Scatter Propagation, che è considerata una eco e che è usato principalmente per studiare le zone di turbolenza.

Il passaggio nell'ionosfera e nella troposfera di meteoriti di una certa consistenza può dar luogo a dei fenomeni di ionizzazione che possono favorire la propagazione a distanza delle onde corte e delle VHF. Tenuto conto che la caduta di queste meteoriti è piuttosto frequente si cerca di sfruttare il fenomeno nel corso delle perturbazioni ionosferiche, cioè quando viene a mancare la regolare riflessione delle onde em nella ionosfera.

DISTURBI ATMOSFERICI E DISTURBI COSMICI

Come è noto la manifestazione temporalesca è accompagnata da scariche elettriche che si possono verificare fra le nuvole e la terra oppure fra le nuvole stesse le quali possono provocare notevole disturbo alla radio ricezione.

I disturbi atmosferici in definitiva non sono altro che delle oscillazioni elettriche, molto smorzate e ricchissime di armoniche, che possono attraversare i circuiti accordati ad alta e media frequenza dei ricevitori ed essere rivelati contemporaneamente ai segnali utili. Siccome l'intensità delle frequenze armoniche diminuisce via via che si va verso le frequenze più elevate, mentre le onde lunghissime, le onde lunghe, le onde medie e le onde medie-corte sono molto disturbate dalle scariche atmosferiche il fenomeno si attenua via via



BREAK

ATTENZIONE CB!!!
7351 CORDIALISSIMI
PER UN **QTC** ECCEZIO-
NALE - LA **QTH** TRABACCO
DI CINISELLO HA MILIONI
DI IDEE SOLO PER VOI:
CARTE DI SCONTO RISER-
VATE AI **CB**, BARACCHINI,
BARACCONI, ACCESSORI,
COMPONENTI. TUTTO AD
UN PREZZO SPECIALE
PER INIZIATI!
FINE **QTC**. MA CI VEDRE-
MO CERTAMENTE IN
VERTICALE **7351**
ALLA RUOTA **CB** -

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE**

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

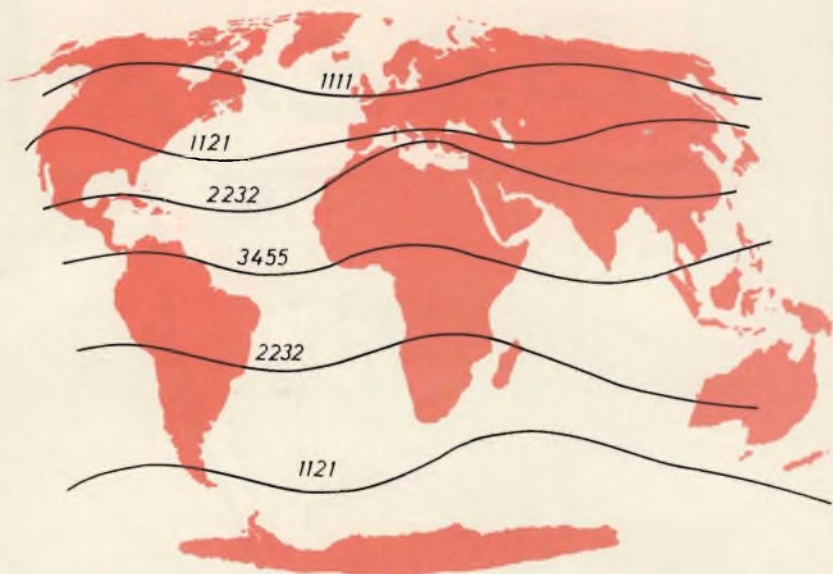


Fig. 7 - Distribuzione dei disturbi atmosferici sulla terra in funzione delle stagioni. Le cifre si riferiscono al codice riportato nel testo con il seguente ordine: inverno, primavera, estate, autunno.

che la frequenza aumenta, per risultare praticamente nullo per le frequenze superiori ai 30 MHz.

I disturbi dovuti alle scariche atmosferiche si dividono in tre categorie:

- 1°) atmosferici isolati — che presentano carattere instabile, sia riguardo alla stagione che alle località e alle ore. Sono piuttosto frequenti d'estate ma possibili anche all'inverno.
- 2°) Atmosferici fluttuanti — che provocano un crepitio quasi continuo e che si notano prevalentemente durante l'estate, e di giorno, nelle zone temperate. Essi sono quasi sempre presenti nelle zone equatoriali.
- 3°) Atmosferici intensi e continui — si presentano sotto forma di scariche violente seguite, negli intervalli, da atmosferici del tipo fluttuante. Si notano nelle zone temperate durante temporali violenti, mentre sono molto frequenti nelle zone equatoriali.

La portata delle scariche atmosferiche, partendo dal loro punto di origine, dipende dall'intensità del temporale e da quella delle scariche stesse. Per manifestazioni temporalesche leggere o per scariche fra nubi e nubi isolate la distanza in cui esse sono udibili

può essere di pochi chilometri. Durante manifestazioni più violente può superare anche i 200 km. Questo è il motivo per cui le scariche sono udibili anche in zone di bel tempo.

La figura 7 si riferisce alla distribuzione degli atmosferici nelle varie stagioni. Le linee orizzontali indicano i punti di equidisturbo.

Riportiamo il codice relativo ai disturbi atmosferici e che può essere usato vantaggiosamente anche dai CB.

- | | |
|---|-------------------------------------|
| 1 = intensità molto debole
— presenza rara | 4 = forti
— molto frequenti |
| 2 = piuttosto deboli
— presenza saltuaria | 5 = fortissimi
— frequentissimi. |
| 3 = discreti
— relativamente frequenti | |

Trasmettendo, ad esempio, il gruppo 11 s'intende che i disturbi sono molto deboli e rari, il gruppo 35 significherà invece che vi sono dei disturbi atmosferici discreti frequentissimi.

I disturbi cosmici trovano invece la loro origine in sistemi extra-terrestri ma considerato che essi non hanno grande importanza per i CB ci riserviamo di parlarne in altra occasione.

AMPLIFICATORI B.F.

OSCILLATORE V.F.O.

AMPLIFICATORE DI MEDIA FREQUENZA

**circuiti
per
hobbisti**

AMPLIFICATORE BF A 3 TRANSISTORI

Lo schema di fig. 1 illustra un amplificatore di bassa frequenza a tre stadi accoppiato in corrente continua. La potenza di uscita, a seconda della tensione di esercizio, varia da 0,5 a 2 W. Può essere utilizzato un altoparlante con impedenza della bobina di 5 Ω .

Grazie all'accoppiamento in corrente continua e all'assenza di filtri di accoppiamento, l'amplificatore ha un indice di distorsione estremamente basso.

Le figure 2 e 3 illustrano la disposizione dei componenti e il circuito stampato.

Il trimmer R consente di regolare la tensione di base di tutti i transistori. La taratura non è particolarmente critica, ma va eseguita accuratamente, poiché con errata posizione del trimmer si può danneggiare il transistor dello stadio finale.

Lista dei componenti:

R1 = 47 k Ω
P1 = 100 k Ω
T1 = AC 153
T2 = AC 153
T3 = AD 130 (AD 150)

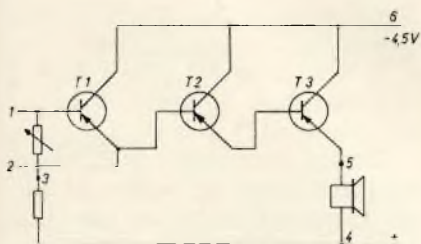


Fig. 1 - Amplificatore di BF a tre transistori accoppiati in corrente continua.

AMPLIFICATORE BF A 4 TRANSISTORI

Le principali caratteristiche dell'amplificatore a transistori il cui schema è illustrato in fig. 4 sono le seguenti: negativo a massa, potenza all'altoparlante di circa 1.5 W.

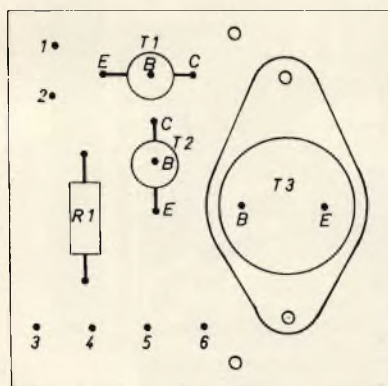


Fig. 2 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

risponso di frequenza: 40-15.000 Hz, costruzione su circuito stampato con ridotte dimensioni.

Il circuito

Attraverso il condensatore C1, il segnale di bassa frequenza giunge

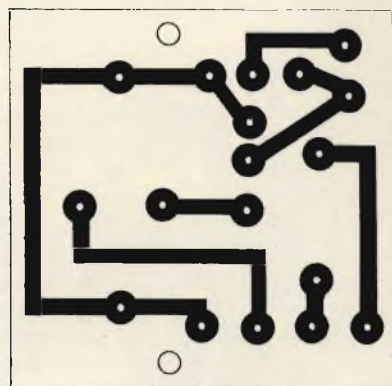


Fig. 3 - Circuito stampato relativo all'amplificatore BF di figura 1.

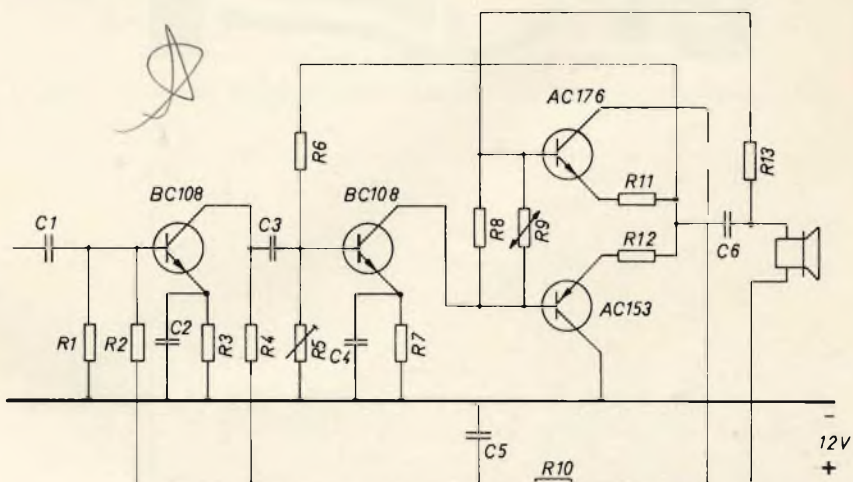


Fig. 4 - Amplificatore di bassa frequenza a quattro transistori con potenza di uscita dell'ordine di 1.5 W.

alla base del transistor BC 108. Il punto di lavoro di questo transistor viene stabilizzato tramite i resistori R1, R2 ed R3. Il condensatore C2 collega verso massa l'emettitore per la tensione di bassa frequenza. Sul collettore di questo transistor è inserito il condensatore C3, che trasferisce i segnali di bassa frequenza alla base del 2° transistor BC 108. Al partitore di tensione di questo transistor deve essere prestata un po' d'attenzione; esso infatti non stabilisce solo il punto di lavoro del BC 108 ma provvede indirettamente a polarizzare esattamente la base del transistor AC 153. Per tale motivo viene inserito un trimmer al posto del resistore R5. I due transistor al germanio dello stadio finale sono del tipo complementare in controfase; PNP il transistor AC 153 e NPN l'AC 176.

Le basi dei due transistor sono collegate con il resistore R8 ed il termistore R9. Il termistore provvede a stabilizzare la temperatura nel campo di $-20 \div +56^\circ\text{C}$. Se non è richiesta una così elevata stabilità di temperatura dell'amplifica-

tore, si può sostituire il termistore con un resistore fisso dello stesso valore.

Il campo di temperatura in tal caso è compreso tra circa -10°C e $+45^\circ\text{C}$.

L'altoparlante è collegato agli emettitori della coppia complementare attraverso C6. Il resistore R13 provvede a far lavorare nel punto esatto della caratteristica lo stadio finale e nello stesso tempo costituisce un circuito di controreazione. Il resistore di collegamento adatto per questo circuito deve avere un valore tra 5 e 10 Ω cosicché in uscita possono essere collegati normali altoparlanti.

Nella misura del responso di frequenza si è rilevato che l'ampiezza di banda (-3 dB) va tra 40 Hz e 22 kHz, e con ciò vengono soddisfatte anche le esigenze estreme degli appassionati dell'alta fedeltà.

Lista dei componenti:

- R1 = resistore a strato da 4,7 k Ω
- R2 = resistore a strato da 33 k Ω
- R3 = resistore a strato da 1 k Ω
- R4 = resistore a strato da 3,9 k Ω
- R5 = potenziometro da 10 k Ω
- R6 = resistore a strato da 18 k Ω

- R7 = resistore a strato da 47 Ω
- R8 = resistore a strato da 57 Ω
- R9 = termistore da 50 Ω
- R10 = resistore a strato da 120 Ω
- R11 = resistore a filo da 3 Ω
- R12 = resistore a filo da 3 Ω
- R13 = resistore a strato da 620 Ω
- C1 = condensatore elettrolitico da 5 μF
- C2 = condensatore elettrolitico da 25 μF
- C3 = condensatore elettrolitico da 5 μF
- C4 = condensatore elettrolitico da 50 μF
- C5 = condensatore elettrolitico da 100 μF
- C6 = condensatore elettrolitico da 500 μF

Transistori T1 e T2: BC 108
Transistori T3 e T4: coppia complementare AC153K e AC176K

Le figure 5 e 6 si riferiscono al circuito stampato e alla disposizione dei componenti sullo stesso

AMPLIFICATORE BF A 5 TRANSISTORI

Questo amplificatore di bassa frequenza è simile al precedente tuttavia dispone di una stabilizzazione di tensione ausiliaria per apparecchi addizionali.

Il circuito elettrico è visibile in figura 7 mentre le figure 8 e 9 si riferiscono al circuito stampato e alla relativa disposizione dei componenti.

Il circuito

Attraverso il condensatore C1, il segnale di bassa frequenza giunge al transistor T1 (BC 108). Il punto di lavoro di questo transistor viene stabilizzato tramite un partitore di tensione di base. Dal collettore, il segnale amplificato viene riportato ad uno stadio successivo con un transistor BC 108. Nel partitore di tensione di questo stadio si trova il resistore di regolazione R5. Tramite questo resistore viene stabilita la stessa tensione alle basi dei due transistor dello stadio finale.

Il termistore R9 provvede alla stabilizzazione di temperatura nel campo da -20 a $+56^\circ\text{C}$.

Questo termistore può essere senz'altro sostituito con un resistore fisso da 47 Ω . Con ciò si ottiene una stabilizzazione di temperatura nel campo da -20 a $+45^\circ\text{C}$. Lo stadio finale è costituito da una

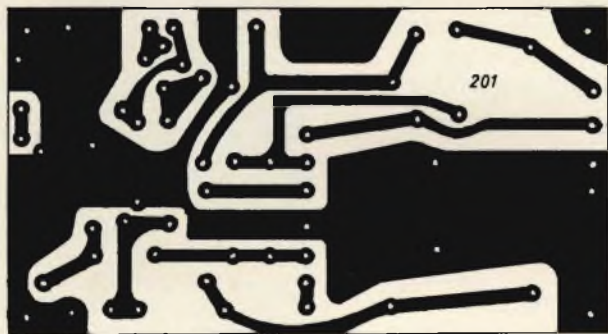


Fig. 5 - Circuito stampato relativo all'amplificatore da 1,5 W di cui alla figura 4.

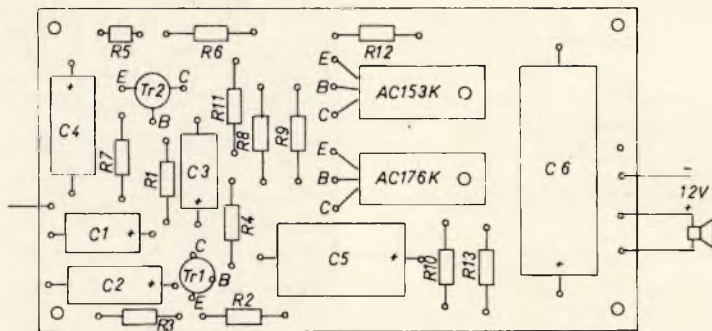


Fig. 6 - Disposizione dei componenti, relativi all'amplificatore di figura 4, sul circuito stampato.

coppia complementare in controfase di transistori al germanio AC 153K e AC 176K. Il transistor BC 140 provvede alla stabilizzazione di tensione sia per lo stadio pilota come per altre unità di alta frequenza collegabili successivamente. La tensione stabilizzata ammonta a 9 V. La resistenza di allacciamento dell'altoparlante è compresa tra 5 e 10 Ω . L'impedenza di ingresso è $\sim 5 \text{ k}\Omega$.

Lista dei componenti:

R1	=	33 k Ω
R2	=	4,7 k Ω
R3	=	1 k Ω
R4	=	3,9 k Ω
R5	=	10 k Ω (potenziometro)
R6	=	18 k Ω
R7	=	47 Ω
R9	=	Termistore (vedi progetto precedente)
R10	=	47 Ω
R11	=	3 Ω
R12	=	3 Ω
R13	=	620 Ω
R14	=	330 Ω
R15	=	15 Ω
C1	=	5 μF
C2	=	25 μF
C3	=	5 μF
C4	=	50 μF
C5	=	500 μF
C6	=	100 μF
C7	=	47 nF
C8	=	500 μF
T1	=	BC 108
T2	=	BC 108
T3	=	AC176K
T4	=	AC153K
T5	=	BC 140
ZD1	=	Z9

1 Piastra per circuito stampato

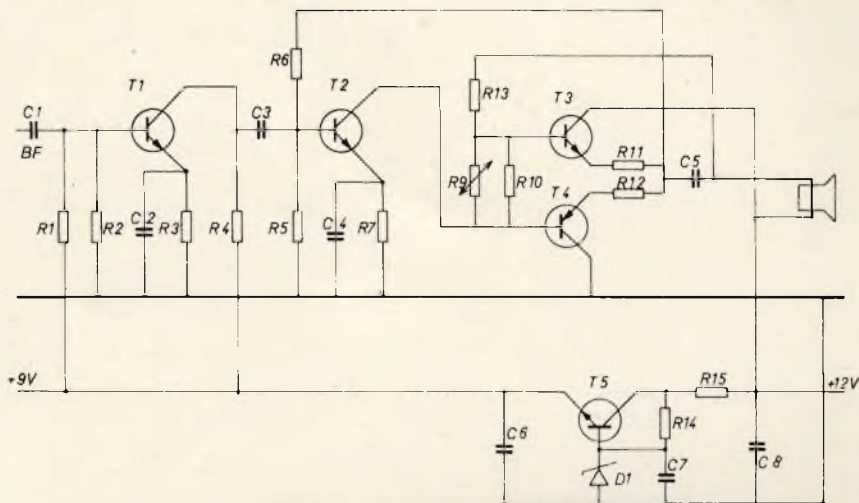


Fig. 7 - Amplificatore di bassa frequenza a cinque transistori, simile al precedente, con circuito di stabilizzazione per tensione ausiliaria.

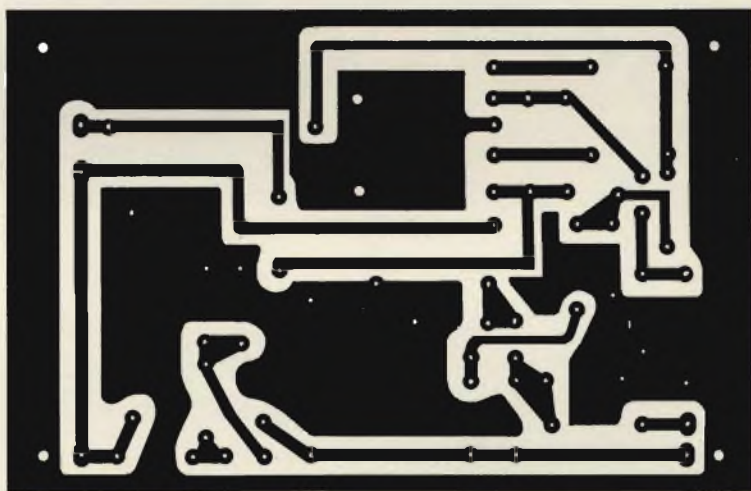


Fig. 8 - Circuito stampato relativo all'amplificatore il cui schema elettrico è illustrato in figura 7.

OSCILLATORE A FREQUENZA VARIABILE PER ONDE CORTE

Questo oscillatore lavora in circuito Franklin e pertanto richiede un maggior numero di semiconduttori e precisamente due transistori per la generazione delle oscillazioni e un transistor quale stadio separatore.

Tale disposizione circuitale ha il pregio di assicurare un grado di stabilità molto elevato.

Il circuito

La bobina L1 viene accoppiata tramite il condensatore C3 al primo transistor BFY 39. Un secondo transistor BFY 39 riaccoppia la oscillazione invertita di fase attra-

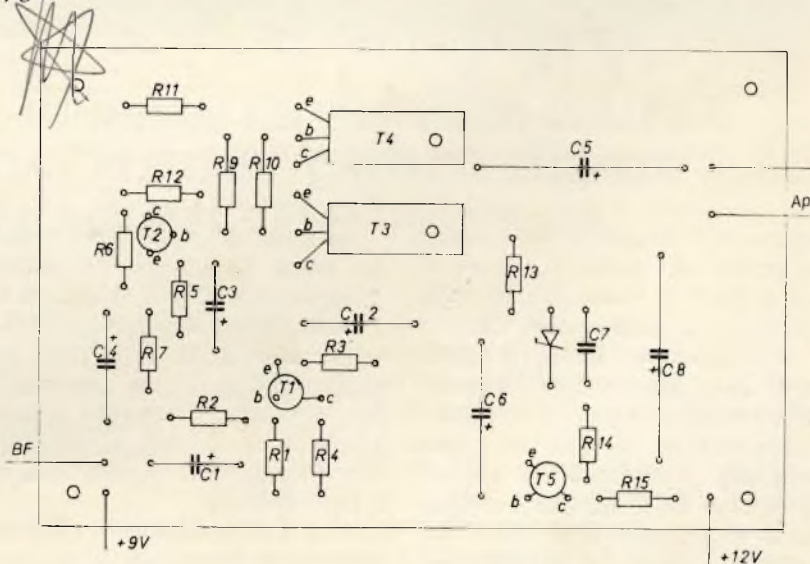


Fig. 9 - Disposizione dei componenti sulla piastrina del circuito stampato dello amplificatore di cui alla figura 7.

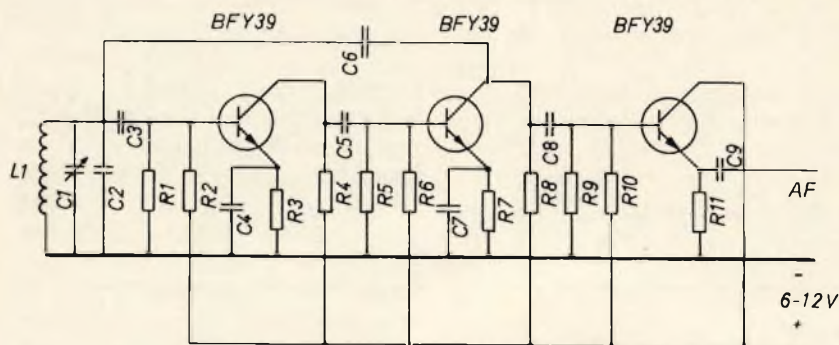


Fig. 10 - Circuito elettrico di un oscillatore a frequenza variabile (VFO) del tipo Franklin a tre transistori, per la gamma delle onde corte.

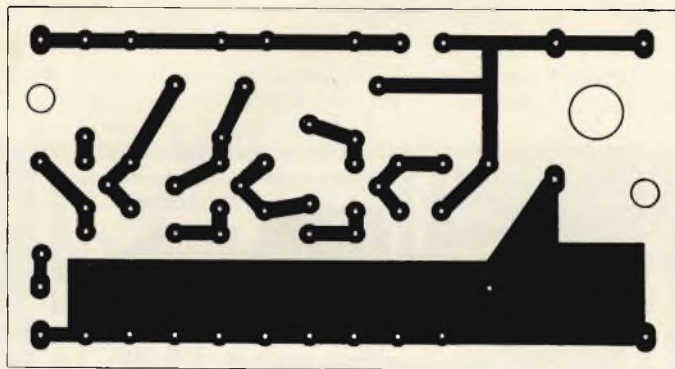


Fig. 11 - Circuito stampato relativo all'oscillatore a frequenza variabile di cui alla figura 10.

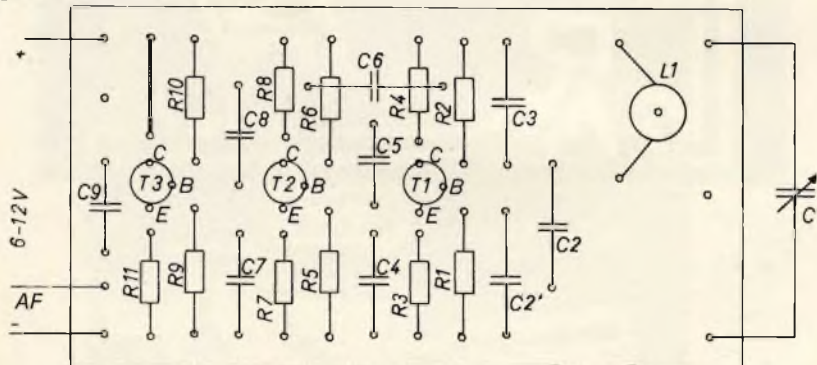


Fig. 12 - Disposizione dei componenti, relativi al VFO di cui alla figura 10, sulla piastrina del circuito stampato.

verso C6. Il segnale di alta frequenza giunge allo stadio separatore, di cui fa parte il transistor BFY 39, attraverso il condensatore C8.

Il condensatore C9 ha il compito di disaccoppiare l'alta frequenza dall'emettitore di questo transistor.

La tensione di alta frequenza ammonta a circa 1-1,5 V efficaci. La bobina L1 si realizza avvolgendo su un supporto di 8 mm di diametro 25 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm su una lunghezza di 25 mm.

Le spire di questa bobina devono essere fissate con un collante (non del tipo UHU), che sarà fatto asciugare in forno a 60 °C.

Nel caso che il VFO debba essere incorporato in una apparecchiatura a valvole, si consiglia di schermarlo e di isolarlo termicamente con uno strato di Styropor o di materiale similare.

Con l'alimentazione stabilizzata di corrente, la stabilità di frequenza è migliore di 100 Hz entro 30 minuti. I dati relativi alla bobina val-

gono per oscillatori aventi la frequenza di $5 \div 5,5$ MHz. Naturalmente il circuito può essere realizzato per tutte le frequenze comprese fra 3-30 MHz, modificando la bobina e senza che debbano essere riportate modifiche al circuito.

Mentre la figura 10 si riferisce al circuito elettrico, la figura 11 e 12 riguardano il circuito stampato e la disposizione dei componenti.

Lista dei componenti:

R1	=	27 kΩ
R2	=	47 kΩ
R3	=	2,7 kΩ
R4	=	2,7 kΩ
R5	=	27 kΩ
R6	=	47 kΩ
R7	=	2,7 kΩ
R8	=	2,7 kΩ
R9	=	47 kΩ
R10	=	47 kΩ
R11	=	27 kΩ
C1	=	ca. 150 pF
C2	=	ca. 75 pF
C3	=	3 pF
C4	=	4,7 nF
C5	=	330 pF
C6	=	3 pF
C7	=	4,7 nF
C8	=	50 nF
C9	=	1 nF
T1	=	BFY 39
T2/T3	=	BFY 39
L1	=	supporto di bobina 8 mm Ø, 20 mm di lunghezza

AMPLIFICATORE DI MF A TRANSISTORI

L'amplificatore di media frequenza a transistori il cui schema è visibile in figura 13, è stato studiato per l'impiego su ricevitori FM per la banda 2 m. La media frequenza di 10,7 MHz assicura una selettività della frequenza immagine sufficientemente buona.

Quattro trasformatori, di elevata qualità danno all'apparato una selettività di circa 10 kHz.

I tre transistori al silicio assicurano la necessaria amplificazione. L'amplificatore può esser usato nella gamma delle onde corte in tal caso per la media frequenza si è scelto, il valore di 455 kHz.

Grazie all'impiego di filtri di banda di elevata qualità si è riusciti ad ottenere una ampiezza di banda (3 dB) di soli 3,5 kHz.



**UNIQUE DOUBLE-FUNCTION RECORDING/PLAYBACK
UNIT FROM SONY PORTABLE CASSETTE STEREO
TAPE DECK/MONAUROAL CASSETTE-CORDER**

TC-146:

Apparecchio portatile a cassetta per registrazione e riproduzione utilizzabile come piastra in stereo e come registratore completo in mono.

- Piastra stereo utilizzabile con impianto Hi-Fi
- Elegante mobile in legno
- Sensibilissimo microfono a condensatore incorporato con possibilità d'interdizione - a comando

- Avvisatore acustico di fine nastro
- Presa per cuffia stereo e auricolare
- Doppi ingressi e uscite mono e stereo
- Possibilità di alimentazione in c.c. e in c.a.
- Velocità: 4,8 cm/s
- Potenza d'uscita: 1,5 W con altoparlante incorporato
- Alimentazione: 6 Vc.c. mediante 4 pile a 1/2 torcia da 1,5 V oppure universale c.a.
- Semiconduttori: 20 transistori, 1 FET, 7 diodi
- Dimensioni: 284 x 66 x 217
- Peso: 2,8 kg

ACQUISTATE PRODOTTI SONY SOLAMENTE CON GARANZIA ITALIANA

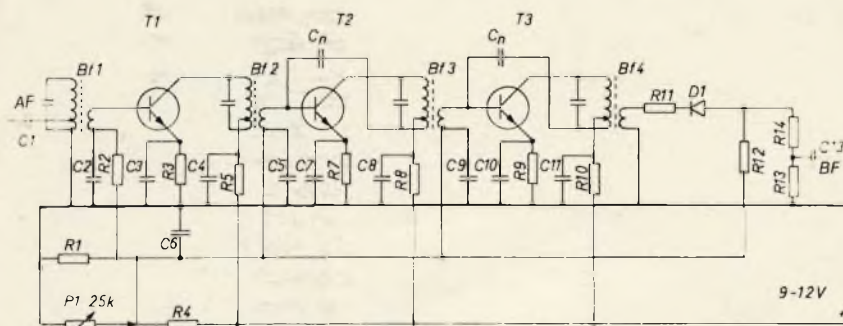


Fig. 13 - Amplificatore di media frequenza a 10,7 MHz modificabile per funzionare sulla frequenza di 455 kHz.

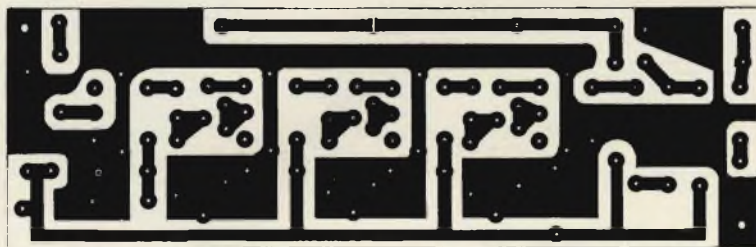


Fig. 14 - Circuito stampato relativo all'amplificatore di media frequenza di cui alla figura 13

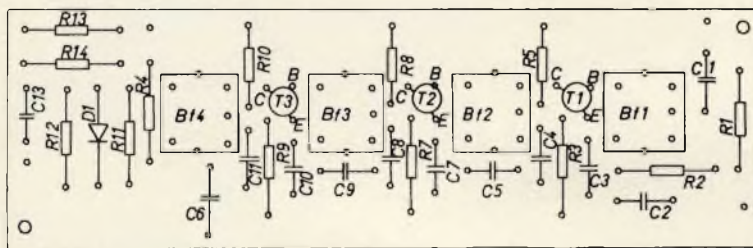


Fig. 15 - Disposizione dei componenti del VFO di figura 13, sulla piastrina del circuito stampato.

Il circuito

Il segnale di alta frequenza giunge al filtro di banda BF1 attraverso

il condensatore C1. Si ha una successiva amplificazione con i due transistori BFY 37. Dopo il filtro di banda BF4 è collegato un diodo ri-

velatore di AM con generazione della tensione di regolazione. La bassa frequenza viene prelevata attraverso il condensatore elettrolitico C13. I transistori T2 e T3 vengono neutralizzati tramite i condensatori Cn.

La costruzione dell'intero amplificatore non è critica. Bisogna solo prestare attenzione che tutti i resistori ed i condensatori vengano esattamente montati secondo il piano di montaggio.

Lista dei componenti per 10,7 MHz oppure 455 kHz

R1	=	27 kΩ
R2	=	10 kΩ
R3	=	1,8 kΩ
R4	=	27 kΩ
R5	=	1,2 kΩ
R7	=	1,8 kΩ
R8	=	1,2 kΩ
R9	=	1 kΩ
R10	=	1,2 kΩ
R11	=	15 kΩ
R12	=	4,7 kΩ
R13	=	8,2 kΩ
R14	=	330 Ω
C1	=	50 pF (1 nF)
C2	=	4,7 nF (22 nF)
C3	=	4,7 nF (22 nF)
C4	=	4,7 nF (22 nF)
C5	=	4,7 nF (22 nF)
C6	=	5 μF
C7	=	4,7 nF (22 nF)
C8	=	4,7 nF (22 nF)
C9	=	4,7 nF (22 nF)
C10	=	4,7 nF (22 nF)
C11	=	4,7 nF (22 nF)
C13	=	5 μF
T1-T3	=	BFY 37
D1	=	OA 70
Cn	=	3 pF
BF1	=	10,7 MHz (455 kHz)
BF2	=	10,7 MHz (455 kHz)
BF3	=	10,7 MHz (455 kHz)
BF4	=	10,7 MHz (455 kHz)

I valori dati tra parentesi valgono per l'amplificatore a 455 kHz.

questi gli articoli più interessanti

- Analisi spettrale - parte II
- Protezione dei tuner UHF per TV
- Materiali per circuiti logici
- Circuiti integrati - parte II
- Misuratori di potenza R.F. a termocoppie
- Orologio digitale a circuiti integrati
- Linee di ritardo ad ultrasuoni
- Sorgenti di energia autonome
- Il mini oscilloscopio
- Sincronizzatori di tipo digitale per TV



a cura di L. BIANCOLI

racsegna delle riviste estere

CONTROLLO DELLA VELOCITA' DI ROTAZIONE DEI MOTORI FUNZIONANTI A CORRENTE CONTINUA (Da «Le Haut Parleur»)

Le applicazioni dei dispositivi elettronici di servocomando attraverso i quali si ottiene il controllo diretto o indiretto della velocità di rotazione di motori elettrici destano un interesse sempre maggiore, soprattutto per quanto riguarda le applicazioni specifiche nel campo della meccanizzazione e dell'automazione.

Ecco quindi giustificata l'assiduità con la quale la Stampa Tecnica pubblica articoli che descrivono circuiti inerenti a questa particolare branca tecnica.

Il sistema descritto sulla Rivista francese consente l'arresto istantaneo, l'inversione del senso di rotazione ed il controllo preciso della velocità di rotazione dei motori funzionanti con eccitazione in parallelo e con alimentazione a corrente continua, fino ad una potenza massima di circa un terzo di cavallo.

I dispositivi di comando a «triac» ed a rettificatori ad una sola semionda sono attualmente assai ben noti. Infatti, la loro presenza viene riscontrata sotto forma di dispositivi incorporati direttamente nelle piccole macchine utensili provviste di motore con eccitazione in serie, funzionante alla tensione di rete.

I motori di maggiore potenza necessitano invece dell'impiego di circuiti più complessi, e quindi più costosi.

Nelle Organizzazioni commerciali che trattano residui industriali e bellici accade assai spesso di trovare dei motori con eccitazione in parallelo della potenza appunto di un terzo di cavallo, e funzionanti alla velocità di 1.750 giri al minuto, che possono essere alimentati con una tensione continua proveniente dalla rete a corrente alternata. Sotto questo aspetto, il circuito che qui illustriamo alla **figura 1** conferisce a questi motori una notevole flessibilità di impiego, proprio grazie alle possibilità di arresto istantaneo, di inversione di marcia, e di controllo della velocità di rotazione.

Il circuito permette quindi di usare praticamente questi motori in qualsiasi applicazione nella quale una potenza dell'ordine citato è sufficiente, ad esempio per la maggior parte delle macchine di una sartoria.

Le caratteristiche del motore non sono affatto critiche: è sufficiente che esso sia come si è detto del tipo ad alimentazione in parallelo, che la tensione normale di funzionamento sia di circa 117 Vc.c., e che il consumo a pieno carico sia inferiore a 3 A.

Considerando il circuito, si può osservare facilmente che il diodo D1 ed il condensatore C costituiscono un complesso rettificatore-filtro, che alimenta lo statore del motore. Il rotore viene invece alimentato ad opera di una tensione il cui valore viene determinato mediante un trasformatore variabile, del tipo «variatic», e rettificata ad opera del ponte di diodi contrassegnato nello schema 4 x D2.

L'autotrasformatore presenta una soluzione elegante di alimentazione a bassa resistenza interna, e quindi un buon effetto di regolazione.

Quando l'interruttore generale S1 viene chiuso, lo statore del motore risulta alimentato. In tal caso, se il commutatore S2 viene portato in posizione «freno», il rotore non viene alimentato, mentre — quando S2 è aperto — il relé K

non si eccita, per cui il circuito del rotore viene chiuso sulla resistenza R.

In queste circostanze, con lo statore alimentato, e col rotore chiuso su R, la minima rotazione del motore sollecitata dall'esterno provoca in quest'ultimo una corrente indotta i cui effetti si oppongono alla rotazione (legge di Lenz). In tal caso il motore si comporta ovviamente alla stessa stregua di un vero e proprio freno elettronico, o per meglio dire elettromagnetico.

La breve nota, tratta in origine da Electronics World, Gennaio 1971, viene conclusa con un paragrafo che fornisce interessanti ragguagli per quanto riguarda la realizzazione pratica del dispositivo. (7111).

UN TACHIMETRO PORTATILE (Da «Le Haut Parleur»)

Sempre dalla stessa Rivista Francese, rileviamo un articolo di notevole interesse per chi si occupa di misure di natura elettromeccanica. L'apparecchio descritto consiste in un tachimetro portatile ad alimentazione autonoma (mediante batterie incorporate), attraverso il quale è possibile conoscere rapidamente la velocità di rotazione di un motore elettrico su di un asse qualsiasi.

Il principio di funzionamento sul quale esso si basa consiste nell'applicare ad

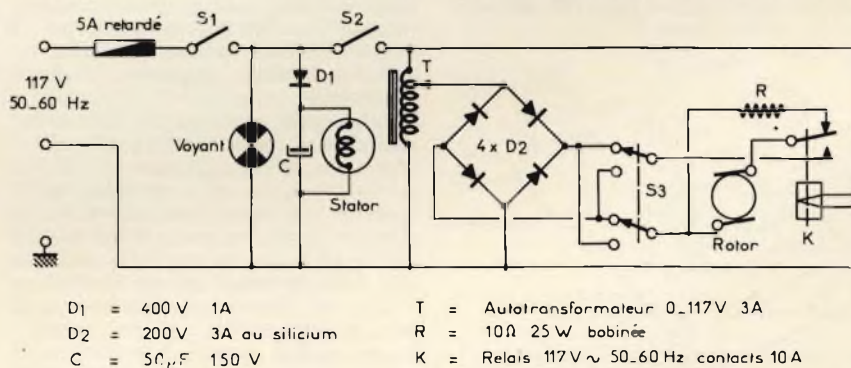


Fig. 1 - Schema elettrico del dispositivo per il controllo della velocità dei motori a corrente continua.

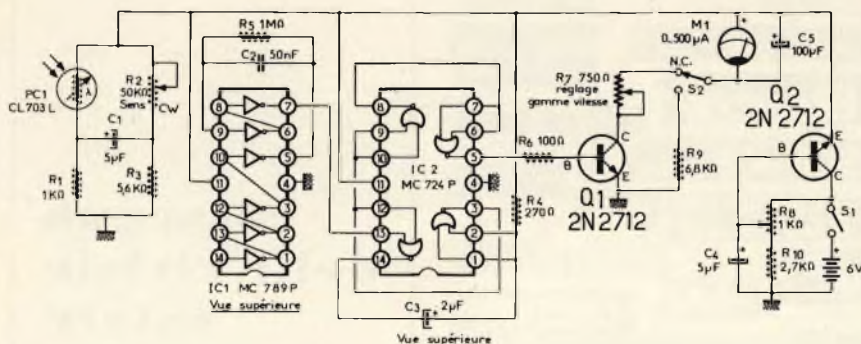


Fig. 2 - Schema elettrico di principio del tachimetro portatile.

una cellula fotoelettrica facente parte di un tachimetro la luce riflessa ad opera di ciascuna rotazione, tramite una piccola superficie riflettente (ad esempio un frammento di specchio) incollata sullo asse. La sorgente di luce può essere costituita semplicemente dalla luce ambientale, oppure da una lampada il cui raggio luminoso venga diretto sotto forma di fascio focalizzato, sulla generatrice dell'asse nei confronti del quale viene eseguita la misura.

La figura 2 costituisce lo schema di principio del dispositivo: ogni qualvolta la cellula fotoelettrica disposta all'interno di un tubo di cui una estremità viene rivolta verso l'asse del motore, percepisce una brusca variazione di luminosità, la sua resistenza interna varia in corrispondenza, per cui viene applicato un impulso di tensione al terminale 14 del circuito integrato IC1 (del tipo Motorola MC789P).

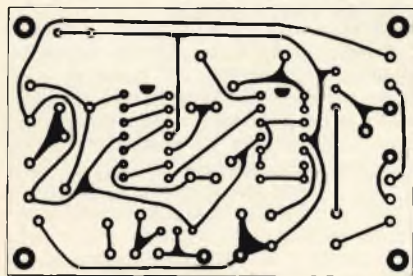


Fig. 3 - Basetta a circuiti stampati, vista dal lato rame, di una parte del dispositivo di cui alla figura 2.

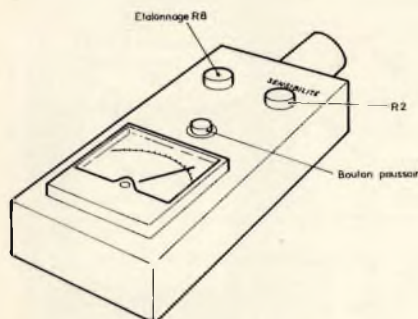


Fig. 4 - Disegno illustrante l'aspetto esterno del tachimetro.

Questo impulso viene amplificato e modificato nella sua forma ad opera di sei invertitori facenti parte del circuito integrato suddetto. La regolazione della sensibilità tramite R2 modifica la polarizzazione nel senso diretto del primo invertitore di IC1.

Il condensatore C2 isola i due ultimi invertitori rispetto alla polarizzazione dei quattro stadi precedenti. La resistenza R5 ha il compito di evitare l'accumolo di una carica eccessiva tra le armature di C2, che capovolgerebbe la polarizzazione dell'ultimo dei due stadi invertitori.

L'uscita del terminale 7 del circuito integrato mette in funzione un multivibratore monostabile comprendente R4, C3 e due delle quattro porte logiche del circuito integrato IC2. Anche se gli impulsi luminosi riflessi contro la cellula fotoelettrica PC1 variano di durata e di intensità, il segnale di uscita fornito da questo multivibratore è costituito da impulsi che presentano un'altezza ed una larghezza costanti, e la cui frequenza viene invece determinata dal numero delle riflessioni di luce, vale a dire dalla velocità di rotazione dell'asse del motore.

La figura 3 che segue rappresenta il lato rame del circuito stampato sul quale viene montata una parte dei componenti, mentre la figura 4 mostra l'aspetto esterno del tachimetro, così come può essere realizzato in pratica.

Sulla sommità si nota la presenza del tubo che protegge la cellula fotoelettrica, evitando che il suo funzionamento possa essere influenzato da raggi luminosi provenienti da altre direzioni, per cui la sensibilità viene concentrata sulla superficie riflettente applicata sull'albero del motore.

Sul pannello si notano, in alto, le due manopole di regolazione, e precisamente quella che agisce sulla taratura (R8) e quella che agisce sulla sensibilità (R2); al centro si osserva il pulsante di esecuzione della misura, ed in basso lo strumento ad indice, la cui scala viene tarata direttamente in giri al minuto.

Altre tre illustrazioni corredano l'articolo, e precisamente una che chiarisce le connessioni interne facenti capo ai componenti applicati al pannello frontale, una che illustra il collegamento alla rete attraverso un trasformatore ri-

dotto di tensione ed un partitore di tensione per la messa a punto del circuito della fotocellula, ed un'altra che illustra l'impiego di un generatore di Bassa Frequenza in grado di fornire un segnale di uscita di 1,5 V alla frequenza di 50 Hz da picco a picco, per eseguire la medesima operazione.

Il Redattore dell'articolo precisa che l'argomento è stato rielaborato da un articolo pubblicato su Electronic Experimenter's Handbook. (7111).

LE MODERNE PROVE DINAMICHE SUI CIRCUITI INTEGRATI NON HANNO VALORE SE NON VENGONO ENUNCIATE CARATTERISTICHE SIGNIFICATIVE (Da «Electronics»)

Dal momento che molti tipi di circuiti integrati digitali vengono scelti soprattutto in funzione delle loro caratteristiche dinamiche, è importante che essi vengano sottoposti a prove dinamiche accurate. A tale riguardo, l'articolo precisa nella premessa che — per ottenere prove sicure ed accurate di dispositivi rispetto al ritmo di produzione — sia i Fabbricanti che gli Utenti veri e propri devono correlare le loro specifiche di prova per simulare condizioni realistiche di funzionamento.

Sebbene ciò sembri ovvio, la situazione relativa ai collaudi è ben lungi dall'essere chiara e definita. In pratica, anche i collaudatori dinamici più quotati possono fornire risultati di prova privi di un vero e proprio significato.

Ad esempio, un circuito integrato può essere considerato efficiente nonostante un eventuale ritardo di propagazione, anche se il ritardo effettivo è abbastanza lungo da provocare condizioni critiche di funzionamento dell'impianto in cui se ne fa uso. L'errore non risiede nello strumento di prova, bensì nel modo in cui esso viene usato.

La foto che riproduciamo alla figura 5 rappresenta un complesso laboratorio nel quale vengono impiegate numerose e costose apparecchiature per eseguire quelle prove che — almeno fino ad oggi — non costituiscono ancora un vero e proprio collaudo razionale. Sotto tale aspetto, l'Autore precisa le diverse ambiguità delle prove che fino ad ora vengono eseguite, alcune delle quali vengono chiarite attraverso i grafici di cui alla figura 6: in essa, seguendo i dettagli precisati nell'articolo, risulta evidente che le specifiche di prova di tipo convenzionale mediante impulsi possono essere ambigue per quanto riguarda la durata degli impulsi (a). Due impulsi, ciascuno con un tempo di salita inferiore a 15 ns, possono dare adito a variazioni dello ordine di 1,4 ns in errore nella prova del ritardo di propagazione (b e c).

A tale proposito, una prova specifica eseguita nei confronti del tempo di salita riduce l'errore, e rende riproducibile la prova.

Un altro paragrafo costituisce forse l'argomento più importante, in quanto è riferito alla scelta dei livelli dei segnali



Fig. 5 - Fotografia illustrante un laboratorio assai attrezzato, per eseguire le prove dinamiche sui circuiti integrati.

nei confronti dei quali è opportuno eseguire le prove: a tale riguardo, l'articolo comprende altri due grafici che non riproduciamo, il primo dei quali esamina il problema dell'altezza degli impulsi nei confronti dei quali viene eseguita la misura, mentre il secondo considera gli errori imputabili al generatore di impulsi.

Un ultimo paragrafo viene riferito al tempo di collaudo, dopo di che l'Autore conclude che — al momento — è più difficile ottenere una risoluzione del 3% nelle prove dinamiche ad alta velocità, che non una risoluzione dello 0,1% in corrente continua, o nei confronti delle frequenze basse. Per il momento — comunque — occorre dichiararsi soddisfatti con una precisione del 3%, riservando le prove all'1% per il futuro. (7111).

LA RADIOATTIVITA' E LE APPLICAZIONI A CARATTERE CIVILE (Da «Electronique Professionnelle»)

Gli atomi dei corpi detti radioattivi sono muniti di nuclei contenenti un numero eccessivo di neutroni, e più raramente un numero eccessivo di protoni, per poter essere ritenuti stabili, per cui — presto o tardi — subiscono spontaneamente una modifica di struttura (che si identifica con la cosiddetta disintegrazione), che li porta ad assumere una maggiore stabilità.

Questo passaggio da uno stato instabile ad una condizione stabile si accompagna ad una violenta espulsione di un frammento di materia nucleare, e — in certi casi — di un'energia radiante supplementare.

I tipi di radioattività più importanti sono:

— Da un lato, una emissione di raggi

«beta», che si rivela sotto forma di emissione di un elettrone che si sposta rapidamente (detto particella «beta»).

— D'altra parte, si presenta una emissione «gamma», spesso associata alla emissione «beta», che si abbina all'energia radiante assai simile a quella relativa ai raggi «X».

— I raggi «gamma» presentano una energia talmente intensa, che risultano in grado di penetrare in un muro dello spessore di oltre un metro, mentre uno spessore di una dozzina di millimetri di materia plastica è sufficiente per arrestare qualsiasi particella del tipo «beta».

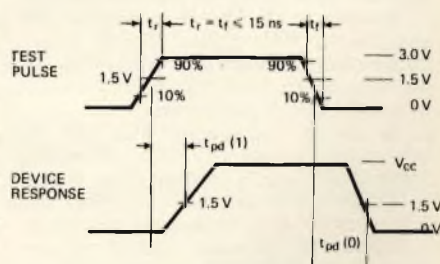
— Il terzo tipo di particelle emesse a seguito della citata disintegrazione della materia, vale a dire le particelle «alfa», non hanno che una potenza di penetrazione trascurabile, per cui risulta di scarsa utilità dal punto di vista industriale.

— Per quanto riguarda i neutroni, la loro emissione non è un modo normale di disintegrazione radioattiva: al contrario, quando viene provocata dall'azione di particelle «alfa» sul nucleo di berillio (metallo bianco duro, più leggero dell'alluminio, impiegato per l'elaborazione di leghe speciali, in aggiunta all'uranio nei reattori nucleari, ecc.), consente particolari applicazioni a carattere industriale.

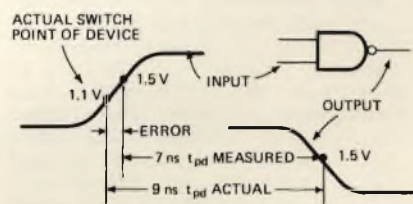
I neutroni presentano forze di penetrazione estremamente variabili, che dipendono specificamente dalla natura del materiale adottato, tanto quanto dalla loro propria energia.

Essi — inoltre — vengono notevolmente rallentati a causa dell'urto con il nucleo di idrogeno.

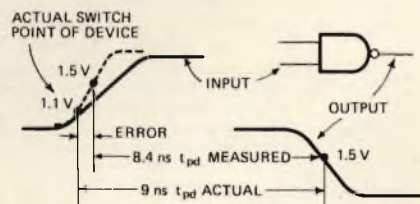
Dopo questa interessante premessa, che chiarisce la natura e l'intensità delle



(a) TYPICAL SWITCHING TEST SPECIFICATION



(b) INPUT RAMP RATE = 5 ns/V
400 mV START ERROR = 2.0 ns TIME ERROR



(c) INPUT RAMP RATE = 1.5 ns/V
400 mV START ERROR = 0.6 ns TIME ERROR

Fig. 6 - Grafico che chiarisce l'ambiguità delle specifiche relative alle prove convenzionali ad impulsi dei circuiti integrati.

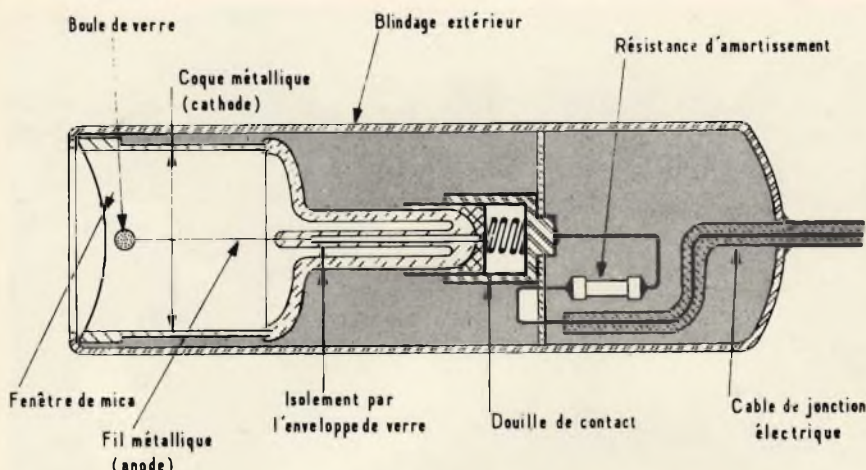


Fig. 7 - Disegno della struttura interna della sonda di un contatore Geiger-Muller.

radiazioni in funzione di diverse circostanze, unitamente a ciò che è noto in rapporto alla rispettiva potenza, l'Autore sostiene che i raggi «beta» e «gamma» interferiscono con la materia in modi diversi, a seconda della natura e dell'energia delle radiazioni, ed anche secondo certe proprietà intrinseche che caratterizzano la materia sottoposta alla irradiazione (vale a dire del suo numero atomico, che identifica il numero degli elettroni che ruotano intorno al nucleo nelle orbite periferiche).

Ne deriva che queste influenze di una parte di energia delle radiazioni viene trasferita alla materia i cui elettroni vengono sottratti dalle rispettive orbite normali, che circondano gli atomi.

Quando un elettrone viene in tal modo staccato dall'atomo al quale appartiene, prende il nome di «ione», per cui si entra nel campo della ionizzazione, mentre — quando un elettrone passa da un'orbita normale ad un'orbita anormale, caratterizzata da un livello di energia più elevato — si ha un caso di eccitazione.

Quando gli atomi in tal modo eccitati reintegrano le proprie orbite, emettono luce, o raggi «X» caratteristici di quello elemento. Questi due processi possono provocare variazioni chimiche nella materia sottoposta alle radiazioni, ed anche

variazioni di ionizzazione, producendo particolari, cariche che si prestano ad essere spostate in un campo elettrico, ed a rendere quindi elettro-conduttore un gas notoriamente isolante.

A causa della sua complessità chimica, e delle reazioni delicatamente equilibrate che in essa si manifestano, la materia vivente è particolarmente sensibile alle radiazioni ionizzanti. Gli effetti che esse esercitano nei suoi confronti sono complessi, e possono non essere avvertiti se non molti anni più tardi.

Dopo aver chiarito dettagliatamente gli argomenti di cui sopra, l'articolo esamina i diversi metodi di misura delle radiazioni, e — sotto questo aspetto — riproduciamo alla figura 7 la struttura schematizzata di un contatore Geiger-Muller, del tipo normalmente impiegato. Si tratta di un involucro a tenuta ermetica, contenente gli elementi necessari a misurare le radiazioni che penetrano nella parte sensibile della sonda attraverso una finestra di mica.

La rivelazione e la misura delle radiazioni ionizzanti possono essere eseguite in base a tre metodi principali, che dipendono:

- 1) Dall'induzione di conduttività nel gas.
- 2) Dalla produzione di luce nelle so-

stanze elettro-luminescenti, come ad esempio l'ioduro di sodio.

- 3) Dall'annerimento dei sali d'argento con cui vengono allestite le normali pellicole fotografiche.

I tre metodi citati vengono analizzati separatamente, dopo di che l'Autore considera i principi delle applicazioni a carattere industriale. Alla base di quasi tutte le applicazioni industriali dei radioisotopi, si trovano tre proprietà principali, tra loro correlate, dalle radiazioni, e precisamente:

- 1) La facilità di rilevarne la presenza e di misurarne l'intensità.
- 2) La loro forza di penetrazione, tenendo conto degli effetti che esse esercitano sulle materie che incontrano lungo il loro percorso.
- 3) L'effetto che le radiazioni — se sono sufficientemente intense — possono esercitare sulla materia.

Per quanto riguarda le applicazioni industriali, esse possono essere raggruppate a loro volta in tre categorie principali, del medesimo carattere, e precisamente:

- A) Studio del percorso radioattivo, che mette in opera una piccola quantità di sostanza radioattiva adeguata, per seguire lo spostamento e la distribuzione di qualsiasi elemento di un miscuglio o di un composto industriale, ecc.
- B) Strumentazione per lo studio di una certa qualità fisica di un corpo, di un materiale o di un impianto (ad esempio, la misura dello spessore di un solido, la rivelazione di incrinature, soffiature, bolle, ecc., tramite la cosiddetta «grammografia»).
- C) Applicazione diretta delle radiazioni, ad esempio in merito all'interlacciamento molecolare dei polimeri, o alla sterilizzazione di accessori e di strumenti chirurgici, ecc.

Un altro paragrafo viene dedicato ai cosiddetti tracciatori radioattivi, e — a tale riguardo — riportiamo alla fig. 8 il disegno schematico di un misuratore di portata rappresentato in sezione, attraverso il quale è possibile misurare il volume e la velocità lineare di un gas, tramite la ionizzazione indotta in modo continuo.

Altre due figure che corredano l'articolo chiariscono il sistema di determinazione dell'usura di un segmento di un pistone facente parte di un motore a scoppio, reso radioattivo attraverso l'assorbimento di radiazioni «gamma» emesse dal cobalto 60. In tal caso, ciò che si misura è il valore della radioattività indotta nell'olio di lubrificazione del motore, di cui il pistone è munito appunto di un segmento radioattivo.

L'ultima figura chiarisce invece la determinazione del livello di un liquido, per assorbimento di una certa quantità di radiazioni «gamma».

Chiunque si interessi dello studio della radioattività, e delle possibilità di sfruttamento di questa energia in campo industriale, troverà in questo articolo una notevole fonte di aggiornamento. (7110).

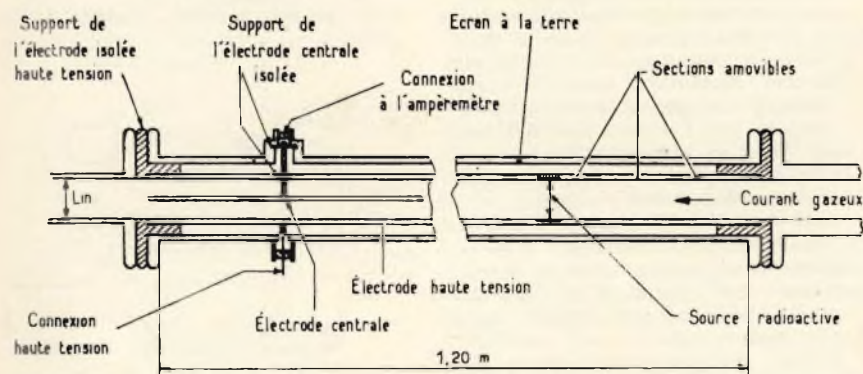


Fig. 8 - Sezione di uno strumento per la misura della portata di un tubo a gas, che permette di valutare il volume e la velocità lineare del gas mediante la ionizzazione indotta.

TEMPORIZZATORE A LUNGA DURATA PER LABORATORI FOTOGRAFICI (Da «Le Haut Parleur»)

I circuiti elettrici dei temporizzatori per camera oscura hanno sempre interessato una vasta categoria di Lettori, sia agli effetti della realizzazione diletantistica di uno strumento di questo genere, sia agli effetti della produzione commerciale di uno strumento che possa essere messo a disposizione dei fotografi, soprattutto per i casi in cui occorre riprodurre una fotografia in numerose copie, mantenendo uno standard elevato di costanza di esposizione e di contrasto.

Già numerosi circuiti sono stati descritti, e molti Lettori ne hanno tentato la realizzazione, con un successo che dipendeva sia dalla qualità dello schema proposto, sia dalla reperibilità dei componenti adatti, sia infine dall'esperienza del costruttore.

Vale perciò la pena di citare questo articolo, che descrive un nuovo tipo di temporizzatore, il cui circuito elettrico viene qui riprodotto alla figura 9.

I potenziometri R1 ed R2, unitamente alla resistenza R3, associati al condensatore al tantalio C1, determinano la durata del tempo di funzionamento. La resistenza R5 presenta infatti un valore troppo basso per poter avere un'influenza apprezzabile.

La tensione presente ai capi di C1, che aumenta di valore con notevole lentezza, viene applicata alla porta del transistor ad effetto di campo Q1, tramite R6. Il transistor FET viene montato secondo la disposizione denominata «Source-Follower».

La corrente di dispersione che circola attraverso la giunzione della porta è di intensità assai esigua in un transistor di questo tipo, ossia dell'ordine di 1 nA alla temperatura ambiente. In queste condizioni, è possibile trascurare il suo effetto di carico sui componenti RC di temporizzazione. Occorre invece considerare soltanto la resistenza di fuga di C1.

La tensione continua presente sulla giunzione «source» di Q1 aumenta quando aumenta la tensione presente ai capi di C1. Questa tensione si manifesta ai capi del partitore di tensione costituito da R7 e da R8.

La tensione presente alle estremità di R8 viene applicata al catodo del rettificatore controllato al silicio, tramite R9. Non appena questa tensione raggiunge il livello di innesco di SCR, che è dell'ordine di 0,5 V, quest'ultimo passa allo stato di conduzione, il che alimenta la suoneria.

L'alimentazione comprende un trasformatore a presa intermedia, due radializzatori a secco, ed un condensatore di filtraggio, C4, avente un alto valore capacitivo.

La tensione continua che si manifesta ai capi di quest'ultimo condensatore viene applicata, attraverso la resistenza R11, al diodo Zener D2. La tensione in tal modo stabilizzata al valore di 10 V

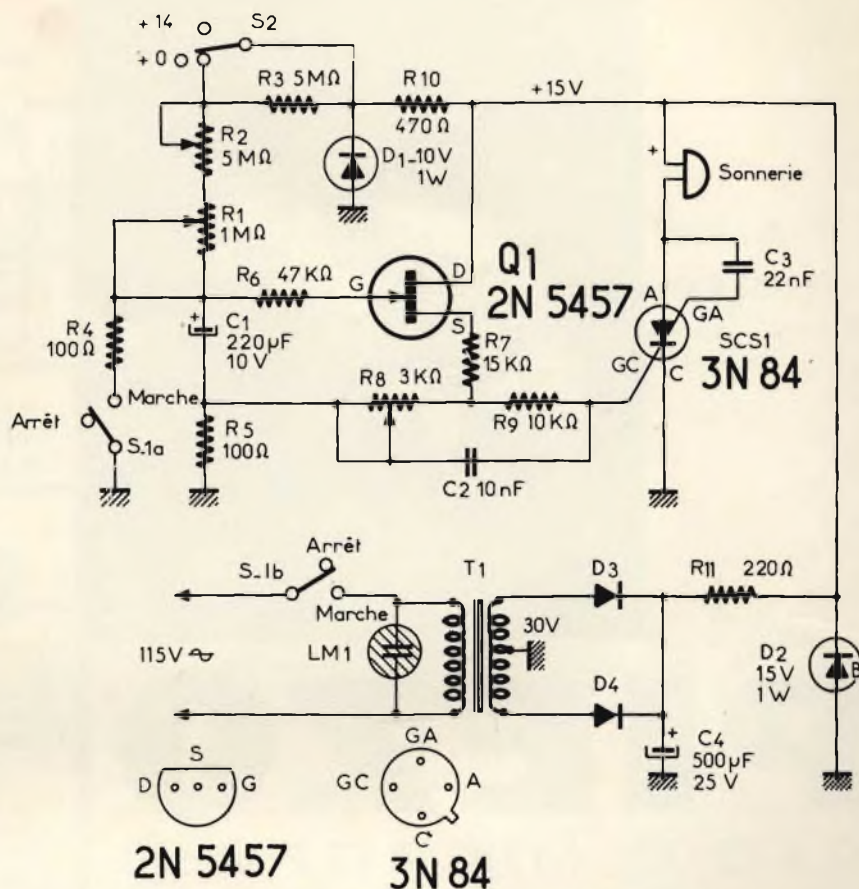


Fig. 9 - Schema elettrico del temporizzatore a lungo ritardo per laboratorio fotografico.

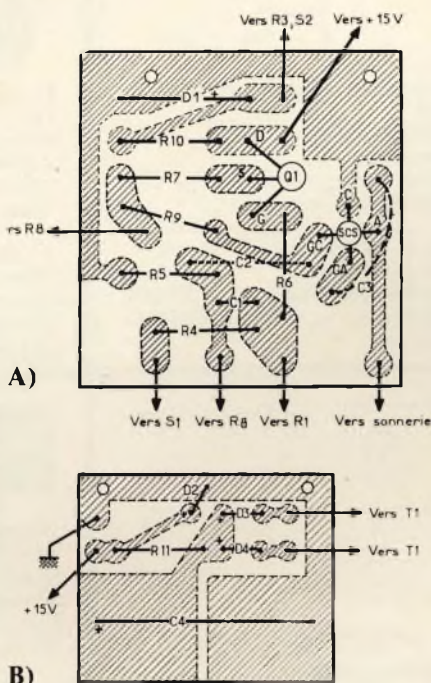


Fig. 10 - A rappresenta il lato rame del circuito stampato della parte elettronica, e B il lato rame della sezione di alimentazione, entrambi riferiti al circuito di cui alla figura 3.

esatti, ad opera del complesso R10 — Diodo Zener — alimenta il circuito di temporizzazione.

Quando la suoneria funziona, e lo apparecchio viene messo fuori servizio, il circuito S1b del commutatore S1 apre il circuito del primario del trasformatore, ed il circuito S1a scarica il condensatore di temporizzazione C1, cortocircuitandolo tramite R4 ed R5. L'impulso negativo che si manifesta in tal caso ai capi di R5 al momento della scarica viene applicato tramite C2 al circuito di catodo del rettificatore al silicio, il che ne determina lo stato di interdizione.

Senza questo dispositivo, la suoneria continuerebbe a funzionare, dopo l'entrata in funzione del circuito del trasformatore di alimentazione, fino a che il condensatore C4 non si scarica completamente.

La figura 10 illustra le due basette a circuiti stampati, di cui A per la parte elettronica, e B per la sezione di alimentazione, per l'allestimento del dispositivo mettendo in evidenza il lato rame. Le due basette disegnate recano però anche dei componenti, per cui qualsiasi persona interessata potrà procedere alla realizzazione, senza incertezze, grazie soprattutto al fatto che il circuito di figura 9 riporta anche i valori di tutti i componenti, nonché le connessioni allo zoccolo del transistor 2N5457 e del rettificatore controllato dal silicio 3N84. (7110).



PIEZO

RADIO MICROFONI



Trasmettitore microfonico PIEZO

WX-127

Microfono dinamico

3 transistor

Sistema di modulazione:

FM

Frequenza di emissione:

$88 \div 106 \text{ MHz} \pm 75 \text{ kHz}$

Intensità di campo:

$50 \mu\text{V/m}$

Alimentazione:

2,6 Vc.c.

mediante 2 pile da 1,3 V

Corrente assorbita:

4 mA

Dimensioni:

120 x 20 x 25

ZZ/1762-00



Trasmettitore microfonico PIEZO

WX-205

Microfono dinamico

3 transistor

Sistema di modulazione:

FM

Frequenza di emissione:

$76 \div 90 \text{ MHz} \pm 75 \text{ kHz}$

Intensità di campo:

$15 \mu\text{V/m}$

Alimentazione:

9 Vc.c.

Corrente assorbita:

3,5 mA

Dimensioni:

135 x 22 x 35

ZZ/1763-00



Trasmettitore microfonico PIEZO

WA-186

Microfono dinamico

4 transistor

Sistema di modulazione:

OM

Frequenza di emissione:

$1.400 \div 1.600 \text{ kHz}$

Intensità di campo:

$15 \mu\text{V/m}$

Alimentazione:

9 Vc.c.

Corrente assorbita:

10 mA

Dimensioni:

100 x 25 x 60

ZZ/1768-00



Trasmettitore microfonico PIEZO

WK-197

Microfono a condensatore

3 transistor

Sistema di modulazione:

FM

Frequenza di emissione:

$88 \div 106 \text{ MHz} \pm 40 \text{ kHz}$

Intensità di campo:

$50 \mu\text{V/m}$

Alimentazione:

9 Vc.c.

Corrente assorbita:

5 mA

Dimensioni:

134 x 24 x 33

ZZ/1764-00



Trasmettitore microfonico PIEZO

WX-172

Microfono dinamico

3 transistor

Sistema di modulazione:

FM

Frequenza di emissione:

$88 \div 106 \text{ MHz} \pm 75 \text{ kHz}$

Intensità di campo:

$50 \mu\text{V/m}$

Alimentazione:

9 Vc.c.

Corrente assorbita:

5 mA

Dimensioni:

175 x 28 x 41

ZZ/1766-00

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



a cura di P. SOATI

i lettori ci scrivono

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

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

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

* Per gli abbonati l'importo è di sole lire 1.000.

magnetici, ed in questo caso la sensibilità, a 1000 Hz per potenza di uscita di 4 W, è di 15 mV e di 1,7 mW per potenza di uscita standard (50 mV). Se il valore di R4 è portato invece a 1 kΩ, la sensibilità ha rispettivamente il valore di 65 mV, e 7,3 mV.

L'impedenza di ingresso è di 220 kΩ e la risposta in frequenza va da meno di 30 Hz a 20 kHz. La distorsione per la massima uscita, nella gamma 40 Hz 12,5 kHz è minore dell'1% con resistore R4 a 220 Ω e minore dell'0,6% con resistore da 1 kΩ.

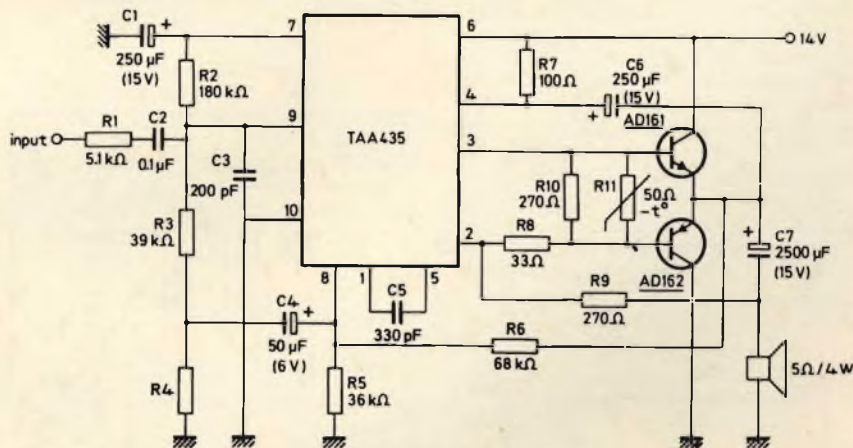


Fig. 1 - Schema elettrico di un amplificatore da 4 W per autoradio, costituito da un circuito integrato TAA435 e da due transistori complementari AD161/AD162.

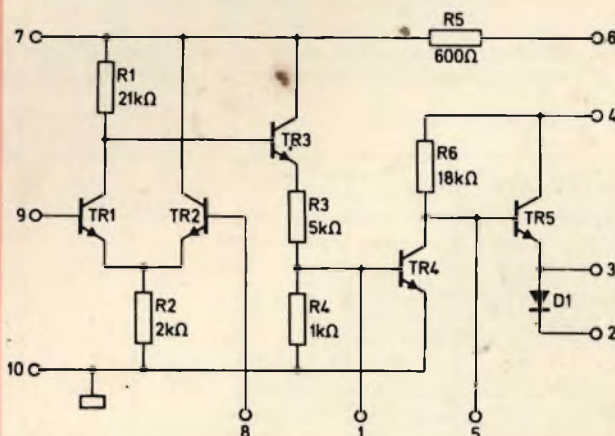
Sig. D'ANIELLO Carmine - Napoli Amplificatore auto con circuito integrato

La figura 1 si riferisce allo schema elettrico di un ottimo amplificatore che può essere usato a bordo di un'autovettura collegato all'apparecchio radio, e che può fornire una potenza di uscita dell'ordine di 4 W su un carico di 5 Ω.

Lo schema è caratterizzato dalla presenza del circuito integrato TAA435, che, come mostra la figura 2, si compone di 5 transistori, un diodo e da due transistori complementari AD 161/162.

Il valore di tutti i componenti è stato indicato direttamente sullo schema elettrico ad eccezione del resistore di contro reazione R4 il cui valore può essere di 220 Ω oppure di 1 kΩ. Il valore di 220 è adatto per tutti gli impieghi, ad eccezione che con dei pick-up

Fig. 2 - Schema elettrico del circuito integrato TAA 435 con cinque transistori ed un diodo.



Sig. PIROTTI N. - Roma
Interferenze alla TV
da parte di ricevitori FM

Le interferenze alle emissioni televisive da parte dei ricevitori atti a ricevere le normali emissioni radiofoniche a modulazione di frequenza, e che si trovano in locali prossimi ai televisori, sono

provocate dalla seconda armonica dello oscillatore interno dei ricevitori FM stessi.

Si tratta di un tipo di interferenza che può essere facilmente eliminata adottando uno dei due filtri che sono illustrati nelle figure 3 e 4.

Il filtro di figura 3 si riferisce ad un ricevitore a modulazione di frequenza

che sia collegato ad una antenna, interna od esterna, adatta per ricezione FM, mentre il filtro di figura 4 dovrà essere utilizzato qualora si impieghi un'antenna unifilare.

Con il simbolo λ , nelle due figure, è indicata la lunghezza d'onda della seconda armonica dell'oscillatore locale del ricevitore FM, mentre la lettera K si riferisce ad un coefficiente il cui valore deve essere scelto fra 0,6 e 0,8.

Per facilitare il suo compito riportiamo la seguente tabella nella quale è indicata la lunghezza del cavetto che costituisce il filtro, in funzione del canale TV che è disturbato, e che è valida in ambedue i casi.

I due spezzoni di cavo, o di un cavo solo, a seconda del tipo di filtro usato, devono essere accuratamente cortocircuitati altrimenti si rischia di ottenere un effetto opposto.

Fig. 3 - Filtro n. 1 per eliminare le interferenze provocate dalla seconda armonica dello oscillatore locale di un ricevitore FM ad un televisore.

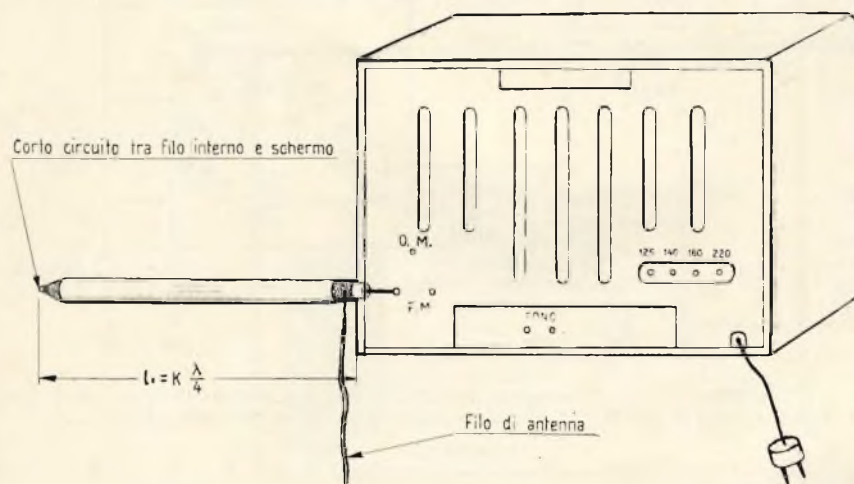
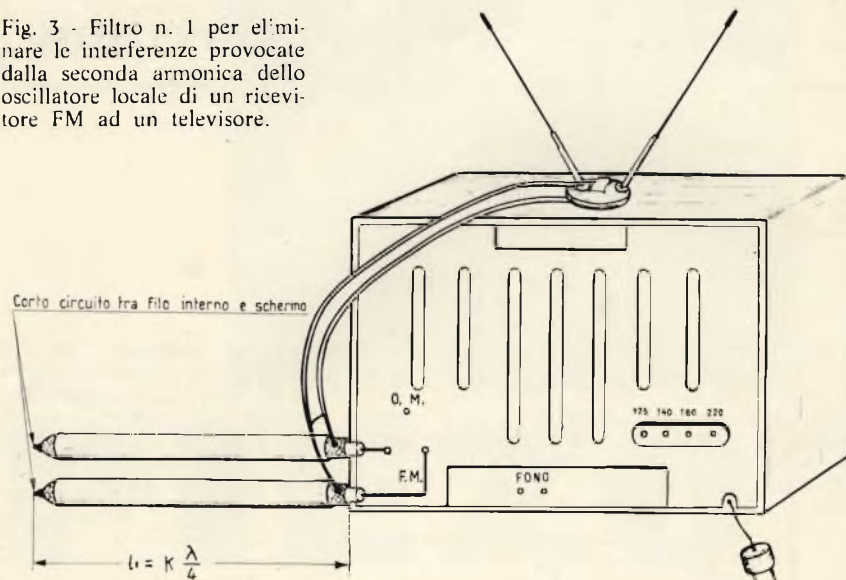


Fig. 4 - Filtro n. 2 avente lo stesso compito di cui il filtro n. 1. In ambedue i filtri il filo interno deve essere accuratamente saldato allo schermo, come è indicato nelle figure.

Sig. VIANI G. - Firenze
Altoparlanti BEOMASTER 1400
(K e M)

Al ricevitore Beomaster 1400 possono essere collegati complessivamente quattro altoparlanti, ciascuno dei quali deve avere l'impedenza di 4 Ω .

Una coppia di altoparlanti stereo dovrà essere collegata alle apposite prese, disposte nella parte posteriore del ricevitore, e che in figura 5 sono contrassegnate con il numero «1». Essi dovranno avere la potenza di 15 W ciascuno. Inserendo in queste prese i due altoparlanti automaticamente si escludono gli altri due interni. Alle prese, indicate in figura, con il numero «2» saranno connessi altri due altoparlanti che possono essere collocati anche in locali differenti.

Per quanto concerne la seconda parte del suo quesito Le confermiamo che il controllo della fase di una rete di altoparlanti, che siano connessi ad uno stesso amplificatore, è indispensabile.

Infatti la membrana di un altoparlante si muove in avanti e indietro in corrispondenza delle oscillazioni sonore. Pertanto quando due altoparlanti sono inseriti sulla stessa uscita, può accadere che la membrana del primo si muova in un senso che è contrario a quella dell'altro altoparlante.

Qualora gli altoparlanti siano vicini l'uno all'altro i toni bassi oltre ad essere notevolmente indeboliti risultano affetti da un rumore particolarmente fastidioso. In questo caso invertendo la po-

CANALE	A/TV	B/TV	C/TV	MF	D/TV	E/TV	F/TV	G/TV	H/TV	
l. in metri	0,89	0,77	0,59	0,53	0,28	0,26	0,25	0,24	0,23	cavo con isolante compatto
l. in metri	1,05	0,91	0,69	0,62	0,33	0,31	0,30	0,287	0,275	cavo con isolante cellulare

larità del cavo di collegamento di uno solo dei due altoparlanti le membrane riprenderanno a lavorare nello stesso senso e la riproduzione sarà senz'altro ottima.

Siccome per conseguire una buona riproduzione, sia in stereo che in mono, è indispensabile che gli altoparlanti abbiano la stessa fase per effettuare un controllo è consigliabile seguire questa semplicissima regola:

Disporre i due altoparlanti vicini, l'uno di fronte all'altro. Facendo suonare della musica monoaurale se i due altoparlanti sono in fase si avrà la netta sensazione che la musica provenga dal centro dei due altoparlanti.

Sig. MARTINI L. - Milano **Note sul funzionamento di un tubo Vidicon.**

Per rispondere al suo quesito ci riferiamo al tubo da ripresa TV costruito dalla Siemens avente il diametro di 1". Questo tubo Vidicon ha il compito di trasformare l'immagine ottica, e tutti i punti luminosi che la compongono, in segnali elettrici adatti per la trasmissione. L'esplorazione di tali punti avviene con un sistema a righe orizzontali; quest'ultime pilotano il raggio catodico esplorando la superficie fotosensibile sulla quale si forma l'immagine ottica.

Le varianti di luminosità dei vari punti comportano una variazione della corrente del raggio che è proporzionale alla luminosità dei punti stessi. Tale variazione, dopo essere stata opportunamente amplificata, può essere riprodotta su un cinescopio in modo da ottenere un'immagine perfettamente identica a quella ripresa.

La figura 6 illustra schematicamente le parti essenziali che costituiscono il Vidicon ed i componenti necessari per il suo funzionamento.

La valvola comprende uno strato fotosensibile, un elettrodo chiamato placca-segnale al quale viene applicato un potenziale positivo, una griglia di comando, delle griglie acceleratrici di tipo cilindrico ed un catodo ad accensione indiretta.

Esternamente al tubo Vidicon si trovano nell'ordine le bobine del giogo di deflessione, la bobina focalizzatrice ed il magnete permanente.

La figura 7 illustra schematicamente i componenti che costituiscono quella parte del sistema di ripresa che provvede alla trasformazione dell'immagine ottica in immagine elettronica.

Lo strato fotosensibile, costituito da una serie di elementi con caratteristiche simili a quelle dei semiconduttori, è depositato con un sistema particolare, sul disco a superficie completamente piana, che si trova all'esterno del tubo da ripresa.

Fra la superficie di questo disco di vetro, perfettamente trasparente, e lo strato

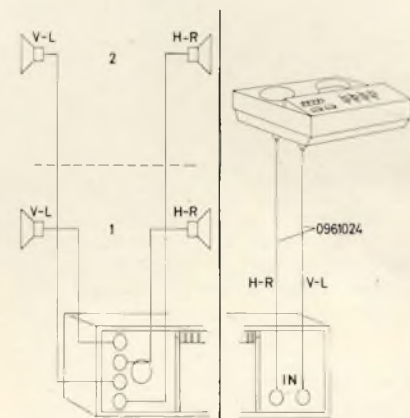


Fig. 5 - Collegamento di quattro altoparlanti esterni al ricevitore Beomaster 1400. Le lettere L significano «sinistra» le lettere R «destra».

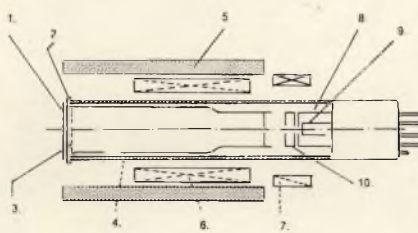


Fig. 6 - Illustrazione schematica di un tubo Vidicon Siemens.
1 = disco trasparente di supporto dello strato fotosensibile. 2 = elettrodi di prelievo del segnale. 3 = retino a maglie fini. 4 = griglie 3 e 4. 5 = bobina focalizzatrice. 6 = bobina di deflessione. 7 = magnetino o bobina di centraggio. 8 = griglia. 9 = catodo. 10 = griglia 2.

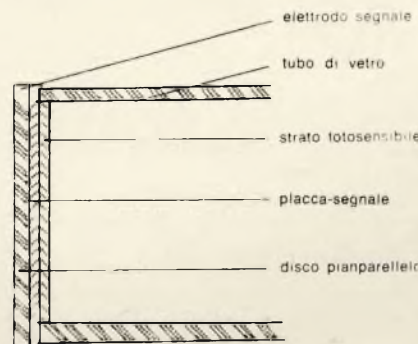


Fig. 7 - Particolare schematico del sistema di ripresa a trasformazione della immagine del Vidicon di figura 6.

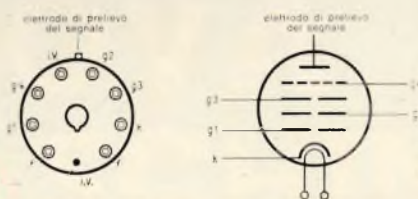


Fig. 8 - Schema del collegamento degli zoccoli relativo ad un Vidicon Siemens della serie XQ.

to fotosensibile, viene depositato un sottilissimo e trasparente strato di materiale conduttore che costituisce l'elettrodo dal quale si preleva il segnale.

Per generare il raggio elettronico di esplorazione si utilizza un catodo ad accensione diretta, dotato di una griglia pilota (g1), di una griglia acceleratrice (g2), e di una griglia cilindrica.

Il compito della griglia acceleratrice è quello di determinare il diametro del raggio di accelerazione, mentre quello della griglia cilindrica, collegata con lo schermo che si trova nelle immediate vicinanze della placca-segnale, è di assicurare l'arrivo degli elettroni alla placca-segnale stessa.

Il movimento d'esplorazione a righe orizzontali dall'alto al basso, ed il relativo ritorno, mediante un impulso verticale, alla posizione originale del raggio elettronico, viene ottenuto per mezzo di due campi magnetici generati dalle quattro bobine di deflessione, che sono collegate rispettivamente ai circuiti di deflessione orizzontale e verticale.

Nel tipo di tubo in questione la placca-segnale ha un potenziale positivo che varia da 10 a 50 V, rispetto al raggio catodico. In quanto gli elettroni prima di raggiungere lo strato sensibile, vengono notevolmente frenati allo scopo di evitare un'emissione secondaria di altri elettrodi. In questo modo si garantisce che la carica elettrica dello strato fotosensibile sia generata esclusivamente dal raggio catodico e che il valore negativo della stessa raggiunga quasi il potenziale del catodo.

Questo sistema, detto «stabilizzazione del potenziale di catodo» consente di ottenere delle ottime immagini in tutte le condizioni di ripresa e di eliminare il difetto dell'emissione secondaria.

La figura 8 si riferisce allo schema di collegamento degli zoccoli per i tubi Vidicon Siemens della serie XQ.

Sig. GIORGI N. - Milano **Diodi BB113.**

I diodi del tipo BB113 in suo possesso, non sostituiscono tre transistori, come Le è stato detto, certamente non da un tecnico, ma assolvono la stessa funzione che è caratteristica dei condensatori variabili.

Infatti il diodo BB113 è un diodo triplo a capacità variabile che è particolarmente studiato per consentire la sintonizzazione dei ricevitori a modulazione di ampiezza.

Il suo campo di variazione di capacità, in funzione del variare della tensione, consente infatti di effettuare la sintonia nell'intera gamma delle onde lunghe medie e corte, con un solo diodo.

La scelta di un campo di variazione di tensione compresa fra 0,5 e 50 V permette di ottenere delle doti di linearità veramente notevoli.

I tre diodi, che costituiscono il BB113, sono diffusi nella stessa piastrina di silicio.

Sig. MANFREDINI - N. - Roma
Transistori di potenza al silicio

I transistori di potenza al silicio BD181, BD182 e BD183 sono particolarmente indicati per essere utilizzati negli stadi di potenza degli amplificatori a simmetria quasi complementare.

In questa disposizione circuitale è possibile ottenere le seguenti potenze:

Con carico di 4 Ω
2 x BD181 = 20 W; 2 x BD182 = 40 W
Con carico di 8 Ω

2 x BD181 = 15 W; 2 x BD182 = 20 W.
2 x BD183 = 40 W.

Dati di impiego (valori massimi):

BD181 = V_{ce} 45 V, V_{ce} 55 V,

I_{cm} 15 A, P_{tot} = 78 W.

BD182 = V_{ce} 55 V, V_{ce} 70 V,

I_{cm} 15 A, P_{tot} = 117 W.

BD183 = V_{ce} 80 V, V_{ce} 85 V,

I_{cm} 15 A, P_{tot} = 117 W.

La figura 9 si riferisce alle dimensioni di ingombro ed alle connessioni dei terminali di base, di emettitore e di collettore. Quest'ultimo è collegato all'involucro.

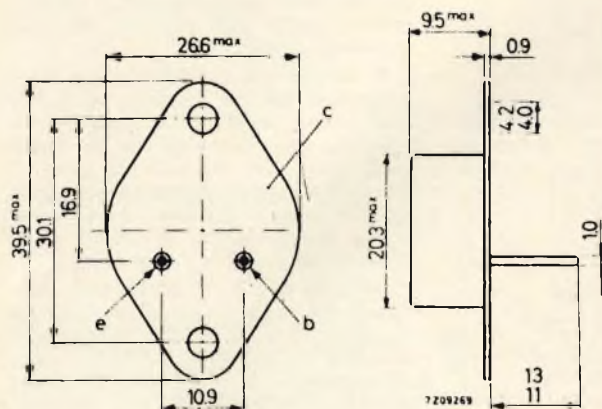


Fig. 9 - Dimensioni di ingombro e connessioni dei transistori di potenza al silicio BD 181, BD 182 e BD 183.

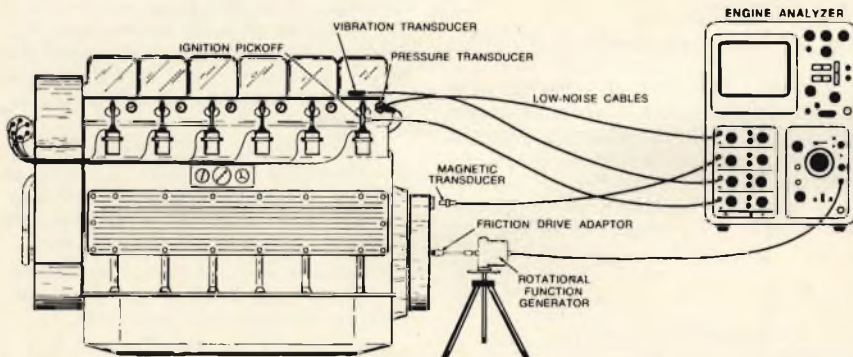


Fig. 10 - Esempio pratico di collegamenti di un oscilloscopio della TEKTRONIX ad un motore a scoppio per il controllo della pressione, dell'accensione, delle vibrazioni ed altri parametri relativi ad un motore a scoppio.

Sig. LAVAGNINO G. - Genova
Accensione elettronica.

Circa le modifiche da apportare ad alcuni contagiri all'atto della installazione del dispositivo di accensione elettronica a scarica capacitiva UK 875, abbiamo già parlato in un articolo pubblicato nel n. 1/1972 di questa stessa rivista.

Per quanto concerne il funzionamento difettoso del vecchio dispositivo di accensione elettronica, in suo possesso, che si è manifestato fin dall'inizio della modifica non possiamo esserle precisi in merito non conoscendo lo schema elettrico di tale apparecchio. Comunque è evidente che l'aver mantenuto per più di cinque minuti l'accensione elettronica alimentata con polarità invertita, ha senz'altro danneggiato i due transistori di potenza i quali non sono più in grado di dare il rendimento originale.

Sig. MARCHI N. - Napoli
L'oscilloscopio per il controllo dei motori

L'impiego di uno oscilloscopio per il controllo dei motori a scoppio è particolarmente utile nelle officine di elettroauto ad un buon livello tecnico.

Naturalmente tali controlli devono essere eseguiti da personale altamente qualificato che oltre ad essere in grado di usare il suddetto strumento ne sappia valutare esattamente le indicazioni.

La figura 10 si riferisce, per l'appunto ad una serie di misure che sono effettuabili mediante alcuni oscilloscopi della TEKTRONIX (che in Italia è rappresentata dalla SILVERSTAR Via dei Gracchi 20 Milano), costruiti espressamente per essere destinati ai controlli delle macchine e dei motori a scoppio.

Sig. CORRIAS - Cagliari
Sistema binario.

Sull'algebra booleana e sul sistema binario abbiamo parlato più volte e quindi non possiamo ritornare con frequenza su un argomento che alla fine potrebbe risultare tedioso per molti altri lettori che la nostra rivista seguono con assiduità.

Nel sistema binario le cifre usate anziché dieci, come avviene per il sistema decimale, sono soltanto due e precisamente 1 e 0.

Il sistema binario è un sistema pesato con radice due, infatti i vari bit di una sequenza binaria sono moltiplicati dalla potenza del 2 mentre la posizione del bit determina l'esponente della potenza.

La sequenza in genere si scrive da destra verso sinistra con il bit che è più significativo all'estrema sinistra.

A titolo di esempio riportiamo una tabella comparativa fra il sistema decimale e quello binario.

Se desideriamo, ad esempio, stabilire a quale numero decimale corrisponda il numero binario 1111, (che in pratica è riconoscibile a prima vista), procederemo come segue:

$$1111 = (1 \times 2^3) + (1 \times 2^2) + (1 \times 2^1) + (1 \times 2^0)$$

da cui avremo:

$$8 + 4 + 2 + 1 = 15$$

COMPARAZIONE TRA IL SISTEMA DECIMALE E BINARIO

Sistema decimale	Sistema binario	Conversione
0	0	0 = 0
1	1	1 = 1
2	10	2+0 = 2
3	11	2+1 = 3
4	100	4+0+0 = 4
5	101	4+0+1 = 5
6	110	4+2+0 = 6
7	111	4+2+1 = 7
8	1000	8+0+0+0 = 8
9	1001	8+0+0+1 = 9
10	1010	8+0+2+0 = 10

Miracolosa!

BUSICOM

LA PIÙ PICCOLA
CALCOLATRICE ELETTRONICA DEL MONDO
SI CHIAMA:

HANDY

65 x 123 x 22

**FATE
LA PROVA.....
TASCHINO**

BUSICOM HANDY

IL MODO MIGLIORE PER FARE CALCOLI



La Busicom giapponese, con la sua ultima creazione: la calcolatrice elettronica tascabile «Handy», ha raggiunto un ambito traguardo nell'attuale mondo della tecnica. Per la prima volta una calcolatrice personale, veramente in miniatura, è a disposizione di coloro che richiedono immediatamente risultati esatti.

Il segreto delle ridotte dimensioni della calcolatrice Handy e della sua grande regolarità di funzionamento, è dato dall'uso di un solo elemento semiconduttore che esegue l'intero lavoro.

Prima al mondo la calcolatrice con sistema LSI ad un solo elemento

L'aver ridotto drasticamente il numero degli elementi semiconduttori, comporta un gran numero inferiore di errori con il conseguente vantaggio che la calcolatrice è molto più sicura. Le operazioni che si possono ottenere sono: addizioni, sottrazioni, moltiplicazioni e divisioni a 12 cifre.

Formato tascabile

La capacità di calcolo a 12 cifre della calcolatrice Handy la rende eguale se non migliore, alle macchine 10 volte più grandi.

Il suo peso è di circa 360 g.

Apparizione di cifre a formazione cristallina

L'apparizione di cifre a formazione cristallina è una dote esclusiva della Busicom e poiché il sistema offre una gran nitidezza, la lettura è di gran lunga facilitata.

Funzionamento a batterie

L'Handy LE contiene normali batterie a secco.

Comandi

La levetta a fianco della tastiera serve ad eliminare tutti gli zeri che non sono assolutamente necessari, in modo da leggere con più facilità e correttamente i numeri.

Il tasto (C) serve per azzerare la calcolatrice.

Il tasto (CE) serve per eliminare un eventuale sovraccarico di cifre che determina il blocco della macchina.

Apparizione del valore negativo

Quando il risultato di un'operazione è un valore negativo, appare il risultato e contemporaneamente si accende la spia «Negative».

Importante

Quando la calcolatrice Handy viene messa in funzione, qualsiasi calcolo preregistrato viene automaticamente cancellato, predisponendola all'uso.

multimetro a circuiti integrati R 127



Fig. 1 - Vista frontale del nuovo rivoluzionario multimetro modello R 127 della UNA OHM.

La storia del multimetro, cioè dello strumento destinato a verificare le grandezze di lavoro degli apparati elettronici radiotecnici in genere, è lunga e comincia si può dire con gli albori della radio stessa.

Agli inizi la meta ambita dai radiotecnici era lo strumento da 1 mA fondo scala (parliamo di quasi 30 anni fa). Con quella base rara e delicata (anche se provvista della sola scala 0-1) con resistenze addizionali tarate e shunt accuratamente regolati si poteva realizzare lo «strumento da 1.000 Ω/V ».

Poi comparvero i primi Wheastone da 100 μA con una ridda di

scale per cui la lettura diventò complicata e... spesso fonte di errori; occorreva operare con impedenze di misura piuttosto alte. I nuovi pentodi ad alta resistenza di carico lo esigevano. I «tester» americani a cavallo della guerra arrivarono così ai 20.000 Ω/V con degli eccezionali, per allora, strumenti da 50 μA fondo scala.

Il massimo dello sforzo tecnico fu concentrato allora sullo strumento con il risultato di rendere però irreparabile il guasto derivante da uno sbaglio nella commutazione di portata. Fu a seguito di ciò che alcuni strumenti della AVO furono addirittura dotati di un piccolo re-

lè di sovraccarico. Per di più si operava sempre con raddrizzatori a ponte con pastigliette di rettificazione ad ossido di rame che erano purtroppo molto sensibili ai sovraccarichi e provocavano una cattiva risposta di frequenza: al massimo 5-6.000 Hz.

L'avvento dei FET qualche anno fa ha portato alla realizzazione pratica di voltmetri a valvola portatili ma sempre di impiego e comando abbastanza complesso.

Occorreva l'avvento dei circuiti integrati per permettere uno strumento paragonabile al voltmetro a valvola come impedenza di ingresso e senza regolazione di zero e di

polarità e portatile come un tester! Ma con sensibilità ben più spinta, facilità e praticità di comando decisamente superiori e soprattutto con una lettura di scala incredibilmente facilitata dalla riduzione al minimo indispensabile e cioè: una scala per gli ohm, due (in rapporto 1 a 3 fra loro come logico) per i volt e gli ampere ed una per i decibel.

Per impedenze più elevate di ingresso e letture più spinte in c.a. fino alla radio frequenza occorre ricorrere ai costosi voltmetri a valvola alimentati in c.a.

L'avvento dei diodi come primi semiconduttori migliorò decisamente la resa dei multimetri; l'avvento del silicio poi permise delle disposizioni di sicurezza, per gli strumenti, costituite da due diodi in «antishock», cioè in parallelo fra loro con polarità invertite, disposti ai capi alla bobina mobile dello strumento.

Questo però doveva pur sempre essere molto robusto per sopportare il classico sovraccarico della misura di 2 o 300 V in c.c.... con lo strumento predisposto, per dimenticanza, sulla misura degli ohm.

E questo da 0,3 V a 1.000 V fondo scala sia in c.c. che in c.a. e con indicazione automatica di polarità.

Queste sono le prestazioni dello strumento che qui presentiamo di scutendone i dettagli. Solo il multimetro digitale, da noi già descritto, della stessa ditta, la UNAOHM lo batte come prestazioni con un prezzo ovviamente decisamente superiore.

I NUOVI COMPONENTI IMPIEGATI

Il cuore dello strumento è l'«Amplificatore operativo» μA 709. In un normale contenitore tipo T05 la tecnica dei circuiti integrati ha permesso di realizzare un circuito (ovviamente a sola amplificazione in c.c.), che, impiegando complessivamente una quindicina di transistori in spazio ridottissimo, consente amplificazioni di segnale fino a 50.000.

Con un'amplificazione base di questo genere, assolutamente im-

pensabile, con circuiti discreti, fino a qualche anno fa, il tasso di controreazione del circuito diviene ovviamente elevatissimo.

Se nel circuito di tale controrea-



Fig. 2 - Vista ravvicinata delle scale di lavoro dell'R127. L'altissimo grado di controreazione dei circuiti, ha reso possibile la coincidenza della scala dei V c.c. con quella dei Vc.a. anche per valori iniziali.

Come si può notare, si utilizzano solo quattro scale: le scale dei valori ohmmetrici, due scale $0 \div 1$ e $0 \div 3$ per V e A in c.c. e c.a. e la scala dei dB $10 \div 200.000$ Hz.

Il contrassegno Batt, permette la verifica della batteria.

zione vengono introdotti i diodi di rettificazione per la misura della corrente alternata la tipica mancanza di linearità di questi componenti per le basse tensioni di lavoro viene praticamente «cancellata» e la scala di lettura diviene lineare in tutta la sua estensione e praticamente coincidente con quella in corrente continua.

Un circuito di questo tipo a tubi termoionici fu realizzato a suo tempo dalla Heathkit che mise in commercio un millivoltmetro da 10 mV di massima sensibilità e con scala praticamente lineare perché strumento e diodi relativi di rettificazione erano inseriti nel circuito di controreazione.

Ma si trattava di uno strumento «da battaglia» di modesta sensibilità e di scarsa precisione che ricavava il massimo possibile da due soli tubi amplificatori ad alta pendenza che, si badi bene, facevano operare però i diodi con tensioni in c.a. piuttosto elevate dell'ordine dei 4 o 5 V.

Qui invece tutto è lineare fino ad una portata minima di 0,3 V fondo scala, e con buona precisione di lettura.

Se guardiamo bene da vicino la scala illustrata in fig. 2 possiamo constatare che in tensione alternata si arrivano a leggere comodamente fino ai 20-30 mV.

Per alcuni impieghi questo strumento quindi sostituisce praticamente il millivoltmetro e si adatta ottimamente sui circuiti a transistori nei quali sia le polarizzazioni base di lavoro che i segnali in tensione alternata sono spesso di valore modesto (anche dell'ordine dei $20 \div 80$ mV).

Lo strumento impiega nel circuito di ingresso un transistor speciale del tipo a «doppio FET monolitico».

Si tratta cioè di due transistori del tipo a effetto di campo, selezionati come caratteristiche e raggruppati in un unico contenitore; questa disposizione ha il pregio di comportare la stessa deriva termica per entrambi i transistori di modo che non ne risulta praticamente alterato il bilanciamento.

E' a questo artificio, oltre che alle caratteristiche dei componenti di tipo professionale che si deve l'alta stabilità di questo strumento che per l'appunto non è stato dotato di comando di bilanciamento o di azzeramento, con notevole semplificazione dei comandi come si può notare dalla foto di presentazione.

I transistori a effetto di campo di nuova concezione impiegati sono del tipo autoprotetto con un piccolo zener incorporato nel circuito di ingresso.

Si ha quindi, sia il vantaggio di una impedenza di ingresso molto elevata (i classici 11 M Ω del voltmetro a valvola), sia una notevole protezione dai sovraccarichi in ingresso mentre il circuito provvede di per sè a limitare la corrente nello strumento che è d'altra parte di ben 200 μA fondo scala e quindi piuttosto robusto.

Lo strumento comunque dispone di una boccola contrassegnata Batt. con la quale è possibile controllare la tensione delle pile e stabilire in base al triangolino colorato di riferimento sotto alle scale di lavoro (vedi fig. 1) se la batteria è o meno arrivata al limite della sua vita; questa è notevole comunque se si tiene conto del fatto che la cor-

rente di lavoro non supera i 20 mA. Diciamo che molto dipende dal tipo di pila impiegato e dall'efficacia del depolarizzante cioè più che altro dalla sua durata all'invecchiamento. Ma torniamo al circuito.

L'ingresso bilanciato consente la indicazione diretta della polarità mediante due piccole lampadine disposte a destra ed a sinistra agli estremi superiori della scala. La luce traspare da due piccoli fori contrassegnati dalle indicazioni $+e-$.

Per questa indicazione si sono impiegati dei nuovi componenti e cioè dei «diodi ad arseniuro di gallio» che percorsi da corrente danno luogo ad immediata emissione di luce.

Ogni diodo è pilotato da un transistor che ne comanda la corrente di azionamento.

In tutto quindi si utilizzano:

- un circuito integrato del tipo «amplificatore operazionale $\mu A 709$
- due transistori ad effetto di campo autoprotetti in disposizione «monolitica» disposti nello stesso contenitore.
- due transistori ed uno zener per il circuito di stabilizzazione della tensione di lavoro dell'ohmmetro
- due transistori di comando per i circuiti di polarità
- due diodi ad «arseniuro di gallio» per le indicazioni luminose.
- due diodi di rettificazione per la misura della corrente alternata.

Come si può notare, si tratta di componenti di notevole aggiornamento tecnico inseriti in un circuito del tutto nuovo che ne sfrutta opportunamente le nuove possibilità.

LE CARATTERISTICHE DI LAVORO DELLO STRUMENTO

- a) **Tensioni continue ed alternate:** da 30 mV a 1000 V in otto portate: 0,3 - 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 V fondo scala. 5 solo per tensioni continue ed impiegando il puntale AT P 150 è possibile estendere la massima portata fino a 30 kV.

Precisione: per tensioni conti-

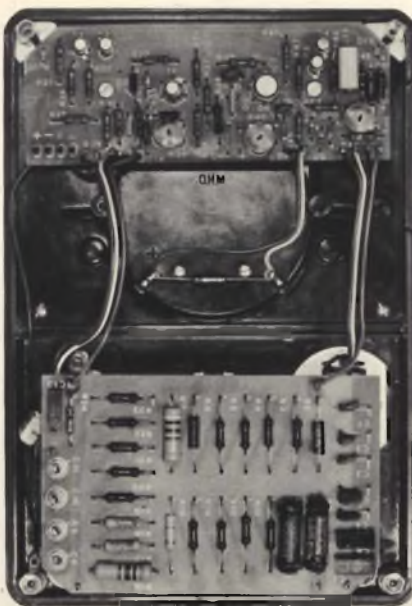


Fig. 3 - Vista posteriore interna dello strumento, realizzato su c.s. Ogni componente del circuito è contrassegnato e disposto in modo da venire facilmente individuato.

Nella piastrina superiore sono raggruppati i due FET in esecuzione monolitica il c.i., i termistori e gli zener che realizzano la regolazione della tensione di alimentazione, nonché i minuscoli potenziometri di messa a punto. Il materiale impiegato è di tipo strettamente professionale.

nue $\pm 2\%$ (del valore di fondo scala).

Risposta di frequenza: entro il $\pm 5\%$ da 10 a 200 kHz.

Misura di livello: da - 30 a 62 dB.

Impedenza di ingresso: 11 M Ω per tensioni continue. 10 M Ω /30 pF per tensioni alternate.

- b) **Correnti continue e alternate:** da - 30 mA a 3 A in otto portate 0,3 - 3 - 30 - 300 μA - 3 - 30 - 300 mA e 3 A fondo scala. **Precisione:** per tensioni continue $\pm 2\%$ (del valore di fondo scala).

Risposta di frequenza: per correnti alternate $\pm 5\%$; per le portate 3 - 30 - 300 mA e 3 A da 10 Hz a 200 kHz; per le portate 0,3 - 3 - 30 - 300 μA la precisione decresce in funzione della sensibilità.

Caduta di tensione: 0,3 V (fondo scala).

- c) **Indicatore automatico della polarità:** un dispositivo luminoso segnala la polarità della gran-

dezza in prova, è sufficiente meno di una indicazione di un centesimo del valore di fondo scala per segnalare la polarità.

- d) **Ohmmetro:** da 0,2 Ω a 1000 M Ω in sette portate 10 - 100 - 1000 Ω - 10 - 100 k Ω - 1 - 10 M Ω centro scala.

Tensioni di prova: 0,3 V.

- e) **Precisione:** $\pm 5\%$ della deviazione di fondo scala dello strumento.

- f) **Quadrante:** a specchio con 2 scale lineari 0-1 e 0-3 per tensioni e correnti continue ed alternate, una per l'ohmmetro ed una per i decibel.

- g) **Alimentazione:** 4 pile da 4,5 V.

- h) **Dimensioni:** 140x210x100 mm circa.

I COMANDI E LE SCALE DI LETTURA DELLO STRUMENTO

I comandi, come è possibile notare dalla foto di fig. 1, sono ridotti al minimo. In pratica si utilizza:

- Un selettore che senza sovrapposizione di portate molto chiaramente permette l'impostazione della misura degli ohm, dei volt (in c.c. ed in c.a.), dei μA e dei mA mentre una presa esterna permette l'estensione fino ai 3 A fondo scala.
- un potenziometro per la regolazione del fondo scala degli ohm a puntali aperti.

- un pulsante di inserzione della alimentazione dello strumento contrassegnato con «ON».

- un pulsante contrassegnato con il simbolo della tensione alternata.

Con questo tasto si effettua la reiezione della corrente alternata eventualmente presente nel segnale da misurare e lo strumento indica solo il valore della componente continua.

E' una prestazione di tipo nuovo e molto comoda che è stato possibile introdurre grazie alla adozione del circuito integrato come amplificatore base.

Tutto qui! Quindi manovre semplicissime! Il puntale è connesso con un comodo innesto BNC ed è prevista la boccia GND per il cavetto da inserire con l'apposito spinotto per il ritorno «freddo» di misura.

La boccia «Batt» fornisce non solo la tensione di riferimento per la verifica della batteria, ma anche una polarità per la prova dei diodi dato che la tensione di lavoro del circuito ohmmetrico (0.3 V solamente) è troppo ridotta per permettere ad esempio la conduzione diretta di un elemento semiconduttore come un diodo a caratteristica essenzialmente poco lineare, specie se al silicio nel primo tratto della caratteristica diretta.

I CRITERI DI REALIZZAZIONE

Poiché i comandi come si è visto, sono stati ridotti al minimo, valeva la pena di ottenere una costruzione compatta e pratica in modo da realizzare veramente uno strumento portatile. E così è stato fatto.

La maggior parte dell'ingombro del frontale dell'apparato, è stata destinata alla scala dello strumento a bobina mobile che come risulta dalla fig. 2, comporta indicazioni chiarissime e per di più l'indicazione «a specchio» che in molti casi può divenire utilissima per letture di precisione senza difetti di paralasse.

Lo strumento, come già accennato, è da 200 μ A fondo scala e quindi per nulla critico, data l'efficienza e la stabilità delle realizzazioni con magneti permanenti di tipo moderno.

Per di più si è adattato un montaggio dell'equipaggio mobile, già impiegato anche in altri casi dall'UNA, con possibilità di escursione molleggiata longitudinalmente dei perni lungo l'asse di rotazione della bobina mobile sui «gioielli» o pietre dure di supporto.

Questo particolare è di grande importanza in uno strumento portatile e quindi più soggetto ad urti accidentali.

Le commutazioni di portata sono state realizzate con un unico commutatore, a ben 24 posizioni, di notevole sicurezza di funzionamento; esso è direttamente saldato al circuito stampato. Su di quest'ultimo sono stati pure riportati i compensatori di taratura della linearità di risposta data la vasta banda di risposta dai 10 ai 200 kHz (Vedi la figura 3) C8, C9, C10, C11.



Fig. 4 - Vista posteriore dello strumento con la sistemazione delle 4 batterie da 4,5 V. Il consumo complessivo si aggira sui 20 mA solamente.

Quasi tutte le resistenze sono del tipo a grande precisione e stabilità.

Tutte le connessioni sono realizzate dai due circuiti stampati in modo estremamente razionale, come si nota in fig. 3, con un montaggio pratico e funzionale che ha sensibilmente contribuito a contenere i costi di fabbricazione.

Sul circuito stampato relativo all'amplificatore operativo si notano in fig. 3 dei micropotenziometri semifissi con cui viene effettuata molto semplicemente la taratura e la messa a punto dell'apparato.

Data la notevole sensibilità dello strumento e le alte impedenze in gioco, la UNAOHM ha ritenuto opportuno utilizzare una scatola a chiusura ermetica di tipo metallico che realizza così anche un'efficace schermatura, oltre che contribuire alla robustezza dell'insieme.

Nel lato posteriore di questo contenitore è ricavato, come indicato in fig. 4, un vano per le quattro pile di tipo comunissimo da 4,5 V ciascuna che realizzano l'alimentazione dello strumento.

LE CARATTERISTICHE PRATICHE D'IMPIEGO

A tutti gli effetti del puntale di ingresso, questo multimetro equivale ad un voltmetro a valvola da 11

M Ω di impedenza di ingresso in corrente continua e 10 M Ω in corrente alternata. Il puntale infatti, prevede, con un piccolo commutatore a slitta, l'inserzione o meno della classica resistenza da 1 M Ω all'interno del puntale stesso che opera come elemento di filtro.

Al terminale del puntale è possibile applicare a scelta o una pinzetta «a coccodrillo» od un terminale «a spillo» a seconda delle esigenze del circuito da controllare.

Queste caratteristiche di ingresso fanno sì che sia possibile utilizzare anche gli altri accessori normalizzati già disponibili della UNAOHM, e cioè il puntale per altissime tensioni per i 300.000 V fondo scala come pure il puntale per la misura della radiofrequenza fino a valori di 250 MHz come limite di impiego.

Il vantaggio di poter operare su di un vasto spettro di frequenze è diciamo «completato» dalle comodissime scale in decibel.

Con le portate previste e tenendo conto dei numerini di riferimento disposti comodamente sopra ai valori di tensione fondo scala sul fronte del pannellino di comando, si ha un campo di lettura dai —30 (circa 40 mV) ai 62 dB (circa 980 V).

Queste indicazioni di scala possono divenire comodissime per il rilievo delle curve di risposta o di andamento di filtri.

Va notato anche che l'estensione e la precisione di lettura per gli ohm sono ormai molto comodi per un'analisi di circuiti elettronici che stanno sempre più diversificandosi proprio perché in varie forme nuove (servomeccanismi, telecomandi, telecontrolli ecc.) entrano sempre di più nel campo industriale.

Concludendo e giudicando questo strumento nel suo complesso, possiamo dire che si è fatto un notevole passo in avanti grazie all'aiuto dei nuovi circuiti integrati.

Questo multimetro per le sue prestazioni e per la sua praticità è destinato ad imporsi sul mercato dove contenderà decisamente il posto agli strumenti digitali di futura espansione, sia per il prezzo decisamente inferiore, sia per il fatto di essere uno strumento veramente portatile.

ricetrasmittitori

Mod. Mini 5-TS737 Mod. TC5007-TC7

**servizio
schemi**

RICETRASMETTITORE MOD. MINI 5-TS 737

Sezione trasmettitore

Potenza d'ingresso: 5 W - Potenza d'uscita: $2,5 \div 3,5$ W - Stabilità di frequenza: 0,005% - Modulazione: AM di collettore - Microfono dinamico con tasto di chiamata - Consumo: 0,8 A senza modulazione; 1,3 A max.

Sezione ricevitore

Circuito supereterodina con preamplificatore AF - Media frequenza: 455 kHz

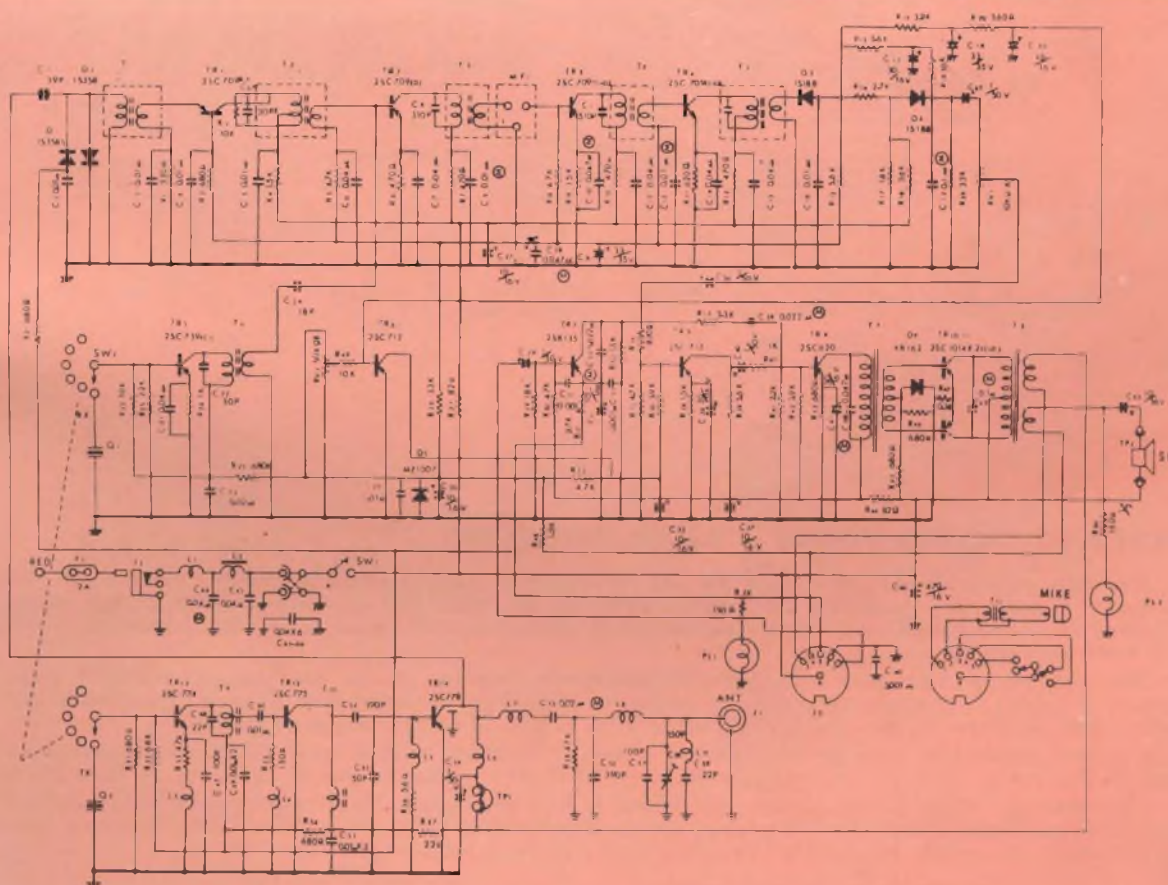
- Stabilità di frequenza: 0,005% - Sensibilità: $1 \mu\text{V}/10 \text{ dB}$ - Potenza B.F.: 0,4 W - Consumo: 0,1 A senza segnale.

Caratteristiche generali

Contenitore metallico - Limitatore di disturbo - Circuito ricevitore e trasmettitore dotati di lampada indicatrice - Altoparlante incorporato - 6 canali - 14 transistori - Gamma di emissione: 27 MHz - Presa coassiale per antenna 52Ω - Alimentazione: 12,6-13,6 V commutabile, positivo o negativo a massa - Peso: 1,2 kg.



Mod. Mini 5-TS737





Mod. TC5007-TC7

RICETRASMETTITORE MOD. TC5007-TC7

Potenza d'ingresso: 5 W max - Potenza d'uscita: 2,5 W - Stabilità di frequenza: 0,005% - Modulazione: AM di collettore - Microfono dinamico con tasto di chiamata - Consumo: 1,5 A al 100% di modulazione.

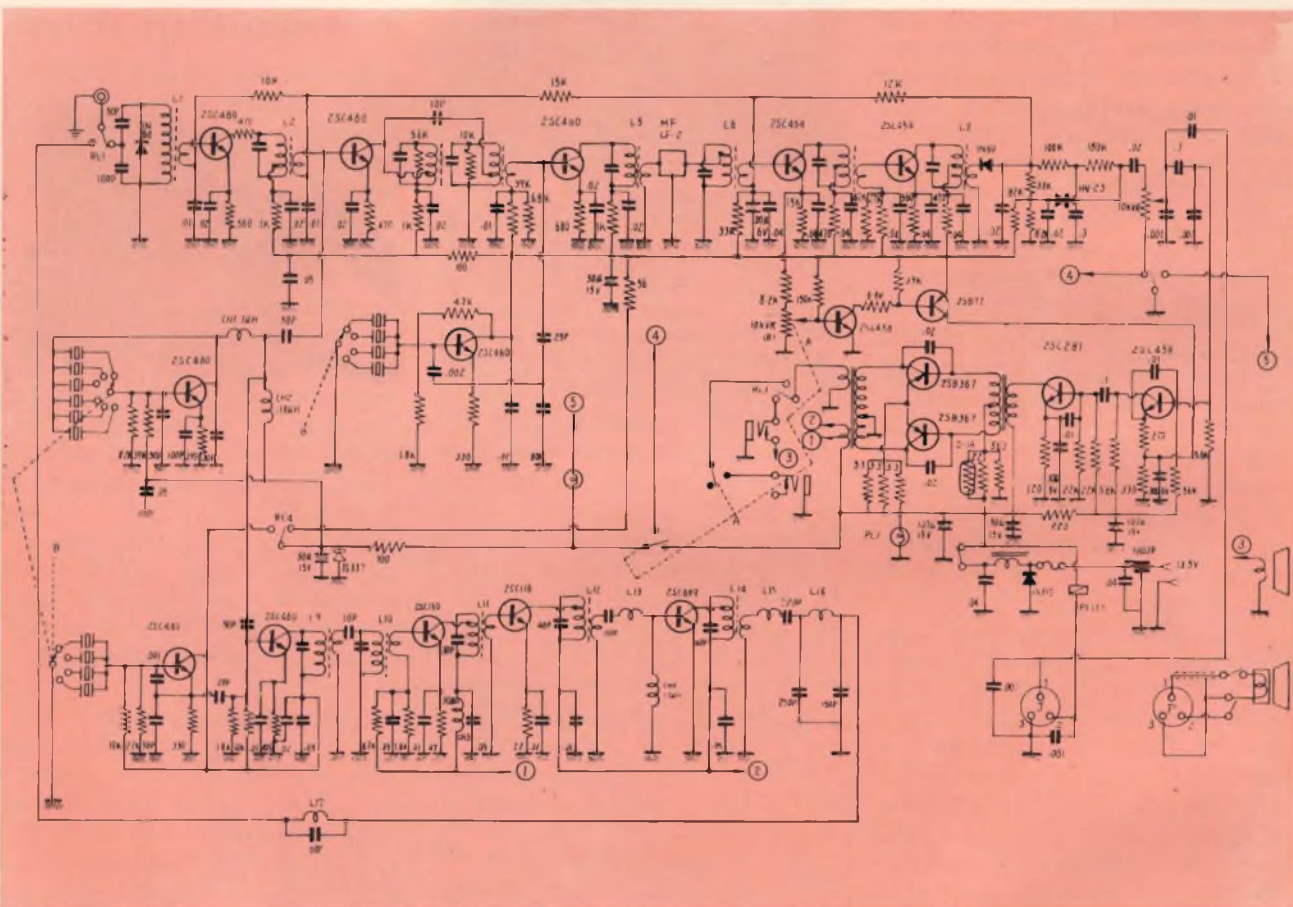
Sezione ricevitore

Circuito supereterodina a doppia conversione - Media frequenza: 1) 10,595-

10,635 MHz; 2) 455 kHz con filtro ceramico - Stabilità di frequenza: 0,005% - Sensibilità: 0,7 μ V (1000 Hz - 30% di modulazione) - Potenza B.F.: 3 - 4 W - Consumo: 250 mA (senza segnale) 800 mA max.

Caratteristiche generali

Contentitore metallico - Limitatore di disturbo - Altoparlante incorporato - 24 canali controllati a quarzo - 18 transistori - Gamma di emissione: 26,695 ÷ 27,235 MHz - Presa coassiale per antenna 52 Ω - Alimentazione: 13,5 Vc.c. - Dimensioni: 210x150x60 - Peso: 2,5 kg.



SPETTROFOTOMETRO VELOCE A RAGGI INFRAROSSI

Una delle esplorazioni più veloci e di più alto rendimento di cui si disponga, che copre l'intervallo da 4000 a 650 numeri di onda (cm^{-1}) in appena due minuti, è fornita da un nuovo tipo di spettrofotometro a raggi infrarossi presentato da una società britannica come logico successore dell'apparecchio più economico già largamente affermato dalla stessa ditta costruttrice.

Zone separate per il campione e di riferimento permettono l'impiego di una gamma eccezionalmente vasta di accessori. Il quadro di comando molto semplice include un dispositivo di esplorazione manuale bidirezionale per lo studio rapido dello spettro, per esplorazioni limitate e per analisi dei tempi a lunghezze d'onda fisse.

Il sistema registratore, unico del suo genere, è capace di accogliere rulli di carta millimetrata precedentemente tarata di due misure diverse: carta millimetrata normalizzata A4, o qualsiasi foglio di carta largo da 180 a 210 mm.

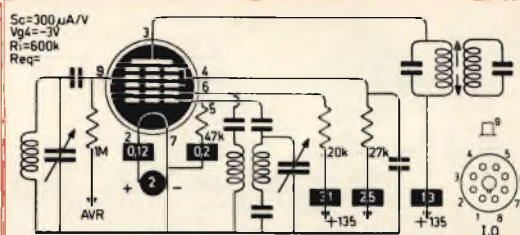
Lo strumento è suscettibile di svariate applicazioni in situazioni dove la sua eccezionale precisione fotometrica lo rende ideale per analisi quantitative e in qualsiasi istituto di insegnamento. Per questo secondo tipo d'impiego si possono aprire i coperchi a cerniera per mettere in evidenza tutti i sistemi ottici ed elettronici.

PRONTUARIO DELLE VALVOLE ELETTRONICHE

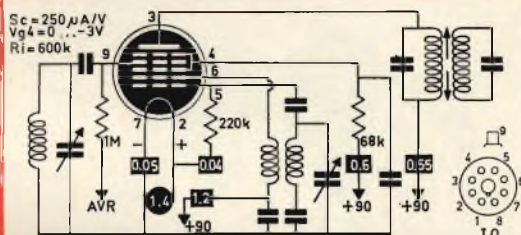
ventesima parte



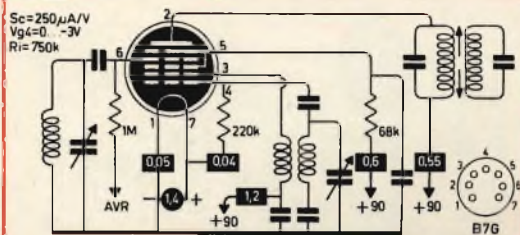
CONVERTITORI DI FREQUENZA



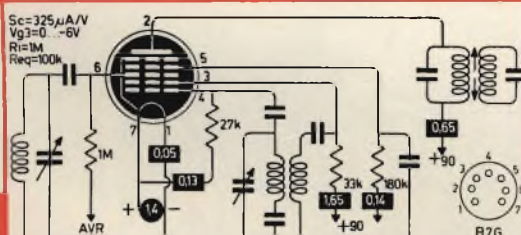
1C7



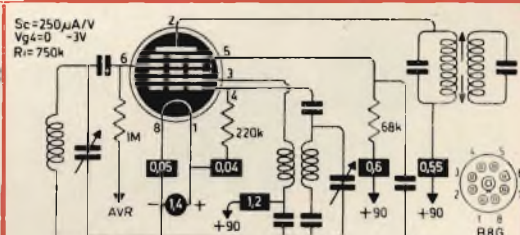
1A7



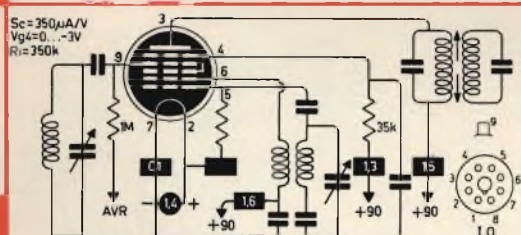
1L6



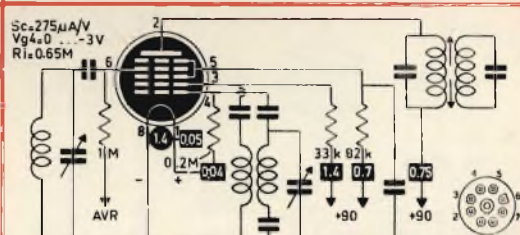
1AC6



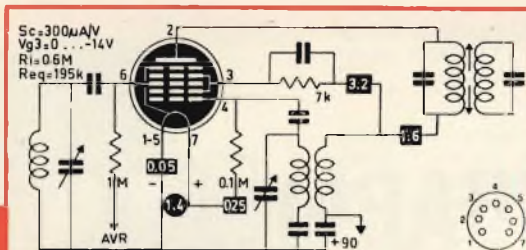
1LA6



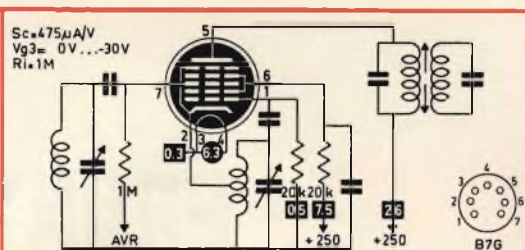
1B7



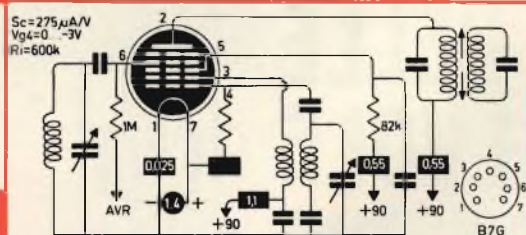
1LC6



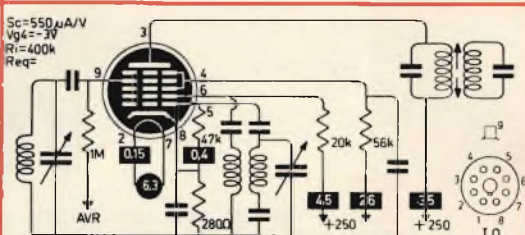
1R5



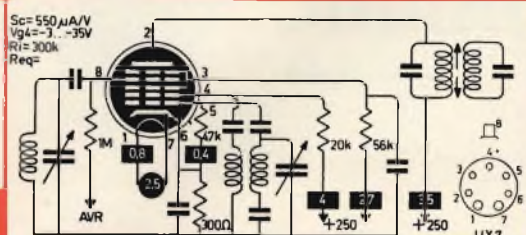
6BE6



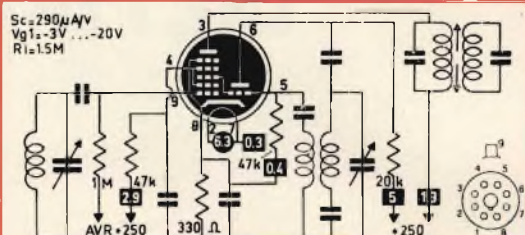
1U6



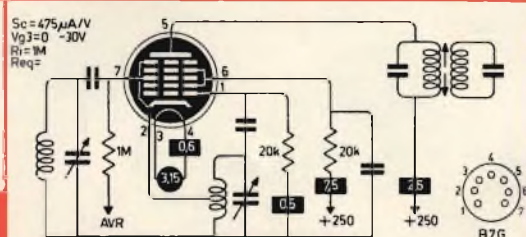
6D8



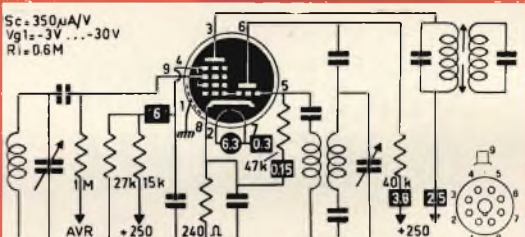
2A7



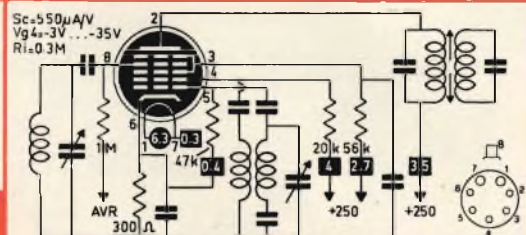
6J8



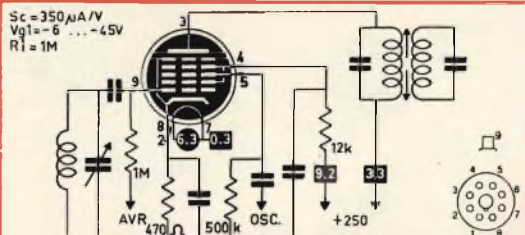
3BE6



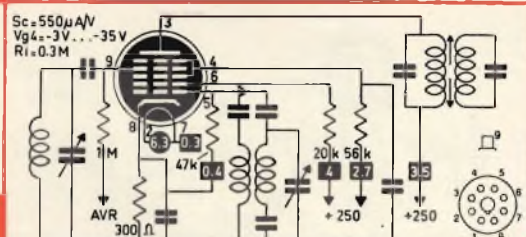
6K8



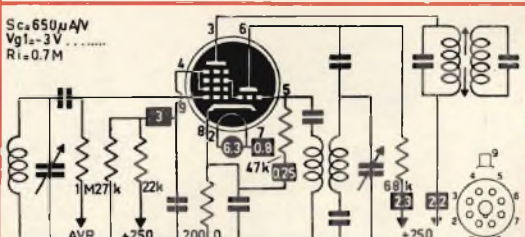
6A7



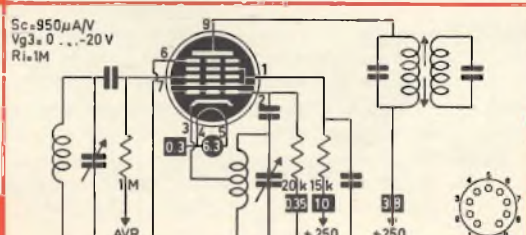
6L7



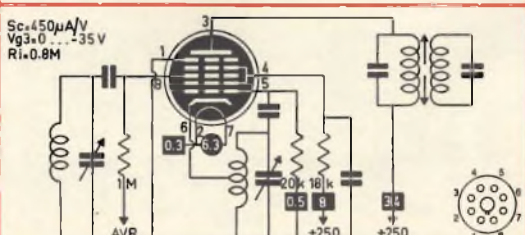
6A8



6P8

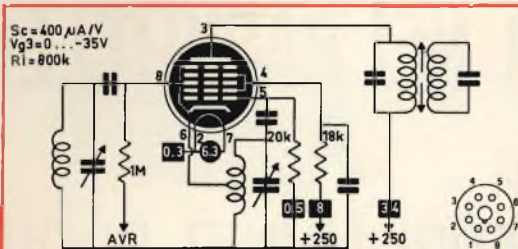


6BA7

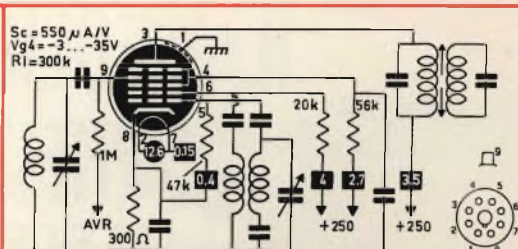


6SA7

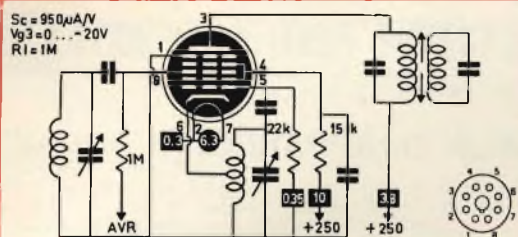
6SA7GT



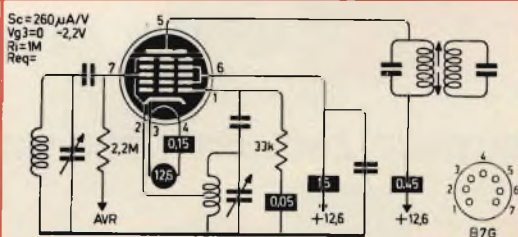
12A8



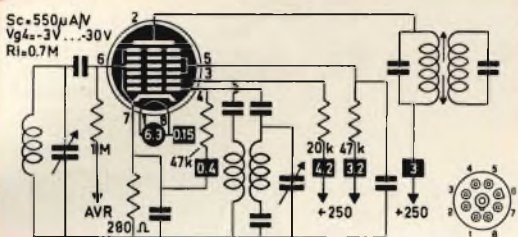
6SB7Y



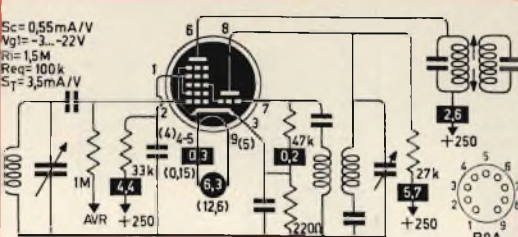
12AD6



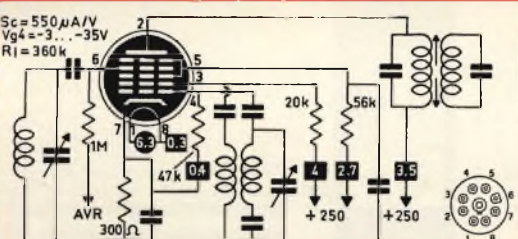
7A8



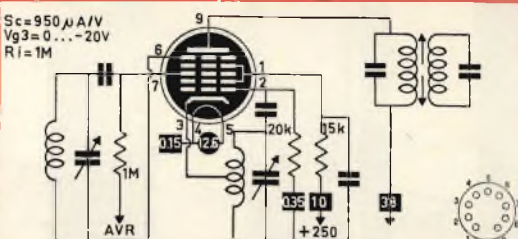
12AH8



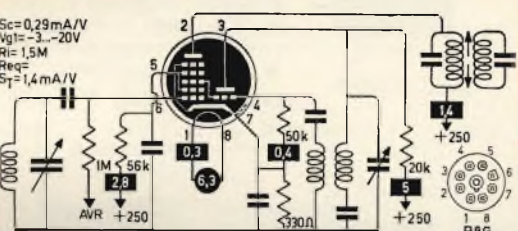
7B8



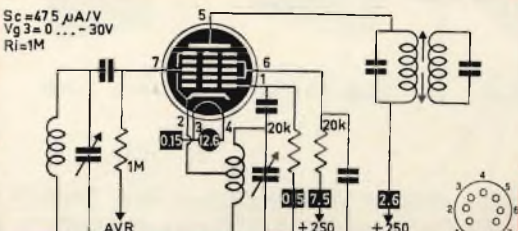
12BA7



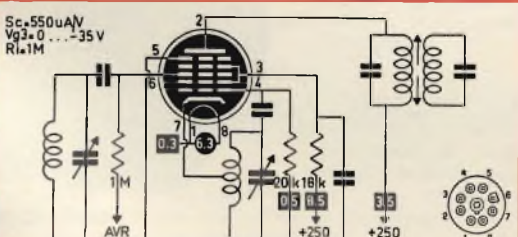
7J7



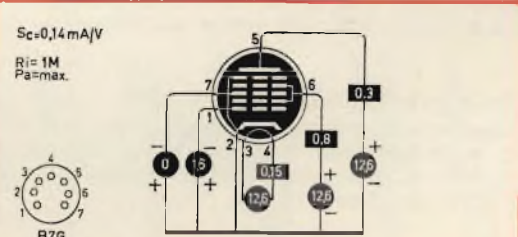
12BE6



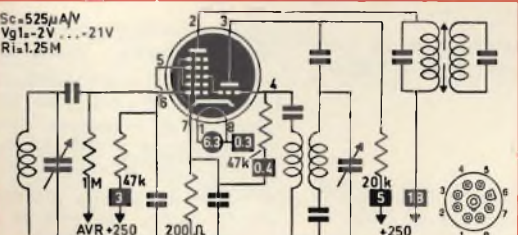
7Q7



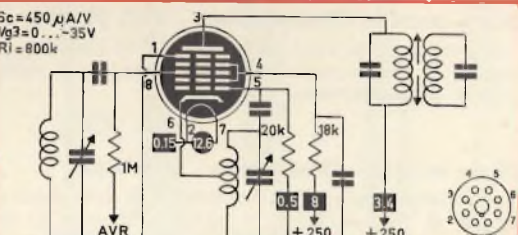
12GA6



7S7



12SA7



IL MEGLIO NEI RADIOTELEFONI "CB-VHF"

RADIOTELEFONI MUNITI DI QUARZI
REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA **G.B.C.**
italiana

DISTRIBUTRICE ESCLUSIVA PER L'ITALIA DI APPARECCHI SOMMERKAMP



Mod. TA-101/F



Mod. TS-510G



Mod. F-900



Mod. TC-2008



Mod. TS-5025S

Ricetrasmittitore portatile «SommerKamp» - Mod. TA-101/F

2 canali (1 controllato a quarzo) ● Limitatore di disturbo e squelch ● 21 transistori 6 diodi, 3 circuiti integrati ● Gamma di emissione: VHF/FM ● Potenza ingresso: 2 W ● Uscita audio: 500 mW ● Alimentazione: 12 Vc.c.

Ricetrasmittitore portatile «Tokay» Mod. TC-2008

6 canali ● Ricevitore e trasmettitore controllati a quarzo ● Limitatore di disturbo e squelch ● 13 transistori, 2 diodi, 1 termistore, 1 varistore ● Gamma di emissione: 27 MHz ● Modulazione: AM ● Potenza di ingresso: 3 W ● Uscita audio: 0,5 W ● Alimentazione: 12 Vc.c.

Ricetrasmittitore portatile «SommerKamp» - Mod. TS-510G

2 canali (1 controllato a quarzo) ● Limitatore di disturbo e squelch ● 13 transistori ● Gamma di emissione: 27 MHz ● Potenza di ingresso: 2 W ● Uscita audio: 500 mW ● Alimentazione: 12 Vc.c.

Ricetrasmittitore portatile «Fieldmaster» - Mod. F-900

2 canali (1 controllato a quarzo) ● Limitatore di disturbo e squelch ● Completo di carica batterie ● 17 transistori, 6 diodi ● Gamma di emissione 27 MHz ● Potenza d'ingresso 2 W ● Uscita audio: 3 mW ● Alimentazione: 12 V.

Ricetrasmittitore per auto «SommerKamp» - Mod. TS-5025S

23 canali controllati a quarzo ● Controllo volume e squelch ● 30 transistori ● Gamma di emissione: 27 MHz ● Potenza ingresso: 5 W ● Uscita audio: 500 mW ● Alimentazione: 12 Vc.c.



Mod. IC-20X

Ricetrasmittitore per auto «SommerKamp» - Mod. IC-20X

12 canali (3 controllati a quarzo) ● Limitatore di disturbo e squelch ● Completo di microfono parla-ascolto ● 30 transistori, 1 FET, 33 diodi, 1 circuito integrato ● Gamma di emissione: VHF/FM ● Potenza ingresso: 20 W ● Uscita audio: 500 mW ● Alimentazione: 12 Vc.c.



Amplificatore lineare Mod. GLV 40/3 per ricetrasmittitori C.B.

Protetto contro inversioni di polarità e cortocircuiti accidentali ● Provvisto di commutazione elettronica RX-TX, Trimmers che permettono agevolmente tutte le regolazioni ● Segnalatore per il controllo dell'uscita e modulazione ● Impedenza entrata/uscita: 52 Ω ● Campo di frequenza: 26,5 $\div$ 30 MHz ● Pilotaggio RF: 0,3 $\div$ 4 W ● Uscita RF: 35 W (1 W ing) ● Alimentazione: 12 Vc.c.

ZA/0165-00

Antenna per radioamatori banda VHF

Antenna 9 elementi ● Frequenza centrobanda: 144 MHz ● Impedenza: 52 Ω ● Guadagno: 14 dB ● Rapporto avanti/indietro: 22 dB ● R.O.S. = 1:1,1 ● Angolo di apertura orizzontale: < 40° — 3 dB

NA/0020-00

Antenna «Ground-Plane» 27 MHz 1/4 d'onda

Particolarmente indicata per stazioni fisse a ricetrasmittitori ● Stilo telescopico e radiatori in alluminio lunghezza: 2950 ● Montaggio su pali da 1" ● Impedenza: 52 Ω

NA/0030-02

Antenna «Ground-Plane» caricata 27 MHz

Particolarmente indicata per stazioni fisse o ricetrasmittenti ● Stilo in fibra di vetro ricoperto da guaina nera ● Radiatori in metallo con elemento centrale isolante ● Montaggio: su palo da 1" ● Lunghezza stilo: 1650 ● Lunghezza radiatori: 740 R.O.S. 1:1,1 ● Impedenza: 50 Ω

NA/0031-00

Antenna direttiva 27 MHz

Particolarmente indicata per stazioni fisse e ricetrasmittitori ● 4 elementi in alluminio ● Guadagno: 11 dB R.O.S. 1:1,1 ● Impedenza: 40 $\div$ 75 Ω regolabile

NA/0033-00

Antenna Dingo 27 MHz 1/2 onda

Particolarmente indicata per stazioni fisse e ricetrasmittitori ● 4 elementi telescopici in alluminio ● Lunghezza totale: 5400 ● Guadagno: 4,25 dB R.O.S. 1:1 ● Impedenza: 50 Ω

NA/0036-00

Antenna tipo Boomerang 27 MHz 1/4 d'onda

Adatta per essere montata su balconi o ringhiera ● Stilo telescopico in alluminio ● Lunghezza totale: 2700 ● R.O.S. = 1:1 ● Impedenza: 52 Ω

NA/0037-00

Antenna a stilo in fibra di vetro per trasmettitori

Inclinazione variabile con snodo a galletto ● Fissaggio: a carrozzeria ● Lunghezza totale: 1000 ● Frequenza di lavoro: 27 MHz

KK/0714-02

Antenna a stilo in fibra di vetro per ricetrasmittitori

STUB di taratura ● Frequenza: 27 MHz ● Inclinazione variabile con snodo ● Rapporto onde stazionarie R.O.S. 1:1 $\div$ 1:1,2 ● Lunghezza totale: 1350 ● Lunghezza cavo: 4 m ● Inclinazione regolabile.

KK/0714-07

Antenna per ricetrasmittenti adatta per imbarcazioni

Stilo in fibra di vetro con guaina bianca ● Inclinazione regolabile ● Supporto in materiale antiurto ● Bobina di carico centrale ● Impedenza: 52 Ω ● R.O.S. = 1:1,1 ● Lunghezza totale: 1940

KK/0714-05

Antenna a stilo in fibra di vetro per ricetrasmittitori

Induttanza incorporata ● Lunghezza totale: 1400 ● Frequenza di lavoro: 27 MHz

KK/0716-02

Antenna a stilo in fibra di vetro per ricetrasmittitori

Inclinazione variabile con snodo a galletto ● Montaggio (o fissaggio): a carrozzeria ● Lunghezza totale: 1700 ● Frequenza di lavoro: 27 $\div$ 30 MHz ● Impedenza: 52 Ω

KK/0718-00

Antenna a stilo in fibra di vetro per ricetrasmittitori

Snodabile con molla alla base ● Montaggio: mediante foro $\varnothing$ 13 ● Lunghezza totale: 1180 ● Lunghezza cavo: 4000 ● Frequenza di lavoro: 144 MHz

KK/0719-02



Ricetrasmittitore per stazioni fisse e mobili «Sommerkamp» Mod. TS600G

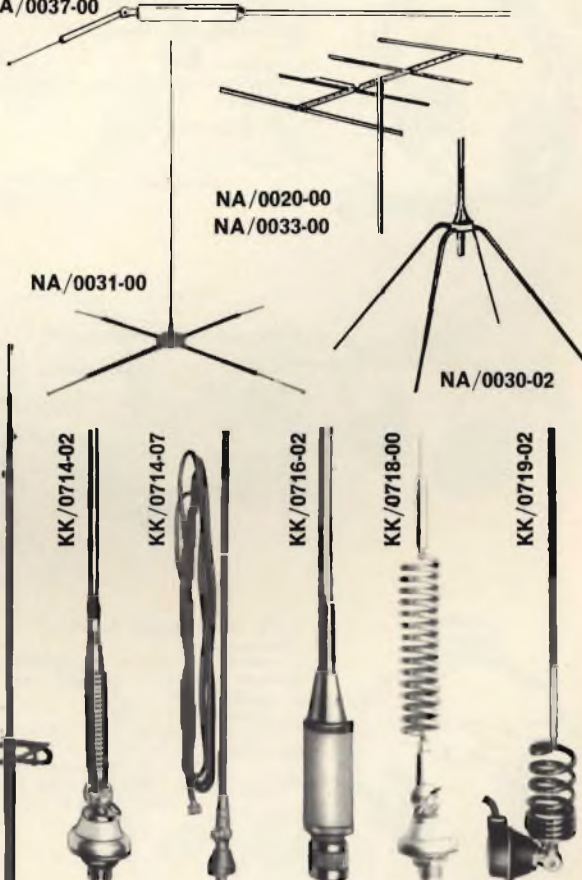
6 canali ● Completo di microfono ● Gamma di emissione: 27 MHz ● 16 transistori + 13 diodi ● Alimentazione: 12 Vc.c.



Ricetrasmittitore per auto e natanti «Sommerkamp» Mod. CB75

23 canali controllati a quarzo ● Controllo di volume e squelch ● Gamma di emissione: 27 MHz ● 30 transistori ● Potenza d'ingresso: 4 W ● Uscita audio 500 mW ● Alimentazione: 12 Vc.c.

NA/0037-00





OMEGA DANASOUND DANASONIC KOSS BEYER SONY



Cuffia magnetica «Omega»

Tipo: normale
Collegamento con 1,20 m di cavo
2 auricolari 5 P.
PP/0306-00 Impedenza: $2 \times 250 \Omega$
PP/0308-00 Impedenza: $2 \times 500 \Omega$
PP/0310-00 Impedenza: $2 \times 1000 \Omega$



Cuffia stereofonica «Koss»

Archetto: in nylon flessibile regolabile
Cuscinetti: in gomma espansa
Impedenza: 300Ω per canale
Campo di frequenza: $20 \div 20.000 \text{ Hz}$
Distorsione armonica: $< 0,5\%$
K/711
PP/0396-10



Cuffia magnetica «Omega»

Tipo: normale
Collegamento con 1,20 m di cavo
2 auricolari 5 P.
Impedenza: $2 \times 2.000 \Omega$
PP/0315-00

Cuffia magnetica «Omega»

Tipo: standard
2 auricolari 5 R.
Altre caratteristiche come PP/0315-00
PP/0316-00

Cuffia magnetica «Omega»

Tipo: extra
2 auricolari 5 I.
Altre caratteristiche come PP/0315-00
PP/0317-00



Cuffia stereofonica «Koss»

Archetto: gomma soffice con supporto regolabile
Cuscinetti: in vinile
con interno in gomma spugnosa
Impedenza: $4 \div 16 \Omega$
Potenza max: 60 W per canale
Campo di frequenza: $10 \div 15.000 \text{ Hz}$
Distorsione a 143 dB: 1%
K 6
PP/0395-00



Cuffie magnetiche «Danasound»

Tipo: radio
Archetto: materia plastica flessibile
Potenza max: 50 mVA
Campo di frequenza: $100 \div 3.700 \text{ Hz}$
Sensibilità a 1.000 Hz: 116 dB
rif. a $2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bar}/1 \text{ mVA}$
PP/0330-00 Impedenza: 500Ω
PP/0333-00 Impedenza: 1.000Ω
PP/0336-00 Impedenza: 2.000Ω



Cuffia stereofonica professionale «Koss»

Archetto: gomma soffice con supporto regolabile
Cuscinetti: contenenti un liquido speciale
Impedenza: $4 \div 50 \Omega$
Potenza max: 60 W
Campo di frequenza: $30 \div 20.000 \text{ Hz}$
Distorsione a 120 dB: $< 1\%$
PRO-4 A
PP/0396-01



Cuffia con ricevitore induttivo «Danasonic»

Consente la ricezione da parte di più persone eliminando il vincolo del cavo di collegamento.
Alimentazione con pile
Campo di frequenza: $100 \div 3.300 \text{ Hz}$
Sensibilità a 1.000 Hz: 95 dB
rif. a $2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bar}/100 \mu\text{Oe}$
Massimo livello d'uscita a 1.000 Hz: 102 dB rif. a $2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bar}$
Peso: 207 g
1348-01
PP/0375-00



Cuffia elettrostatica stereo «Koss»

Forcella in acciaio inossidabile
Cuscinetti contenenti un liquido speciale
Campo di frequenza: $10 \div 15.000 \text{ Hz}$
Impedenza: da $4 \div 100 \Omega$
Sensibilità a 1000 Hz 90 dB
ESP-6
PP/0397-00

GUARDARLE È BELLO ... ASCOLTARLE È MEGLIO ...



Scatola di derivazione «Koss»
Consente il comando delle cuffie stereo-
foniche e dell'altoparlante ad una certa
distanza dell'apparecchio.
Impedenza: $4 \div 16 \Omega$
Dimensioni: 147 x 66 x 77
T-5
PP/0398-00



Cuffia stereo
Archetto: in acciaio ricoperto in finta pelle
Cuscinetti: in gomma ricoperta in finta pelle
Corredato di comando bilanciamento ca-
nali e interruttore mono-stereo.
Campo di frequenza: $50 \div 19.000$ Hz
Potenza max: 0,5 W
Impedenza: 8Ω
PP/0409-00



Scatola di raccordo «Koss»
Questo apparecchio consente l'ascolto
individuale a 5 persone contempora-
neamente. Esso è particolarmente adatto per
scuole, biblioteche, sale di ascolto dischi
ecc.
T-4
PP/0399-00



Cuffia con microfono
Archetto: in acciaio ricoperto in vinile
Impedenza: 8Ω
Potenza max: 1 W
Impedenza microfono: 200 Ω
Sensibilità: -84 dB
HF 204
PP/0452-00



Cuffia stereofonica
Archetto: in vinile con supporto regolabile
Cuscinetti: gomma soffice
Campo di frequenza: $50 \div 12.000$ Hz
Potenza max: 300 mW
Impedenza: 8Ω
SH 650
PP/0407-00



Cuffia stereofonica «Sony»
Archetto: in gomma con supporto
regolabile
Cuscinetti: materiale speciale
Campo di frequenza: $50 \div 17.000$ Hz
Potenza di uscita max: 100 mW
Impedenza d'ingresso: 8Ω
Peso: 200 g
DR-4A
PP/0420-00



Cuffia stereofonica
Archetto: doppio in acciaio
ricoperto in vinile
Cuscinetti: in gomma soffice
Campo di frequenza: $20 \div 12.000$ Hz
Potenza massima: 200 mW
Sensibilità: 110 db a 1 KHz
Impedenza: 8Ω
ST-9000
PP/0408-10



Cuffia stereofonica «Sony»
Archetto: doppio in vinile con supporto
regolabile
Cuscinetti: materiale speciale
Campo di frequenza: $50 \div 17.000$ Hz
Potenza di uscita max: 100 mW
Impedenza d'ingresso: 8Ω
Peso: 425 g
DR-5A
PP/0422-00



ELAC



il cambiadischi stereo più...

CAMBIADISCHI STEREO ELAC MOD. MIRACORD 610

Cambiadischi stereo HI-FI completamente automatico, con possibilità d'impiego come giradischi a funzionamento continuo • 4 velocità • Motore

asincrono a quattro poli • Braccio in lega leggera • Pressione d'appoggio regolabile da 0 a 6 g • Dispositivo di compensazione antiskating • Comandi a tasto • Completo di cartuccia STS 244-17 • Alimentazione 110 ÷ 220 V - 50/60 Hz • Peso del piatto 1,3 kg • Dimensioni 340 x 270 mm.

nuovissimo - pratico - completo



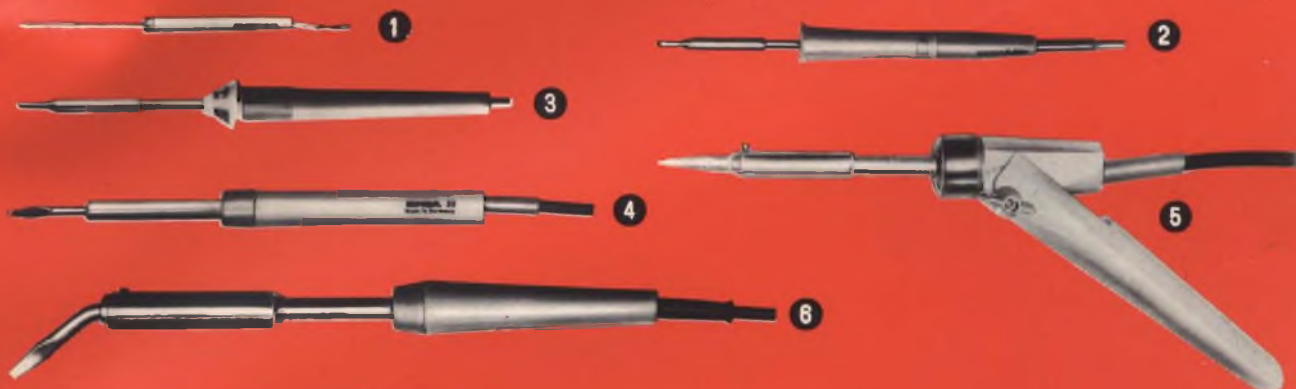
IN VENDITA PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE

G.B.C.
italiana

IN ITALIA.

SALDATORI

ERSA



SERIE MINIATURA

Tipo	Fig.	Descrizione	Potenza W	Aliment. V	Temperatura di punta	Lung. mm.	Peso g (senza cavo)	Codice G.B.C.
Minor	1	Microsaldatore a matita per saldature di precisione (anche sotto microscopio) su microcircuiti.	5	6 *	315°C in 20"	138	4,5	LU/3500-00
Multitip	2	Le tre versioni sono a matita, trasformabili in saldatori a pistola.						
		8 W: per saldature miniatura su circuiti stampati, microcircuiti.	8	6 * 220	270°C in 90"	155	18	LU/3510-00 LU/3590-00
		15 W: per circuiti stampati, piccole connessioni di relè, avvolgimenti.	15	6 * 220	350°C in 60"	192	20	LU/3540-00 LU/3600-00
		25 W: per saldature di medie dimensioni, su connettori, strisce di ripartizione, circuiti stampati.	25	6 * 220	430°C in 60"	208	26	LU/3550-00 LU/3640-00
SERIE STANDARD								
Tip 16	3	A matita, ultraleggero ed a punta sottile per saldature su circuiti miniatura.	16	220	340°C in 60"	213	30	LU/3620-00
30 K/30 30 K/40	4	E' il saldatore ERSA più diffuso. A matita, facile da maneggiare; adatto per impieghi su radio e TV.	30 40	220 220	380°C in 2' 420°C in 2'	250 250	250 250	LU/3650-00 LU/3680-00
Varius	5	Saldatore industriale estremamente robusto e ad alto rendimento per saldature in serie. Manico orientabile che permette di adottare la posizione più funzionale; trasformabile in saldatore fisso da banco mediante supporto.	50	220	430°C in 140"	280	110	LU/3730-00
50 80 150	6	Saldatori standard di media ed alta potenza. Adatti per saldature di massa o comunque relativamente grandi. Le resistenze incorporate e le punte sono sostituibili.	50 80 150	220 220 220	400°C in 3' 410°C in 3' 470°C in 3'	302 330 350	300 380 460	LU/3710-00 LU/3780-00 LU/3850-00

* Per i 6 V usare batteria od alimentatori tipo LU/4280-00 - LU/4290-00.

puntate
slcurl

Mod. TS 140 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

VOLT C.C. 8 portate: 100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V - 100 V - 300 V - 1000 V
VOLT C.A. 7 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
AMP. C.C. 6 portate: 50 μ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A. 4 portate: 250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS 6 portate: $\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$
REATTANZA 1 portata: da 0 a 10 M Ω
FREQUENZA 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA 7 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL 6 portate: da -10 dB a +70 dB
CAPACITA' 4 portate: da 0 a 0,5 μ F (aliment. rete) - da 0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F - da 0 a 5000 μ F (aliment. batteria)

Mod. TS 160 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE

VOLT C.C. 8 portate: 150 mV - 1 V - 1,5 V - 5 V - 30 V - 50 V - 250 V - 1000 V
VOLT C.A. 6 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V
AMP. C.C. 7 portate: 25 μ A - 50 μ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A. 4 portate: 250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS 6 portate: $\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$
REATTANZA 1 portata: da 0 a 10 M Ω
FREQUENZA 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA 6 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V
DECIBEL 5 portate: da -10 dB a +70 dB
CAPACITA' 4 portate: da 0 a 0,5 μ F (aliment. rete) - da 0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F - da 0 a 5000 μ F (aliment. batteria)

MISURE DI INGOMBRO

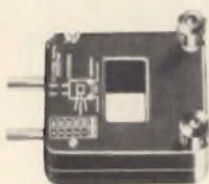
mm. 150 x 110 x 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 600

ITALY **Cassinelli & C**

20151 Milano ■ Via Gradisca, 4 ■ Telefoni 30.5241 / 30.5247 / 30.80.783

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA



**RIDUTTORE PER
CORRENTE
ALTERNATA**

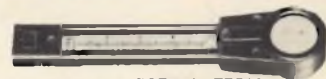
Mod. TA 6/N
portata 25 A -
50 A - 100 A -
200 A



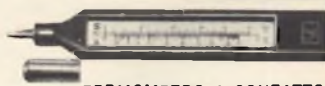
DERIVATORE PER Mod. SH/150 portata 150 A
CORRENTE CONTINUA Mod. SH/30 portata 30 A



PUNTALE ALTA TENSIONE
Mod. VC 1/N portata 25.000 V c.c.



CELLULA FOTOELETTRICA
Mod. L1/N campo di misura da 0 a 20.000 LUX



TERMOMETRO A CONTATTO
Mod. T 1/N campo di misura da -25° a +250°

DEPOSITI IN ITALIA:

BARI - Biagio Grimaldi
Via Buccari, 13
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi, 2/10
CATANIA - RIEM
Via Cadamosto, 18

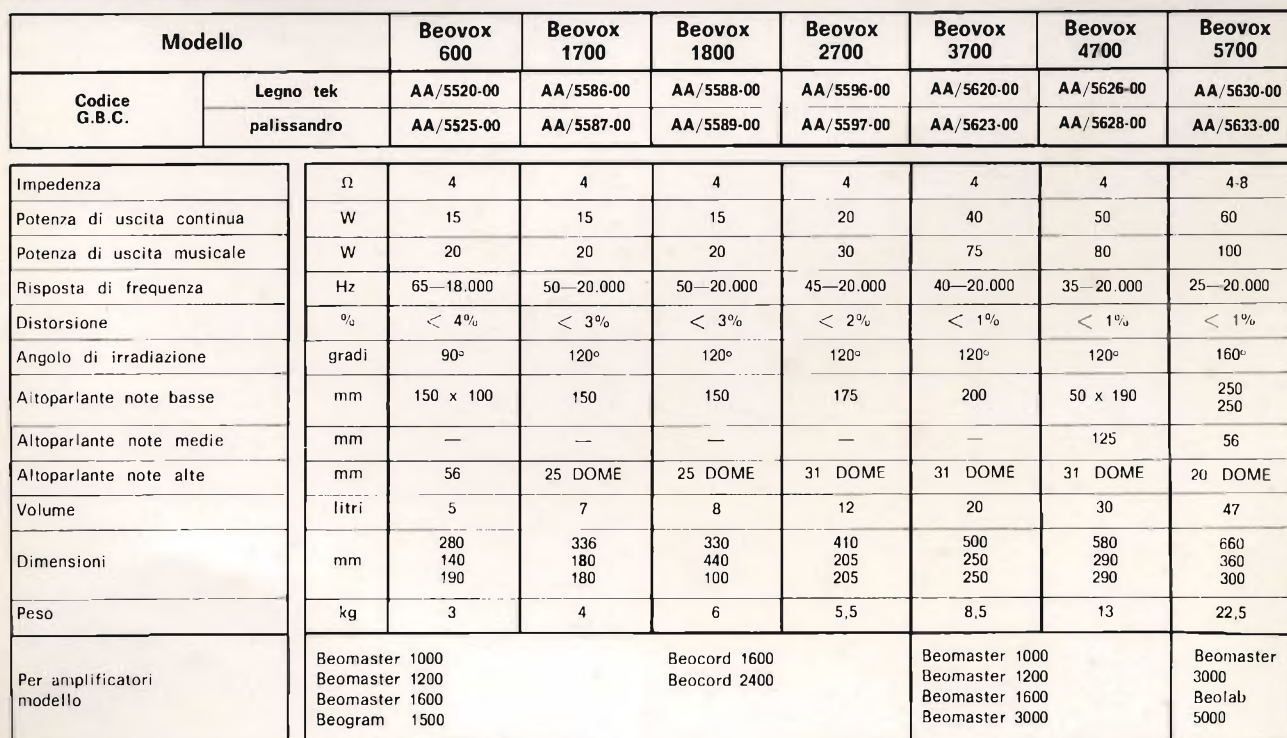
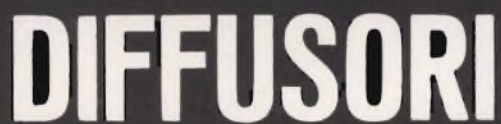
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolomeo, 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago, 18
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so D. degli Abruzzi, 58 bis

PADOVA - Luigi Benedetti
C.so V. Emanuele, 103/3
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe
Via Tiburtina, trav. 304
ROMA - Tardini di E. Cereda e C.
Via Amatrice, 15

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI
DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV

MOD. TS 140 L. 12.300 franco nostro
MOD. TS 160 L. 14.300 stabilimento

scale
a 5 colori





isonetta

Kompaktbox



Il piccolo diffusore per grandi prestazioni HI-FI
Valorizza ogni impianto audio, dalla stereofonia
all'autoradio

Le eccezionali qualità del diffusore Isonetta
Kompakt box si scoprono solo ascoltandolo

Si consiglia di chiedere dimostrazioni presso tutti
i punti dell'organizzazione GBC. Sarà una cosa
sorprendente

CARATTERISTICHE TECNICHE

Potenza musicale:	8 W
Impedenza nominale:	5 Ω
Gamma di frequenza:	200 $\div$ 20.000 Hz
Equipaggiamento:	
1 altoparlante speciale a banda larga $\varnothing$ 65 mm, con sospensione pneumatica della membrana - 1 cordone di collegamento, con spina normalizzata, lungo 2 m.	
Dimensioni:	Altezza 110 mm - sfera $\varnothing$ 90 mm
Involucro:	in materia plastica anti urto