

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica



N. 11 - NOVEMBRE 1970

Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70 LIRE 500

Compact Cassette BASF: stelle di prima grandezza che entusiasmano



Con le Compact Cassette BASF siete sempre « al vertice ». Potete registrare tutto e dovunque, non è fantastico? Il successo della settimana, la esaltante musica Flamenco in Spagna, la sensazionale orchestra Beat nel parco. Sempre il proprio programma, per le ferie, per l'auto, per la serata piacevole. Sia in mono che in stereofonia, il prezioso Nastro Magnetico BASF low noise hifi ha un bassissimo rumore di fondo, il che significa massima fedeltà sonora con il minimo formato.



E la nota caratteristica è costituita dalla elegantissima confezione in materia plastica, antipolvere, infrangibile. Pratica per l'archiviazione. Pratica per la spedizione a mezzo posta. Sempre pronta all'uso, per la registrazione di programmi radio, riprese sonore, riproduzioni. Sono stelle di prima grandezza che entusiasmano, le Compact Cassette BASF.

Badische Anilin- & Soda-Fabrik AG
6700 Ludwigshafen



SASEA
20146 Milano - Via P. Rondoni, 1
Tel. 4248



Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

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

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

- VOLTS C.C.:** 7 portate: con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
- VOLTS C.A.:** 6 portate: con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
- AMP. C.C.:** 6 portate: 50 μ A - 500 μ A - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
- AMP. C.A.:** 5 portate: 250 μ A - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
- OHMS:** 6 portate: Ω : 10 - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1000$ - $\Omega \times 10000$ (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megohms).
- Rivelatore di REATTANZA:** 1 portate: da 0 a 10 Megohms.
- 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 Jenaglia modello «Amperclamp»** per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.
- Prova transistori a prova diodi modello «Transtest» 662 I.C.E.**
- Shunts supplementari** per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.
- Volt - ohmetro a Transistori** di altissima sensibilità.
- Sonda a puntale per prova temperatura** da -30 a +200 °C.
- Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.:** Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.
- Puntale mod. 18 per prova di ALTA TENSIONE.** 25000 V. C.C.
- Luxmetro** per portate da 0 a 16.000 Lux. mod. 24.

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

Speciale circuito elettrico Brevettato di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche mille volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. **IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra.

IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIO-TECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!



INSUPERABILE!

IL PIU' PRECISO!

IL PIU' COMPLETO!

PREZZO

eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

LIRE 12.500 !!

franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna

omaggio del relativo astuccio !!!

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

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

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



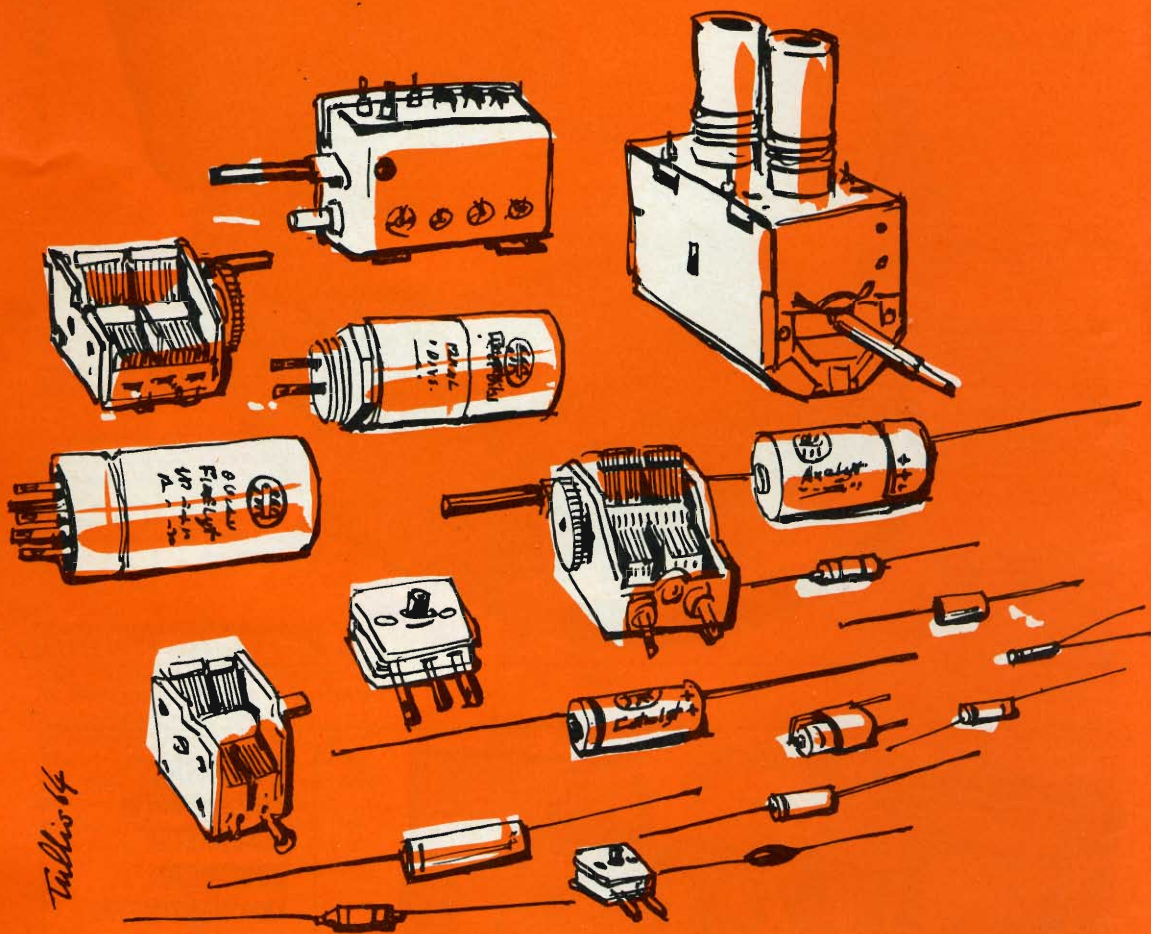
STRUMENTI DI ALTA PRECISIONE PER TUTTE LE MISURE ELETTRICHE



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

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

componenti per radio e televisione

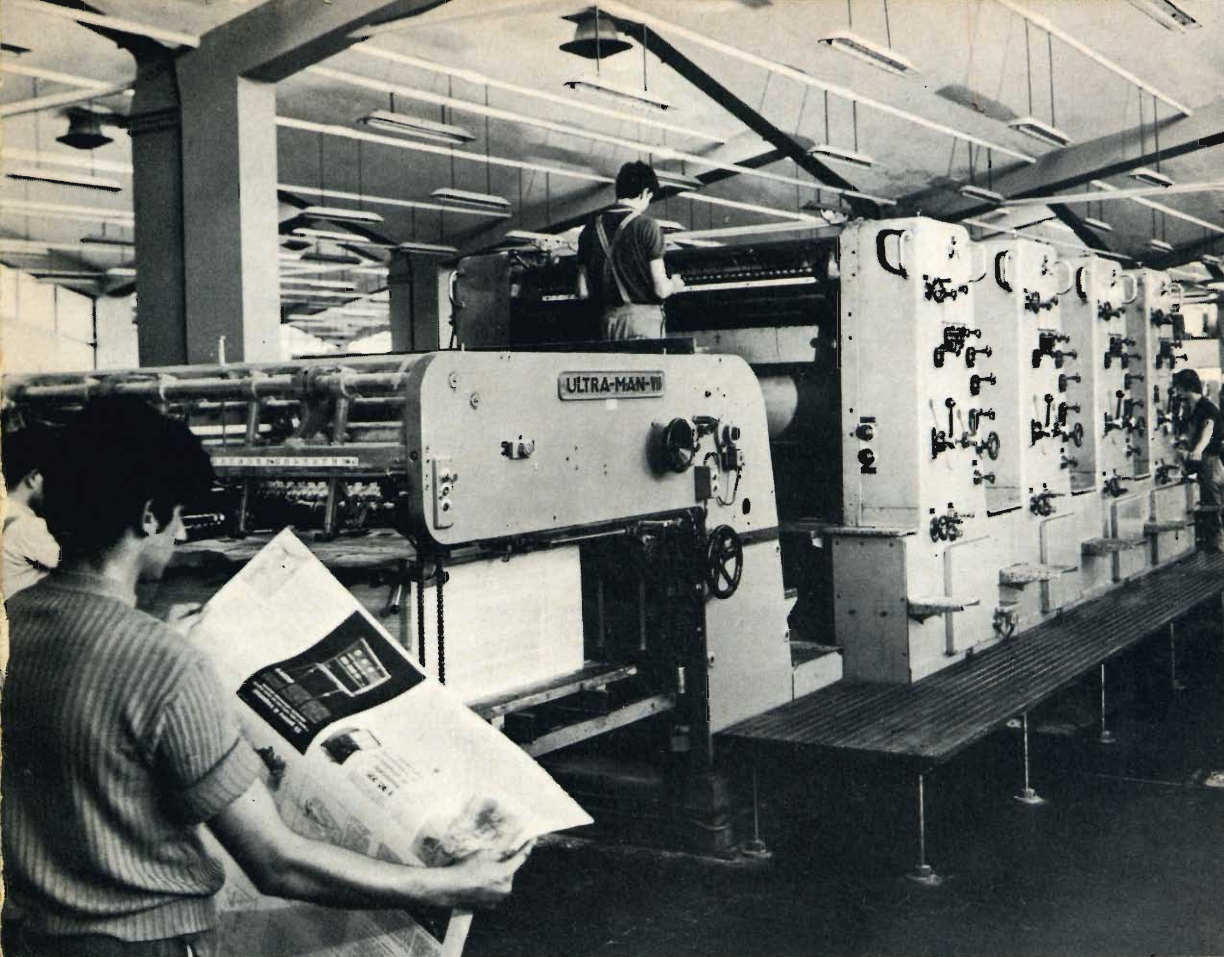


Tullio 64



DUCATI elettrotecnica **MICROFARAD**





la tradizione delle nostre riviste è il costante miglioramento

Le nostre riviste non hanno bisogno di presentazione.

Sono considerate le più autorevoli pubblicazioni italiane nel loro campo; per questo motivo ricevono inviti da ogni mostra elettronica, in qualsiasi parte del mondo avvenga.

Il loro successo dipende in gran parte dalla tempestività delle informazioni e dall'attualità degli articoli.

Gli abbonati alle nostre riviste ricevono direttamente, con anticipo, le informazioni sui progressi raggiunti in ogni Paese.

Abbonarsi alle nostre riviste significa quindi procurarsi uno strumento di lavoro e di con-

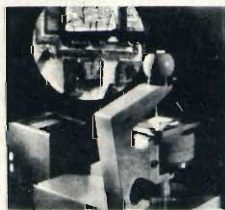
sultazione unico, oltre agli omaggi consistenti nei volumi tecnici tanto richiesti, da esaurirsi in brevissimo tempo ad ogni edizione. Ma i nostri abbonati non si devono preoccupare per assicurarsi tali volumi: per loro sono automaticamente prenotati, per cui li ricevono gratis a domicilio.

Fra le pagine di questo fascicolo ci sono dei bollettini di conto corrente postale. Servitevene: è un mezzo rapido e sicuro per sottoscrivere gli abbonamenti.

Ve lo suggeriamo cordialmente

elettronica *CGI*

n 1
LIRE 650



Sperimentare

SELEZIONE
RADIO - TV



GENNAIO
1971
LIRE
500



da leggere subito

Scusate il titolo perentorio, ma vi dobbiamo dare una notizia urgente, e siamo sicuri che l'accoglierete con favore. Per non farvi attendere troppo, vi diciamo subito che, dal 1° Gennaio 1971, « Sperimentare » e « Selezione Radio TV » si fonderanno in una rivista sola.

Ci chiederete, ora, donde viene tanta nostra sicurezza di avere interpretato i vostri desideri. La risposta è assai semplice: il suggerimento ci è stato dato proprio da molti di voi, nelle lettere che riceviamo ogni giorno. Abbiamo riflettuto a lungo, valutato il pro e il contro, e concluso che avete ragione.

Rifacciamo un po' di storia. Selezione Radio TV nacque nel 1957. A quell'epoca era un fascicoletto esile esile, con poche paginette nelle quali dovevano coabitare tutti gli argomenti. Non dimentichiamo che l'elettronica di 13 anni fa, ai giorni nostri è quasi oggetto di antiquariato. Allora la rivista andava bene così. Erano le circostanze di tempo e di sviluppo tecnico del momento che davano dimensioni e valore alla rivista.

Poi, come in tutte le cose, vi fu l'evoluzione e la rivista diventò grande, sempre più grande.

Quando compì 10 anni, esattamente nel 1967, su molte istanze di lettori che volevano cose « facili » fu creato « Sperimentare » dal contenuto accessibile e gaio, che non occorre vi spieghiamo perché lo conoscete.

L'evoluzione, tuttavia, è come un fluido che arriva dovunque. Ascoltate bene questo fatto singolare: dapprima si è evoluta la tecnica, poi si sono evoluti i tecnici.

Una volta per codesti cicli occorreano dei secoli; ai giorni nostri bastano pochi lustri per dover cambiare o modificare dei sistemi e adattarli alla realtà che si trasforma. Siete quindi voi, lettori, gli evoluti a tal punto da poter estendere le vostre ricerche, i vostri studi, le vostre sperimentazioni, dal campo introduttivo al campo propriamente tecnico, e comprenderli entrambi.

È per altro singolare, il fatto che, anche il tecnico finito, trova assai sovente interesse e guida nella parte ampiamente descritta di « Sperimentare ». Allo stesso modo un grande musicista non disdegna di interpretare la Serenata di Schubert, che sembra musica per dilettanti, poiché vi trova diletto per lo spirito, in determinati momenti, quando ne può trovare in altri nella complessa dodecaфонia di Schoenberg, adatta ai virtuosissimi.

Ora i nostri tecnici, molti dei quali sono anche insegnanti, sentono la necessità di avere a portata di mano le notizie, gli studi, le informazioni sull'elettronica a tutti i livelli.

Fino alla fine del 1970 questo servizio sarà reso da due riviste separate; ciò ha messo finora molti lettori nella necessità di sottoscrivere due

abbonamenti, tenere due raccolte occupando più spazio, procedere a doppie consultazioni e così via. Dal 1971 la pubblicazione, per tutti, sarà una sola. Tutto semplificato e nessuna perplessità sulle scelte.

Come apparirà la nuova rivista? Avrà il formato di « Sperimentare » poiché le pagine più grandi si adatteranno meglio all'ampliamento del contenuto.

Il numero delle pagine risulterà naturalmente superiore a quello di « Sperimentare ». Gli argomenti saranno, come già detto, quelli di « Selezione Radio TV » più quelli di « Sperimentare ».

A questo proposito riteniamo opportuno assicurare i lettori che la Redazione avrà cura di dosare opportunamente gli argomenti, e di cercare, come sempre, quelli che veramente interessano. In tal modo il lettore, qualunque sia il suo grado di preparazione, troverà diletto e profitto nella lettura dalla prima all'ultima pagina.

Ed ora viene il momento psicologico.

Nel riunire le riviste ci siamo preoccupati di non « spezzare » quel « qualche cosa » che tiene unite le pubblicazioni ai lettori. Il « qualche cosa » che scende nelle profondità dell'animo è simboleggiato dal titolo. I titoli, nel nostro caso, sono due, cosicché abbiamo deciso di conservarli entrambi. La nuova rivista si chiamerà « Selezione Radio TV » e « Sperimentare ». Avrete il vantaggio di poterla chiedere con l'uno o con l'altro nome, e vi sarà comunque consegnata. Infatti, ultima notizia che vi dobbiamo dare, la rivista unificata la si potrà acquistare dai giornalai, oltre che prenotare in abbonamento. Confidiamo sempre nella vostra simpatia. Se noi viviamo, lo dobbiamo a voi, e in segno di gratitudine cercheremo di servirvi sempre meglio.

Noi teniamo gli occhi puntati su tutto il mondo, e distilliamo per voi ogni novità che merita di essere conosciuta. Grazie per la vostra costante amicizia.

campagna abbonamenti 1971

Offerta speciale per chi si abbona entro il 15-1-1971

« Selezione R. TV - Sperimentare » L. 5.000
 « Catalogo **G.B.C.** HT ÷ OO » » 6.000
 di circa 950 pagine

« Carta di sconto G.B.C. » ~~L. 11.000~~
Offerta speciale L. 5.000

« Elettronica Oggi » L. 6.000
 « Catalogo **G.B.C.** HT ÷ OO » » 6.000
 di circa 950 pagine

« Carta di sconto G.B.C. » ~~L. 12.000~~
Offerta Speciale L. 6.000

« Selezione R. TV - Sperimentare » L. 5.000
 « Elettronica Oggi » » 6.000
 « Catalogo **G.B.C.** HT ÷ OO » » 6.000
 di circa 950 pagine

« Prontuario intercambiabilità dei transistori » » 500
 « Carta di sconto G.B.C. » ~~L. 17.500~~
Offerta speciale L. 9.900

Ci si può abbonare usando il modulo di c/c postale inserito fra le pagine di questa rivista, oppure presso i punti di vendita della G.B.C. in Italia.

Abbonato



SELEZIONE RADIO - TV



elettronica oggi

Sperimentare

Sperimentare

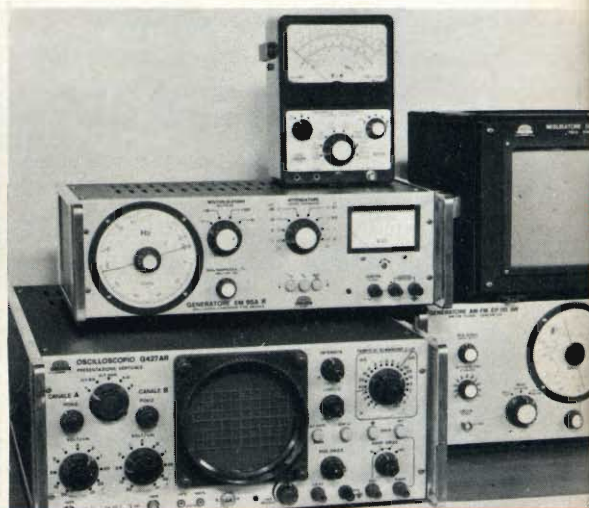
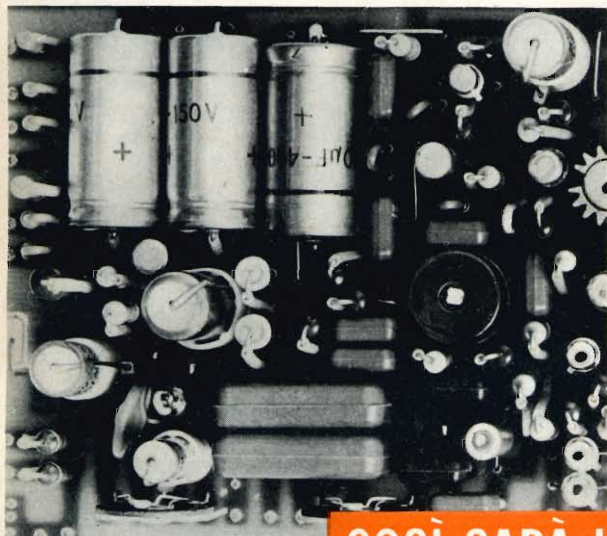
**SELEZIONE
RADIO - TV**

di **tecnica**

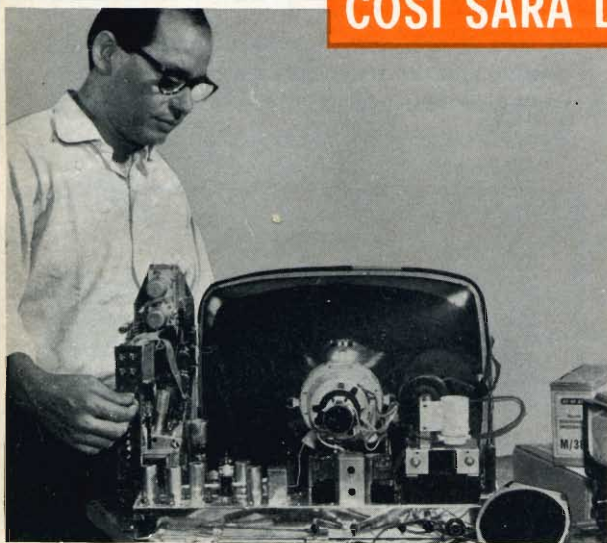
**GENNAIO
1971**

1

**LIRE
500**



COSÌ SARÀ LA NUOVA COPERTINA



ARGENTINA Pesos 8
AUSTRALIA \$ Au. 2
AUSTRIA Sc. 27,50
BELGIO Fr. Bg. 61,50
BRASILE Crs. 10,50
CANADA \$ Can. 2,50
CILE Esc. 12,50

DANIMARCA Kr. D. 8
EGITTO Leg. 1,5
ETIOPIA \$ et. 3,50
FRANCIA Fr. Fr. 5
GERMANIA D.M. 4
GIAPPONE Yen 8
GRECIA D.Z. 34,50

INGHILTERRA Lgs. 0,10
ISRAELE L.I. 4,50
JUGOSLAVIA Din. 14
LIBANO P.L. 450
LIBIA Pts. 45
LUSSEMBURGO Fr. Bg. 51,50
MALTA Lgs. 0,10

NORVEGIA Kr. N. 7,50
OLANDA F.OI. 4
PERU' Sol.
POLONIA Zloty 125
PORTOGALLO Esc. 30
SPAGNA Pts. 34,50
SUD AFRICA R 180

SVIZZERA Kr. S. 5
SVIZZERA Fr. S. 4,50
TURCHIA L.T. 22
U.R.S.S. ryb 2
URUGUAY \$ u
U.S.A. \$ 2,10
VENEZUELA Bs. 9,50

S O M M A R I O

In copertina:		Microscopio elettronico dell'Istituto di ricerche « G. Donegani »
Redazionale	1931	TV a colori e ospedali problemi complementari
Bassa frequenza	1933	Nuove idee sui circuiti di amplificazione in classe « B »
	1945	Amplificatore B.F. Hi-Fi da 70 W completo di alimentatore e preamplificatore - III parte
Strumenti e misure di laboratorio	1953	Strumento per la misura del fattore di distorsione - II parte
	1959	Costruzione di un semplice strumento per la misura del rapporto di onde stazionarie
L'ABC dell'elettronica	1967	Principi di funzionamento e di calcolo degli ohmetri funzionanti con alimentazione a batterie
Elettronica industriale	1971	Come ridurre il tempo di progettazione degli amplificatori differenziali.
	1977	Il triac e le sue applicazioni nei sistemi di comando in alternata - II parte
Caratteristiche dei componenti	1983	Mc 1352 P impiego dei circuiti integrati in televisione
Laboratorio fotografico	1989	Temporizzatore universale per camera oscura
Servizio speciale	2000	Wnew FM stereo in New York
Note di servizio	2002	Dispositivo Sony di raccordo tra proiettore e telecamera
Studi e brevetti	2007	Il futuro della TV oltre al colore e al rilievo - IV parte
Le antenne	2019	Una nuova antenna per autovettura: l'antenna elettronica « Alfa 3 » di fuba
Scatola di montaggio	2023	Amplificatore B.F. miniatura da 2 W - UK 195
	2031	Interruttore microfonic - UK 760
Registrazione	2039	Indicatori di modulazione e regolazione automatica del livello di registrazione - II parte
Le comunicazioni	2045	La prima stazione radio telefonica di Roma (1902)
Servizio radio TV	2049	Considerazioni sui trasformatori di bassa frequenza
Radioamatori	2059	Generatore di segnali morse a transistori
Rubriche	2066	La scrivania dello zio
	2069	Rassegna delle riviste estere
	2079	I lettori ci scrivono
	2087	Il mercato offre
	2098	Equivalenze semiconduttori
	2104	Che cosa è l'High-kit
	2107	Realizzazione dei progetti con elementi S-Dec UK 5000
	2119	Piastre professionali per circuiti sperimentali
	2124	Norkit Junior
	2152	Norkit Senior
	2173	Condizioni ABC dei computer

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.

SOMMARIO INSERZIONISTI

ACUSTICA VACCA	2017
B. & O.	1969-2018
BRITISH	2151
BULGIN	1949
CASSINELLI	2085
CHINAGLIA	1963
CONTINENTAL WIRT	2172
DUAL	2064-2065
DUCATI	1924
ELECTROLUBE	2097
ERSA	2103
FACON	2011
FIVRE	2179
G.B.C.	1943
HELLESENS	2030
HIGH-KIT	2037
HITACHI	2029
ICE	1923
I.R.	2057
KRUNDAAL	2021
LESA	2063
LORLIN	1999
MINNESOTA	2180
PHILIPS	1965-1997-2043-2077
PRESTEL	2073
R.C.F.	1975
SASEA - BASF	1922
SICTE	2044
SOC. IT. TELEC. SIEMENS	2055
SONY	1937-1993
TES	1939
UNAOHM	1981

Editore:

J.C.E.

Direttore Responsabile

ANTONIO MARIZZOLI

Redattore:

Marcello Longhini

Segretaria di Redazione:

Mariella Luciano

Collaboratori

A. Basso Ricci - Lucio Biancoli
 Ludovico Cascianini
 Carlo Chiesa - Enrico Lercari
 Luciano Marcellini - Italo Mason
 Serafini Domenico - Piero Soati
 Franco Toselli - Giorgio Uglietti

Direzione, Redazione,

Ufficio Pubblicità:

V.le Matteotti, 66

20092 Cinisello Balsamo - Milano

Tel. n. 9281801

Amministrazione:

 Via Vincenzo Monti, 15
 20123 Milano

Selezione di Tecnica Radio TV

N. 11 - Novembre 1970

Rivista mensile

 edita per la divulgazione
 dell'elettronica,

della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.

 Trib. di Milano n. 4261
 dell'1-3-1957

Sped. in abb. postale gr. III/70

 Stampa Stab. Grafico Matarelli
 Via Lucini, 8 - 20125 Milano

Prezzo della Rivista L. 500

numero arretrato L. 1.000

Abbonamento annuo L. 5.000

per l'Estero L. 7.000

I versamenti vanno indirizzati a:

Selezione di Tecnica Radio-TV

Via Vincenzo Monti, 15

20123 Milano

C/C Postale 3/40678

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

TARIFFE ESTERE

AUSTRIA	Sc.	290
BELGIO	Fr.Bg.	570
DANIMARCA	Kr.D.	84,20
FRANCIA	Fr.Fr.	64,20
GERMANIA	D.M.	41,30
INGHILTERRA	Lgs	4.13,3
ITALIA	£	7.000
JUGOSLAVIA	Din.	184,20
LUSSEMBURGO	Fr.Bg.	569,10
MALTA	Lgs.M.	4.12,1
NORVEGIA	Kr.N.	80,45
OLANDA	Fol.	40,65
PORTOGALLO	Esc.	328,65
SPAGNA	Pts.	813,95
SVIZZERA	Fr.Sv.	48,40
ARGENTINA	Pesos	40,34
AUSTRALIA	£a	10,—
BRASILE	Crs.	48,70
CANADA	§Can.	12,25
CILE	sc.	112,20
EGITTO	Leg.	4.14,3
ETIOPIA	§Et.	28,—
GIAPPONE	Yen.	4729,80
ISRAELE	L.I.	40,./
LIBIA	L.Lib.	4,./
PARAGUAY	Guar.	141,35
PERU	Sol.	440,25
SUD-AFRICA	R.	8,—
TURCHIA	L.T.	1007,90
URUGUAY	Pesos	28,—
USA	§	11,20
VENEZUELA	Bs.	50,40

La SGS ha presentato sul mercato alcuni dispositivi a basso rumore, usati come amplificatori di piccoli segnali, con due versioni: una in contenitore metallico (BC107, 108, 109) e una in contenitore plastico (BC207, 208, 209).

Tutti i transistori di questa serie sono del tipo epittassiale planare al silicio. Essi presentano ottime caratteristiche di linearità di guadagno in funzione della corrente di collettore (da μA a 100 mA) e buone prestazioni di rumore.



TV a colori italiana, la bella addormentata, e il Bosco (Ministro PP.TT.)

TV A COLORI E OSPEDALI PROBLEMI COMPLEMENTARI

Che cosa è un arco? Leonardo da Vinci ha scritto che è una forza costituita da due debolezze.

Infatti, immaginate un semiarco, di qualunque materia, legno, ferro, mattoni, ciò che volete. Mezzo arco non si regge in piedi da solo e, se non ha un appoggio, cade.

Se come appoggio gli diamo un altro semiarco opposto a lui, in modo che le estremità delle parti curvate si incontrino, viene a formarsi un arco (mezzo più mezzo uguale a uno) il quale, non solamente sta in piedi, ma ha la forza di sostenere alti muri o ponti sopra di sé.

Forza statica, dunque, e intuizione economica tradotta nella realtà; economica perché la forza dell'arco è in un « vuoto ».

Solamente un genio come Leonardo poteva esprimere un concetto così puro. Ma di geni, ahinoi, sembra che siano cessate da tempo le nascite in quell'umile Italia. O forse, in questo momento, vi sono 54 milioni di geni, ma tutti taciturni.

Che mai credete sia un genio? Colui che sguazza fra cose complicate? Al contrario. Genio è chi trova la semplificazione delle cose. Abbiamo studiato tutti, in matematica, le riduzioni ai minimi termini ma non abbiamo ricavato alcun insegnamento per la vita pratica, individuale o sociale, e tanto meno politica.

Genio sarebbe quel Ministro capace di volgere a profitto di tutti, due problemi che, presi singolarmente, sono scabrosi o angosciosi.

Vogliamo provare? Ecco gli elementi: problema scabroso, la TV a colori in Italia; problema angoscioso, la scarsità di ospedali.

Innanzitutto, chi volesse risolvere i due problemi dovrebbe osservare in quale ambiente si agitano: in Italia dove, per sapere come vanno le cose basta guardarsi attorno. La volontà di fare e di progredire c'è sempre stata e — ci sia consentito dirlo — c'è ancora malgrado tutto.

L'Italia è dunque un paese civile dove si trova tutto quanto esiste negli altri paesi europei fatta eccezione per una sola cosa: la TV a colori.

Si è detto, ripetuto, conclamato che la TV a colori è un lusso. Una tale affermazione è tanto falsa che scappa la voglia persino di dimostrarne la falsità. A parte il fatto che, combattendo quel « lusso » si preclude il lavoro a schiere di operai, di tecnici, di lavoratori d'ogni genere. A parte, anche, la titubanza ormai pecoreccia sulla scelta del sistema che rovescia su di noi una montagna di ridicolo.

A parte tutto ciò, ebbene, sì, accettiamo il principio del lusso. Accettiamolo e mettiamolo in pratica.

Le recenti disposizioni in materia di imposte indirette hanno colpito — non diciamo quanto inopportuno — i televisori. Dal 4% l'ige è passata all'8% che, aggiunta al 5% di tassa radio, raggiunge il 13% sul prezzo. La tassa radio risale agli anni ruggerenti, ma quando le cose fanno comodo allo Stato, caschi il mondo nessuno le muove più.

Dunque, 13% sui televisori, ovviamente in bianco e nero perché da noi non c'è altro.

Che il televisore (bianco e nero) sia un lusso o quasi — per tassarlo così — è cosa molto discutibile. Vorremmo chiamare a raccolta i nostri economisti, compresi quelli che siedono alla Camera o al Senato, per chieder loro di dissertare sullo svago in base alla loro scienza. Ne uscirebbe che lo svago è un « bene » perché soddisfa un « bisogno » perciò è tanto necessario quanto il pane e il vestito. Questa, intendiamoci, è scienza economica elementare, allo stato puro, ed è perciò lo specchio di un fatto naturale che si manifesta in tutti i punti cardinali, compreso il nostro.

Il televisore, si parla sempre del bianco nero, rappresenta quindi un mezzo tecnicamente perfezionato per lo svago, non solo, ma altresì per l'informazione. Il gravarlo di tasse ha tutti gli aspetti di un fatto antieconomico in senso lato.

Ed ora passiamo al TV a colori. Abbiamo detto di accettarlo come lusso e lo confermiamo. È un'accettazione dettata da una congiuntura, perciò provvisoria, ma ugualmente utile se trattata a dovere.

Vogliamo gravare di tasse i televisori? Graviamo quelli che ricevono in colore, anche in misura superiore all'attuale del bianco e nero, ed eleviamo altresì il canone di abbonamento per il colore. Ma sblocciamo questa ignavia dell'impasse e usciamo fuori una volta buona, che è ora, con questo benedetto colore. La Rai ha gli impianti pronti e non li terrebbe più inutilizzati. Il lavoro si muoverebbe perché, siate certi, gente che compera l'apparecchio a colori ve ne sarebbe, pur con le imposte e gli abbonamenti maggiorati. Ma se freno ci fosse, inizialmente, toccherebbe le vendite dei TV a colore stranieri, che arriveranno senz'altro prima dei nostri. In tal modo, il provvedimento creerebbe resistenza per un breve arco di tempo, sufficiente a proteggere la produzione italiana che, a colore liberato, si metterebbe in moto e avrebbe proprio bisogno di riguadagnare il tempo perduto.

E gli ospedali che c'entrano? C'entrano perché il gettito fiscale della TV a colori potrebbe essere impiegato nella loro costruzione. Oppure nella costruzione delle scuole, dove occorrono.

È un ragionamento, il nostro, che molti definiranno semplicistico. Ha il torto, per coloro, di non esprimersi con toni enfatici, e neppure con argomenti scientifici, senz'altro serissimi ma incomprensibili. Ma non sanno, i molti Soloni della dialettica e della cattedra, che un bel discorso rimane un bel discorso, mentre sono i fatti quelli che danno i risultati. Non sanno che l'economia è tradotta in fatti dalla gente che decide rapidamente, colpendo nel segno, poi discute se proprio è necessario. Con l'intervento rapido laddove ci vuole, si opera comunque il bene. Non dimentichiamo la saggezza che è senza tempo: dà due volte chi dà subito.

Ma per dare, in questo caso « fare » subito, bisogna avere il coraggio di abbandonare tutti i tabù. Eppure ci vorrebbe tanto poco. Basterebbe che lo Stato agisse da imprenditore sagace, procurando i fondi per impiegarli. Due problemi complementari, risolti contemporaneamente. Due debolezze che diventano una forza.

R. C.

NUOVE IDEE SUI CIRCUITI DI AMPLIFICAZIONE IN CLASSE « B »

a cura di L. Biancoli

**BASSA
FREQUENZA**

Già in altre numerose occasioni ci siamo occupati di alcune varianti recentemente apportate ai circuiti di amplificazione di Bassa Frequenza in classe « B » funzionanti a transistori. Il lettore potrà quindi pensare che l'argomento sia ormai esaurito, e che tutte le possibilità siano già state sfruttate. Ciò nonostante, egli resterà certamente sorpreso nel constatare quanti altri notevoli miglioramenti possono essere apportati ad un circuito, per quanto perfetto esso sia. Pur ammettendo che nessuno di essi costituisca una vera e propria novità rivoluzionaria, occorre considerare che — se applicati contemporaneamente — questi miglioramenti portano alla realizzazione di un circuito più efficiente, tanto almeno da giustificare la pubblicazione di questo articolo.

Lo studio di cui stiamo per iniziare la descrizione ebbe inizio nei confronti di un normale amplificatore funzionante in classe « B », disponibile sul mercato sotto forma di scatola di montaggio, ed impiegante esclusivamente transistori. Nei confronti di questo amplificatore di tipo normale si provvide in primo luogo a modificare lo stadio di ingresso, trasformandolo in uno stadio di tipo complementare, in quanto gli stadi di questo tipo, pur risultando di un costo lievemente maggiore, consentono notevoli vantaggi agli effetti dei circuiti di controreazione. Gli stadi finali — per contro — rimasero in un primo tempo identici a quelli del circuito originale.

Dopo varie prove, e vari tentativi con schemi di diversa natura, si giunge infine alla realizzazione del circuito illu-

strato alla **figura 1**, nei confronti del quale vale la pena di intrattenerci dettagliatamente, onde mettere in evidenza le differenze che sussistono nei confronti dei circuiti convenzionali.

I COLLEGAMENTI A MASSA

Diversi Autori hanno rilevato che il ritorno dei terminali « freddi » del circuito di ingresso, della rete di controreazione e del circuito di uscita, alla medesima linea di alimentazione, costituisce un vantaggio per quanto riguarda l'eliminazione delle possibili cause di instabilità. Ebbene, la prima caratteristica insolita di questo circuito è che — come linea di massa — è stato scelto il **polo opposto** della linea di alimentazione. Osservando lo schema, è infatti possibile

notare che i transistori sono in prevalenza del tipo « n-p-n »; la polarità della tensione di alimentazione è in tal caso analoga a quella dei circuiti funzionanti a valvole, vale a dire col **negativo** a massa, mentre il polo positivo alimenta i circuiti di amplificazione. Si noterà invece che — nonostante l'impiego in prevalenza dei tipi di transistori citati — il polo **positivo** dell'alimentazione costituisce la massa, alla quale fanno capo i circuiti di ritorno (lato freddo) sia dell'ingresso, sia dell'uscita.

Uno dei vantaggi più ovvi di questa sistemazione consiste nel fatto che la linea principale alla quale fanno capo tutti i collegamenti di massa può essere derivata direttamente dall'altoparlante, per cui si risparmia la necessità di usare una seconda rete di capacità elettrolitiche.

Esiste però un altro vantaggio, nel senso che le variazioni della tensione di alimentazione acquistano un'importanza notevolmente inferiore, in quanto non esistono più i condensatori di accoppiamento di grande capacità in parallelo alla linea di alimentazione. Se tra i due poli della suddetta linea viene applicata improvvisamente l'intera tensione di lavoro, cosa che accade ad esempio non appena viene chiuso l'interruttore di accensione, soltanto la capacità contrassegnata col simbolo C4, avente un valore di 40 μ F, ed il cui compito consiste nel filtrare a massa i segnali spuri a frequenza elevata, sopporta una certa intensità di corrente, per cui si comporta in pratica alla stessa stregua di una seconda sorgente di alimentazione. La costante di tempo di valore elevato che caratterizza il circuito della base di TR1 controlla il procedimento di carica di tutti gli altri condensatori, ed inoltre la massima intensità della corrente che scorre attraverso l'altoparlante non supera il valore di 30 mA.

Analogamente, questo sistema di impiego di una linea comune di ritorno, e l'assenza di qualsiasi condensatore di filtraggio del segnale in parallelo alla linea di alimentazione, permette di tollerare un discreto ammontare di ondulazioni residue sulla stessa tensione di alimentazione, per cui l'ingombro della sezione che la fornisce risulta piuttosto

ridotto. Osservando bene lo schema, si può notare che esistono in totale quattro punti in cui i segnali subiscono variazioni per quanto riguarda il loro riferimento da un polo all'altro della tensione di alimentazione, e — in ogni caso — si sfruttano le caratteristiche della giunzione di collettore di un transistor, in modo tale che l'unico particolare di una certa importanza è il passaggio della corrente, mentre l'ammontare della tensione è di importanza che può essere considerata trascurabile agli effetti pratici.

Per mantenere entro limiti analoghi gli impulsi di sovracorrente attraverso l'altoparlante nell'istante in cui l'interruttore di alimentazione viene aperto, è necessario assicurare soltanto che — in parallelo alla linea di alimentazione — rimanga una capacità carica avente il valore di almeno 1.000 μ F. Ciò consente alle correnti di TR1 e TR2 di continuare a scorrere anche dopo la cessazione dell'alimentazione, per cui il circuito può chiudersi da solo con una rapidità che viene stabilita anche in questo caso dalla lunga costante di tempo che caratterizza il circuito di base di TR1.

Questa esigenza non presenta normalmente problemi, ma — anche se non viene soddisfatta — gli impulsi di sovracorrente che si producono non possono certamente essere più dannosi di quelli che si presentano nella maggior parte degli altri circuiti di questo stesso tipo.

R16 ha il compito di mantenere la corretta polarizzazione del circuito nell'eventualità che l'altoparlante venga staccato mentre l'amplificatore è tuttora sotto tensione.

Il pre-amplificatore adatto a questo tipo di circuito deve inoltre essere sistemato in modo tale che la linea positiva costituisca la massa, ed in modo tale che la tensione di uscita, misurata in questo modo, subisca variazioni che non siano troppo violente quando l'alimentazione viene inserita o disinserita.

LA LINEA CENTRALE DI ALIMENTAZIONE

In qualsiasi circuito di questo tipo, il valore medio della tensione che si trova nel punto intermedio tra i transistori finali deve assumere un valore pari approssima-

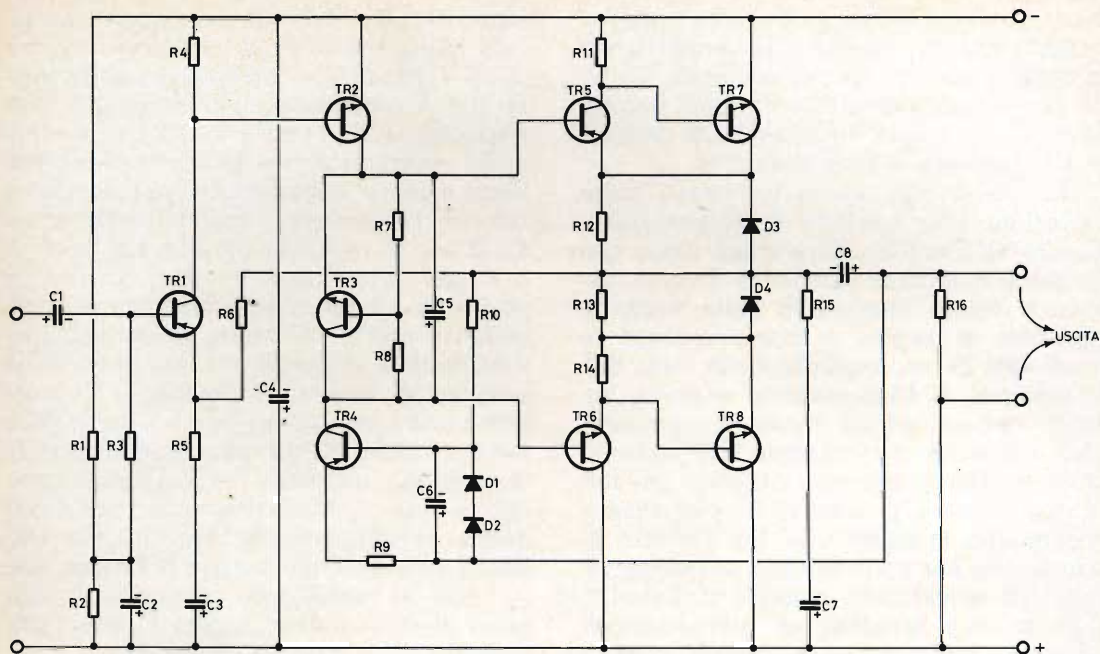


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore descritto nella nota: i valori di R7 ed R8 devono essere determinati sperimentalmente, in funzione del valore prestabilito della corrente « cross-over ». Tutti i condensatori elettrolitici devono poter sopportare la metà della tensione di alimentazione, ad eccezione di C4, che deve invece essere in grado di sopportare l'intera tensione. C5 e C6 vengono sottoposti — durante il funzionamento — ad una tensione massima certamente inferiore a 2 V. L'altoparlante che viene collegato ai terminali di uscita, in parallelo ad R16, deve presentare un'impedenza di 3 Ω se la tensione di alimentazione è di 18 V, di 10 Ω se la tensione di alimentazione è di 40 V, e di 15 Ω se la tensione di alimentazione è di 60 V.

ELENCO DEI VALORI

R1 = 100.000 Ω	R13 = 5.600 Ω	TR1 = BC116
R2 = 100.000 Ω	R14 = 1.000 Ω	TR2 = BC145
R3 = 47.000 Ω	R15 = 10 Ω	TR3 = BC118
R4 = 4.700 Ω	R16 = 1.000 Ω	TR4 = BC116
R5 = 100 Ω	C1 = 2 μF	TR5 = BC143
R6 = 4.700 Ω	C2 = 100 μF	TR6 = BC142
R7 = 1.000 Ω	C3 = 100 μF	TR7 = BD116
R8 = 1.500 Ω	C4 = 40 μF	TR8 = BD116
R9 = 270 Ω	C5 = 30 μF	D1 = BA130
R10 = 15.000 Ω	C6 = 30 μF	D2 = BA130
R11 = 1.000 Ω	C7 = 1 μF	D3 = OA10
R12 = 5.600 Ω	C8 = 5.000 μF	D4 = OA10

tivamente **alla metà** della tensione che sussiste tra le due linee principali di alimentazione, in modo cioè da permettere che le variazioni del segnale di uscita risultino il più possibile simmetriche.

Il transistorore che costituisce il primo stadio viene fatto funzionare con il mas-

simo guadagno che esso consente, proprio a questo scopo. Il partitore costituito da R1 ed R2 fornisce ai capi di C2 una tensione che — attraverso R3 — viene applicata alla base di TR1. Il suo livello medio effettivo viene invece stabilito ai capi di C3, tramite R6, e la relativa ten-

sione viene applicata successivamente all'emettitore. Se queste due tensioni non corrispondono, rimane disponibile l'intera potenza dell'amplificatore per correggere la situazione, in quanto C3 garantisce la stabilità di funzionamento.

Ne deriva che, se si verificano lente variazioni della tensione di alimentazione, oppure se l'amplificatore viene usato con tensioni di alimentazione di diverso valore, il valore intermedio della suddetta tensione si regola automaticamente in modo tale da approssimarsi alla metà della tensione di alimentazione effettiva, anziché restare ad un livello prestabilito. Una ulteriore interessante particolarità dello stadio di ingresso consiste nel fatto che il valore preciso di R1 può essere prestabilito in modo tale che l'effetto di limitazione nei confronti del sovraccarico di uscita si verifichi in modo simmetrico rispetto alla tensione di alimentazione normale: tuttavia, se si usano componenti caratterizzati da una tolleranza normale nei valori, la riduzione delle variazioni di ampiezza della tensione di uscita — nel caso che questo provvedimento non venga adottato — risultano assai ridotte.

LA CORRENTE NEI TRANSISTORI

In antitesi con quanto sopra, è auspicabile che i livelli di intensità della corrente media, in corrispondenza dei quali i vari stadi a transistori funzionano, rimangano relativamente costanti col variare della tensione di alimentazione. Non esiste alcun motivo per pilotare uno stadio con una corrente insufficiente, semplicemente per il fatto che viene applicata una tensione inferiore a quella necessaria, sebbene sia vero che occorra usare un altoparlante avente un'impedenza inferiore, se si desidera trarre vantaggio dalla corrente disponibile.

Nei circuiti di tipo convenzionale, queste correnti statiche vengono in pratica stabilizzate in ciascun stadio, ad eccezione del secondo. Il terzo miglioramento di questo circuito consiste quindi nel fatto che i diodi D1 e D2 — in serie tra loro — sono stati aggiunti per controllare anche questo stadio.

Con il circuito illustrato, la tensione di

alimentazione può essere ridotta dal valore massimo di 60 V al valore minimo di 18 V, mentre la corrente di uscita totale di 2 A rimane disponibile quasi in corrispondenza dell'intera variazione di tensione, senza alcuna regolazione. Per effettuare questo adattamento, occorre però ridurre l'impedenza dell'altoparlante da 15 Ω per la tensione più elevata, a circa 3 Ω per la tensione minima. Se non si provvede alla suddetta modifica dell'impedenza dell'altoparlante, si verifica inevitabilmente la perdita di una parte della potenza di uscita, in quanto o la tensione o la corrente raggiunge il suo valore limite, mentre l'altra grandezza risulta inferiore alla massima: si rammenti però che — se il disadattamento dell'impedenza dell'altoparlante rispetto alle esigenze effettive non supera il fattore due — non si verificano conseguenze più gravi della semplice perdita di una certa quantità della potenza di uscita.

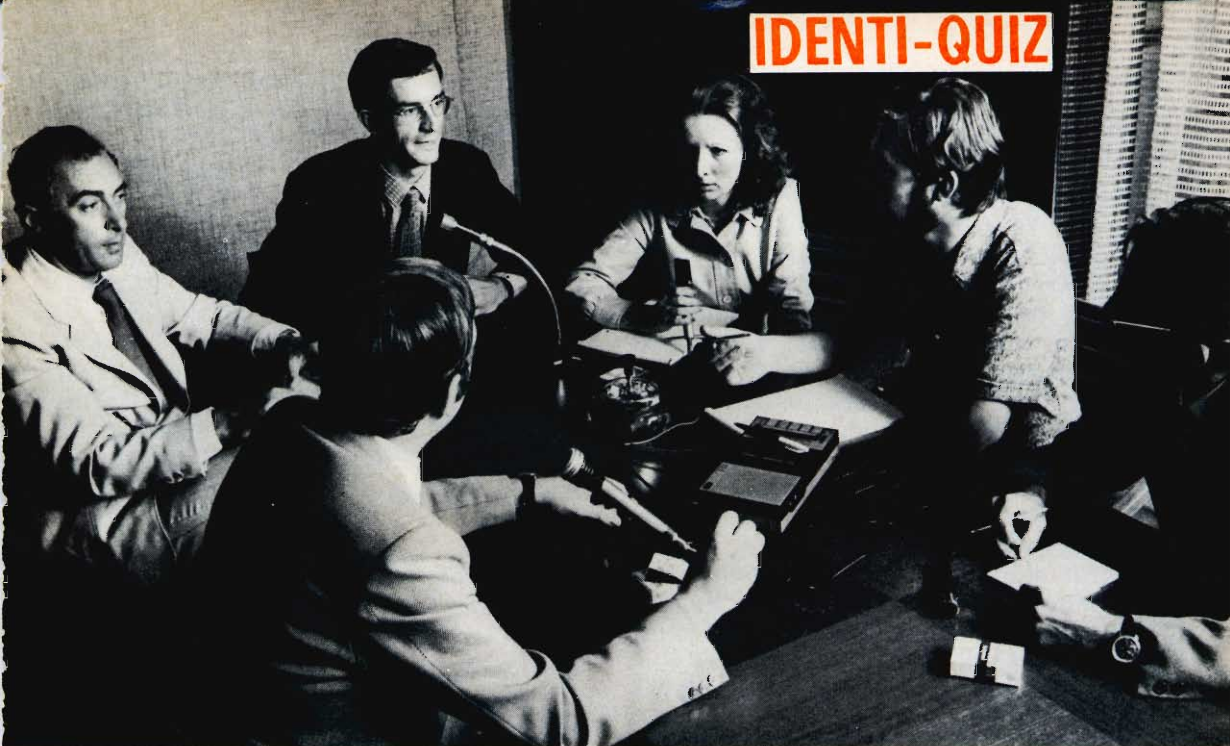
STABILIZZAZIONE DELLA CORRENTE « CROSS-OVER »

La produzione di calore da parte dei transistori finali non costituisce un problema se essi sono del tipo al silicio anziché al germanio. Ciò non di meno, nello schema figurano i circuiti a resistenza e diodo costituiti da R13-D4 ed R12-D3, nella sezione compresa tra TR7 e TR8, allo scopo di stabilizzare in modo più accurato il livello della corrente « cross-over ». Le suddette due resistenze si comportano in modo tale da fornire una tensione proporzionata all'intensità delle correnti in gioco, aventi un valore prossimo a quello calcolato in fase di progetto, pari a 20 mA; i diodi provvedono a costituire una seconda via di passaggio per le intensità di corrente che eccedono il valore approssimativo di 50 mA, in modo tale che la potenza di uscita di picco risulta ridotta in modo trascurabile.

A questo punto, si potrebbe pensare che i circuiti a caratteristica lineare di questo tipo possano provocare grave distorsione: consideriamo però ciò che accade in pratica.

Il segnale che viene amplificato esce dallo stadio TR2 sotto forma di **corrente** di collettore. TR4 funziona in modo tale da

IDENTI-QUIZ



Qual è la differenza che esiste fra queste due fotografie apparentemente identiche?

Rovesciando la pagina potrete leggere la soluzione.

Nella seconda foto i microfoni sono spariti, infatti, le persone che partecipano alla riunione, per le loro registrazioni, usano il registratore SONY TC-80 con microfono incorporato ad altissima sensibilità.

fornire una corrente **costante**, per cui il segnale continua a sussistere sotto forma di corrente quando raggiunge gli stadi TR5 e TR6.

Esso viene nuovamente amplificato ad opera di TR7 e TR8, ma in nessun punto di questi stadi esiste alcuna forma di resistenza di carico. Di conseguenza, le tensioni sono irrilevanti, se si esclude il fatto che una piccola quantità di corrente viene dispersa, in quanto nessun circuito può né potrà mai essere perfetto sotto ogni punto di vista.

Si verifica tuttavia un miglioramento per quanto riguarda la stabilità termica della corrente « cross-over » con un fattore pari approssimativamente a cinque rispetto alla utilizzazione convenzionale di resistenze lineari di valore pari approssimativamente a $0,5 \Omega$ in tali posizioni, grazie alle quali si ottengono minori perdite nei confronti delle variazioni della tensione di uscita. Di conseguenza, vale certamente la pena di usare questi tipi di circuiti, anche se i transistori al silicio presentano correnti di dispersione assai inferiori, ed una stabilità molto maggiore.

I diodi D3 e D4 devono essere del tipo al germanio, per cui assorbono un'intensità di corrente apprezzabile con una tensione di circa 250 mV, e devono essere inoltre in grado di condurre senza pericolo di surriscaldamenti l'intera corrente di uscita. La loro caratteristica di corrente e tensione inversa e la rapidità di commutazione sono indubbiamente di scarsa importanza, per cui i diodi del tipo OA10 si prestano perfettamente allo scopo.

Le resistenze possono essere del tipo normale ad impasto, in quanto non devono mai dissipare una potenza presumibilmente pari a 50 mW, ed inoltre è indifferente il fatto che esse siano o non del tipo anti-induttivo.

I TRANSISTORI A CORRENTE COSTANTE

Lo stadio TR4 è stato aggiunto per funzionare come sorgente di corrente costante, come già abbiamo detto a suo tempo. Esso fornisce al collettore di TR2 una corrente avente l'intensità di circa 2 mA, e preleva questa corrente dal lato della capacità C8 facente capo all'alto-

parlante, proprio per rispettare la condizione della linea di massa terminale, alla quale ci siamo riferiti all'inizio.

La resistenza R9 e la capacità C6 contribuiscono a mantenere costante la corrente, mentre D1, D2 ed R10 ne stabilizzano il valore rispetto alle eventuali variazioni della tensione di alimentazione.

Il transistor che svolge questa funzione deve essere in grado di sopportare la metà della massima tensione di alimentazione, ma non deve presentare altre caratteristiche speciali. Di conseguenza, lo stesso tipo BC116 che viene usato per lo stadio di ingresso soddisfa le suddette esigenze.

Nei circuiti convenzionali, una semplice resistenza viene usata per far circolare la corrente di TR2, ed il valore relativo non supera solitamente i 5 k Ω . Occorre però considerare che l'impedenza di ingresso di TR5 e TR6 può facilmente aumentare fino a raggiungere tale ordine di valore in corrispondenza della regione « cross-over », in quanto le impedenze di ingresso dei transistori finali aumentano rapidamente in corrispondenza di correnti di bassa intensità, ed il valore viene direttamente moltiplicato per il guadagno di corrente degli stadi pilota. Con valori assai discosti da quello corrispondente alla corrente « cross-over », queste impedenze di ingresso sono assai più ridotte, per cui l'effetto si traduce in una caduta del settore di guadagno a circuito aperto, in corrispondenza dell'intensità « cross-over » della corrente.

Traducendo quanto sopra in cifre, possiamo dire che il guadagno a circuito aperto corrispondente a questo punto della curva che esprime la caratteristica dinamica dell'intero circuito viene moltiplicato per un fattore pari approssimativamente a 0,5.

Ciò premesso, il compito di TR4 consiste nello spingere la maggior parte possibile della corrente di segnale proveniente da TR2 nello stadio pilota, riducendo quindi questo tipo di distorsione. Dal momento che il valore effettivo di resistenza ottenuto in tal modo è dell'ordine di 100 k Ω , il miglioramento risulta apprezzabile nonostante l'aumento dell'impedenza di ingresso che proviene dall'aggiunta di R12 ed R13.

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

20121 MILANO

Via Moscova, 40/7 - Tel. 667.326 - 650.884

00182 ROMA

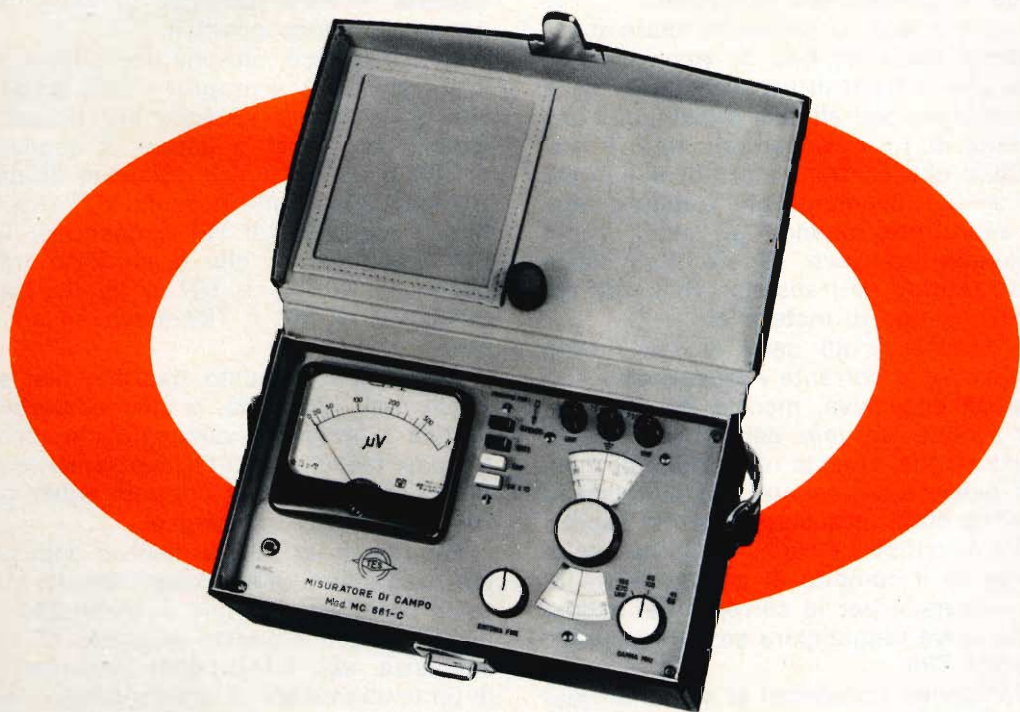
Via Saluzzo, 49 - Tel. 727.663



MISURATORE INTENSITA' DI CAMPO Mod. MC 661 C

Pratico, maneggevole e robusto, è lo strumento indispensabile per l'installatore di antenne TV ed FM. Totalmente transistorizzato al silicio, alimentato da una comune pila da 4,5 V con autonomia di oltre 100 ore e provvisto di borsa a tracolla, esso risulta facilmente trasportabile e comodo anche per rilievi in disagiate posizioni.

La sintonia continua consente di effettuare misure di segnali, interferenze o disturbi per qualsiasi frequenza compresa nelle bande TV ed FM e soprattutto di poter misurare separatamente l'ampiezza delle due portanti TV, video e audio.



Campo di frequenza VHF:

Campo di frequenza UHF:

Impedenza d'ingresso:

Sensibilità:

Precisione in frequenza:

Precisione sensibilità:

Semiconduttori impiegati:

Alimentazione:

Dimensioni:

Peso:

41 ÷ 65 65 ÷ 108 155 ÷ 270 MHz

470 ÷ 830 MHz

75 Ω sbilanciata, 300 Ω bilanc. con balun
da 20 µV a 10.000 µV, sino a 0,1 con atten, est.
migliore del 2 %

3 dB in VHF e 6 dB in UHF

complessivamente n° 10

pila normale da 4,5 V, autonomia 100 ore

23 x 13 x 9 cm.

Kg. 2 circa

Un primato che ci rende orgogliosi: oltre 10.000 installatori e tecnici TV, sparsi in tutto il mondo, usano questo apparecchio.

Il maggior costo derivante dall'impiego di un altro transistor è relativamente trascurabile e — in compenso — si ottiene una minore distorsione ed una maggiore stabilità della corrente nei due stadi dell'amplificatore.

I TRANSISTORI PER LA TENSIONE DI RIFERIMENTO

Il transistor TR3, unitamente alle resistenze R7 ed R8, ed alla capacità C5, determina il valore della tensione usata come riferimento, per stabilizzare il valore della corrente « cross-over ». In questo caso, un transistor sostituisce la catena convenzionale di diodi, in quanto si ottiene in tal modo un tipo di regolazione più soddisfacente, e — probabilmente — persino più economica.

A tale scopo, è possibile usare praticamente qualsiasi tipo di transistor, a patto che si tratti di un tipo che fornisca un guadagno pari almeno a dieci, con una corrente di 1,5 mA. Naturalmente, è presumibile che un transistor al silicio denoti un funzionamento più stabile e rapido, soprattutto quando gli stadi il cui funzionamento deve essere stabilizzato sono sostituiti da transistori realizzati col medesimo tipo di materiale.

La resistenza R8 deve essere ridotta di valore se la corrente « cross-over » è di intensità eccessiva, mentre R7 deve essere ridotta se tale corrente è invece troppo esigua. Questa operazione di messa a punto deve essere eseguita con la massima cura, in quanto presenta aspetti piuttosto critici. La capacità C5 ha esclusivamente il compito di costituire un facile passaggio per la corrente del segnale, che deve raggiungere senza eccessive difficoltà TR6.

Impiegando transistori al silicio di questo tipo, la corrente « cross-over » non è affatto critica. Il suo valore può salire fino a 50 mA ed anche più, prima che l'effetto termico assuma un'importanza significativa, e — per contro — può ridursi fino ad un minimo di 5 mA, prima che si verifichi un aumento apprezzabile della distorsione. Le differenze di temperatura devono essere dell'ordine di 100 °C, affinché uno dei suddetti due limiti possa essere raggiunto, e le temperature di

questo ordine non si sviluppano certamente nelle apparecchiature di normale uso domestico, anche in assenza di particolari dispositivi per la dissipazione del calore, come quelli che vengono normalmente adottati negli amplificatori.

ADATTAMENTO DEL GUADAGNO DEI TRANSISTORI

Il guadagno totale ottenibile a partire dal collettore di TR2 fino all'uscita di un circuito di questo tipo è determinato soprattutto dal prodotto dei guadagni di corrente dei transistori pilota e finale dai due lati. Di conseguenza, in questo circuito il guadagno può essere stabilito in funzione del prodotto tra i guadagni di TR5 e TR7 per le semionde negative del segnale, e tra i guadagni di TR6 e TR8 per le semionde positive.

Ciò premesso, anziché il guadagno dei vari transistori, è proprio il loro **prodotto** che deve essere adattato per ridurre la distorsione. In altre parole, il guadagno di TR5 e quello di TR6 possono differire tra loro, così come possono differire tra loro il guadagno di TR7 e quello di TR8. Ciò che conta è che il prodotto tra il guadagno di TR5 e TR7 e quello tra il guadagno di TR6 e TR8 siano eguali tra loro.

Per ottenere questo risultato non esistono gravi difficoltà, e ciò comporta in pratica il notevole vantaggio che diventa assai meno critico l'accoppiamento dei tipi di transistori, per ottenere eguali prodotti del relativo guadagno.

Per quanto ci risulta, fino ad oggi nessun fabbricante di semiconduttori ha messo in commercio coppie di transistori abbinati in base a questo principio. Di conseguenza, agli effetti della realizzazione di un amplificatore di questo genere, vale la pena di provare i vari transistori disponibili, e di sceglierne le coppie necessarie per ottenere valori costanti del prodotto dei relativi guadagni.

Se ne deduce che un amplificatore di questo tipo presenta — in linea di massima — un guadagno costante attraverso l'intera regione « cross-over » della variazione di corrente. La corrente che esce da TR2 viene in pratica suddivisa in due parti, con un certo rapporto che viene

determinato dalle impedenze relative presenti agli ingressi di TR5 e TR6. Le due correnti vengono poi amplificate separatamente.

Esse — tuttavia — vengono semplicemente sommate tra loro in corrispondenza dell'uscita, per cui — se i fattori di amplificazione sono eguali — l'esatta suddivisione in due parti eguali tra loro perde ogni importanza.

Quanto sopra non corrisponde certamente a ciò che accade in un circuito di amplificazione in classe « B » del tipo a valvole, nel quale il segnale viene applicato ai due stadi finali sotto forma di una tensione che deve essere **costantemente simmetrica**, e nel quale — inoltre — le caratteristiche dei due stadi finali devono essere dimensionate in modo tale che la somma dei rispettivi responsi rimanga costante: ciò in quanto l'azione si trasferisce continuamente da uno stadio all'altro, e viceversa. In quest'ultimo caso, l'eventuale livello critico della polarizzazione, stabilito dalle caratteristiche dinamiche delle valvole, deve essere mantenuto in modo tale che i responsi globali risultino simmetrici ed uniformi, esigenza che non sussiste invece nei confronti del circuito a transistori.

L'unica possibile obiezione ad un aumento indefinito dell'intensità della corrente « cross-over » deriva in questo caso da un eccessivo riscaldamento dello stadio finale, e dalla necessità di provvedere ad un circuito di alimentazione più potente. Non esiste alcuna distinzione definita con questo tipo di circuito tra la classe « B » con una corrente « cross-over » di notevole intensità, e la classe « A ». La distorsione diminuisce con l'aumentare della corrente statica, ed occorre quindi realizzare un compromesso tra la distorsione accettabile ed il livello di potenza.

SCelta DEL VALORE DELLA CORRENTE « CROSS-OVER »

Il valore scelto per l'intensità della corrente « cross-over » in amplificatore di questo tipo può essere dell'ordine di 20 mA. Ciò determina una dissipazione di potenza statica nei transistori finali dell'ordine di 0,6 W ciascuno, con la massima tensione di alimentazione.

Con questo livello di potenza, non è necessario alcun dispositivo per la dissipazione del calore per uso normale, per cui i transistori possono essere montati direttamente sulla medesima basetta che supporta gli altri componenti del circuito stampato. Ciò — inoltre — significa che nessuno dei collegamenti relativi al circuito di contro-reazione deve presentare una lunghezza maggiore di 75 mm, per cui i problemi relativi alla stabilità si riducono in modo corrispondente.

D'altra parte, nulla impedisce di aumentare l'intensità della corrente statica, semplicemente riducendo il valore di R7, nell'eventualità che risulti opportuno un diverso compromesso, e che si faccia uso di dispositivi per la dissipazione del calore, e di condensatori stabilizzatori.

Sotto questo aspetto, occorre però considerare fino a qual punto la distorsione può essere considerata trascurabile, anche con il suddetto livello di intensità di 20 mA. Con i moderni transistori di potenza del tipo a lega diffusa, come ad esempio il modello BD116, è possibile ottenere un guadagno notevolmente superiore alla metà del guadagno di picco, con questa intensità di corrente. Se partiamo dal presupposto che l'ammontare residuo è in pratica del 75%, in tal caso questa perdita del guadagno provoca una diminuzione del guadagno a circuito aperto, dovuto al semplice prodotto dei relativi fattori « beta » per il valore di 0,75, in corrispondenza della intensità « cross-over » della corrente.

Oltre a ciò, si verifica una perdita di segnale nelle resistenze R14 ed R11, dovuta all'aumento delle impedenze di ingresso di TR7 e TR8, con basse intensità di corrente. Con i transistori tipici al silicio, ciò non costituisce un fattore peggiore di 0,95, ed assume quindi un'importanza assai minore che non quella riscontrata nei transistori al germanio, per i quali il valore resistivo che provoca la distorsione deve essere molto inferiore.

Sussiste indubbiamente la tentazione di evitare l'impiego di queste resistenze rinunciando ai transistori al silicio, sebbene — in pratica — ciò costituisca un danno in quanto essi sono necessari per aiutare gli stadi finali a cessare di funzionare nell'istante in cui l'apparecchiatu-

ra viene spenta, senza dare luogo a segnali transitori rapidi.

Occorre infine considerare che TR2 non è in realtà una sorgente di corrente perfetta, in quanto presenta un valore finito dell'impedenza di uscita. Anche se l'intensità della corrente statica di questo stadio viene ridotta al valore minimo necessario per eccitare completamente l'uscita, unitamente ad un margine minimo di sicurezza (2 mA nei confronti del circuito del quale ci occupiamo) l'impedenza di collettore risulterà del pari non più elevata di circa 50 k Ω , non appena viene inoltrata la corrente di base. L'impedenza di ingresso di TR5 e di TR6 — tuttavia — è pari a 45 k Ω o più elevata, in quanto il valore di 15 Ω dell'impedenza dell'altoparlante viene moltiplicata per un valore pari almeno a 3.000, a causa dei guadagni di corrente degli stadi. Oltre a ciò, esiste il valore ulteriore di 10 k Ω che viene aggiunto, dovuto del pari all'aumento della impedenza di ingresso del transistor, in corrispondenza della intensità « cross-over » della corrente. Di conseguenza, la perdita di guadagno assume un valore pari a 0,55, che peggiora fino a 0,45 in corrispondenza del valore « cross-over ».

L'effetto corrispondente nei confronti di TR4 è inferiore a quanto sopra in quanto esso viene alimentato con una tensione, ed il suo circuito di ritorno fa capo alla linea comune di massa. La sua aggiunta non apporta quindi alcuna seria differenza agli effetti del risultato finale.

L'effetto combinato di tutti questi fenomeni consiste quindi in una perdita con un fattore pari probabilmente a 0,6 del guadagno a circuito aperto, con un valore della corrente dell'ordine di quello definito come intensità « cross-over ». Se quest'ultimo fosse maggiore di 20 mA, questa perdita si ridurrebbe certamente, ma quale altra variazione si verificherebbe nei confronti del guadagno a circuito aperto, che potesse restare inalterata nonostante l'aumento di questa corrente?

La conseguenza più seria proviene ancora una volta dall'impedenza di collettore di TR2, ed è dovuto al fatto che questa impedenza è inversamente proporzionale all'intensità della corrente che scorre attraverso il medesimo stadio. Perciò, in corrispondenza dei picchi delle semionde

negative del segnale, questa impedenza si riduce fino al valore minimo di 30 k Ω , mentre — in corrispondenza dei picchi positivi del segnale — essa aumenta fino a raggiungere probabilmente il valore di 100 k Ω . Il guadagno a circuito aperto potrebbe quindi essere espresso da un fattore variabile tra 0,4 e 0,7.

L'effetto globale risulta paragonabile a quello che si ottiene con un fattore pari a 0,6, proprio a seguito dei fenomeni strettamente connessi con l'intensità della corrente « cross-over ». L'inevitabile conclusione è che — sebbene un ulteriore aumento della corrente « cross-over » ridurrebbe la distorsione, l'entità della riduzione diminuirebbe rapidamente, per cui, in stato di equilibrio, questo valore rappresenta un compromesso ragionevole. Se si desidera ottenere un guadagno a circuito aperto maggiormente costante, occorre adottare qualche provvedimento per aumentare l'impedenza effettiva di uscita di TR2.

STABILITÀ DEL CIRCUITO DI CONTRO-REAZIONE

Il valore globale del prodotto tra i guadagni di corrente del secondo, del terzo e del quarto stadio per il circuito illustrato è dell'ordine di 350.000, ma — come abbiamo avuto la possibilità di constatare — questo valore si riduce per varie cause fino ad oscillare tra un minimo di 140.000 ed un massimo di 250.000 col variare dell'ampiezza di ingresso.

Occorre però considerare che la seicentesima parte circa della corrente di uscita viene retrocessa tramite R6 ed R5 a TR1, per cui il guadagno effettivo lungo il circuito di reazione nei confronti della banda passante varia nella gamma di valori compresa tra 230 e 420. Questo notevole ammontare di reazione serve per far sì che il guadagno incrementale globale sia approssimativamente pari al valore determinato dal partitore costituito da R5 ed R6, con una differenza non superiore allo 0,43% nelle condizioni peggiori, ed allo 0,24% nelle condizioni migliori.

Quanto sopra rappresenta una variazione pari a $\pm 0,1\%$ rispetto alla media, e denota che il funzionamento di questo tipo di amplificatore è assai soddisfacente.

NOVITA'

G.B.C.
italiana

DEMISCELATORE MISCELATORE

CON PARTICOLARE LINEARITA'
IN BANDA V
PER I PROSSIMI PROGRAMMI TVC.

Demiscelatore UHF-VHF « G.B.C. »

Realizzato in circuito stampato
Impedenza di entrata: 75 Ω
Impedenza di uscita: 300 Ω
Dimensioni: 75 x 42 x 27
NA/3854-00

Miscelatore UHF-VHF « G.B.C. »

Da palo
Impedenze di entrata: 300 Ω
Impedenza di uscita: 75 Ω
NA/4182-00

Miscelatore UHF-VHF « G.B.C. »

Da palo
Impedenze di entrata: 75 Ω
Impedenza di uscita: 75 Ω
NA/4184-00

In pratica, è molto probabile che la linearità delle resistenze R5 ed R6 non sia altrettanto regolare, e che quindi esse assumano il ruolo della sorgente più rilevante di distorsione. In ogni caso, esistono ben pochi dubbi che vi siano altri componenti in un impianto di amplificazione che possano essere molto peggiori di quelli presenti in questo circuito, per cui quanto sopra costituisce un argomento di cui non vale la pena di preoccuparsi eccessivamente.

Tuttavia, il circuito di reazione al quale abbiamo fatto riferimento risulta del tutto inutile, a meno che le sue caratteristiche dinamiche di funzionamento non possano essere sufficientemente stabili.

L'ultima caratteristica nei confronti della quale il circuito illustrato si differenzia da quelli convenzionali, consiste nel fatto che una stabilità sufficiente viene ottenuta senza l'aggiunta di altri valori capacitivi tra il collettore e la base di TR2. Il circuito costituito da R15 e da C7 rappresenta il consueto carico fittizio che riduce la tensione di uscita in corrispondenza delle frequenze molto elevate, nei confronti delle quali l'altoparlante assume le caratteristiche di un carico di natura prevalentemente induttiva, per cui è probabile che si verifichino delle oscillazioni parassite: tuttavia, gli amplificatori realizzati in base ai concetti enunciati presentano un tempo di responso nei confronti di rapidi impulsi di ingresso corrispondenti ad un tempo di salita di circa 1 μ s, con un « overshoot » probabilmente non superiore al 10%. Si noti che il sistema di connessione normalmente usato per alimentare gli altoparlanti presenta un'impedenza caratteristica sostanzialmente più elevata della resistenza intrinseca del carico, per cui un collegamento di una certa lunghezza determina un effetto induttivo più pronunciato che non un collegamento più corto.

Come abbiamo già avuto occasione di accennare, la disposizione adottata è assai compatta, e la lunghezza effettiva del circuito di reazione non supera i 75 mm, ma la sorprendente stabilità sembra essere dovuta al valore assai elevato della impedenza del circuito di collettore di TR2, a causa della costanza dell'intensità della corrente che scorre attraverso TR4.

Ne deriva che — probabilmente — la normale capacità parassita presente in quel punto determina una costante di tempo che predomina nei confronti del fenomeno di reazione. Nel contempo, la dissipazione di potenza da parte dei transistori che costituiscono gli stadi TR7 e TR8 è talmente rapida (essi presentano un fattore $f_T = 40$ MHz), che essi non possono più apportare una seconda costante di tempo di entità rilevante.

Adottando transistori al germanio come stadi finali, il loro funzionamento risultava circa cento volte più lento di quello riscontrato con i transistori al silicio, ed il loro responso costituiva un fattore importante agli effetti della stabilità.

Per quanto riguarda le caratteristiche dello stadio di ingresso, ne deriva che il taglio delle frequenze elevate che caratterizza questo tipo di circuito avviene oltre il valore di 100 kHz. Se si ritiene tale valore eccessivo, è possibile ridurlo al punto voluto aggiungendo un valore capacitivo a TR2 tra collettore e base, il che contribuisce a migliorare ulteriormente la stabilità. Il taglio nei confronti delle frequenze basse avviene direttamente a seguito dell'aumento del fattore di contro-reazione, dovuto alla costante di tempo presentata dai componenti R5 e C3. Il valore di questa costante di tempo è pari a 10 ms, per cui il taglio avviene approssimativamente alla frequenza di 16 Hz. Se si desidera variare questo valore, è necessario moltiplicare il valore di C1, C2, C3 e C8 per il fattore desiderato.

Il risultato di tutte queste modifiche consiste nella realizzazione di un amplificatore che funziona sensibilmente meglio di quello che può essere realizzato con circuiti di tipo convenzionale, con il solo aggravio di una complessità leggermente maggiore. È del pari possibile che il costo totale non sia maggiore, se si considera la possibilità di ottenere un notevole risparmio per quanto riguarda il costo della sezione di alimentazione. Indubbiamente, le tolleranze sui valori dei componenti sono assai meno critiche, per cui anche questa caratteristica deve essere tenuta nella dovuta considerazione agli effetti del futuro studio su altri amplificatori di questo tipo.

AMPLIFICATORE BF Hi-Fi DA 70 W COMPLETO DI ALIMENTATORE E PREAMPLIFICATORE

**BASSA
FREQUENZA**

terza parte di W. Hibler

Con questo articolo termina la descrizione degli amplificatori di bassa frequenza Hi-Fi di potenza. L'amplificatore con 70 W di uscita che descriveremo è equipaggiato con transistori RCA. Esso richiede un alimentatore in grado di fornire ± 42 V. Si danno i dati costruttivi per la realizzazione del suo alimentatore nonché degli alimentatori da accoppiare agli amplificatori di potenza in precedenza descritti. Infine viene presentato un preamplificatore munito di circuiti di equalizzazione e di regolatore per i toni bassi e alti che può essere opportunamente accoppiato sia a questo amplificatore di potenza da 70 W sia a quelli in precedenza descritti.

Lo schema elettrico di questo amplificatore di potenza è riportato nella figura 1. Si nota anzitutto che manca il condensatore di accoppiamento all'altoparlante. Viene inoltre impiegata una alimentazione di 42 V rispettivamente positivi e negativi rispetto allo chassis. La mancanza del condensatore di accoppiamento permette di avere un'ottima risposta anche alle frequenze più basse. Evidentemente, volendo realizzare un sistema stereofonico, e cioè, dovendo impiegare due identici amplificatori, potrebbe darsi che trovandosi i collegamenti dei due altoparlanti allo stesso valore di tensione continua, ciò potrebbe produrre degli inconvenienti. Per evitare ciò, è possibile accoppiare i due altoparlanti ai due stadi finali dei due amplificatori stereofonici mediante un normale condensatore elettrolitico di accoppiamento. Ovviamente, in questo caso, è necessario scegliere un valore di capacità molto elevato (alme-

no 5.000 μ F) allo scopo di avere, anche in questo caso, una buona risposta in frequenza anche alle note più basse.

Primo stadio amplificatore e circuito di controreazione in continua

Al primo stadio amplificatore (T_1) fa capo un circuito di controreazione in corrente continua attuato tramite i resistori R_6 (180 Ω) e R_7 (10 k Ω). La corrente di emettitore del transistor di ingresso (T_1) scorre nel potenziometro semifisso R_{13} (100 Ω); questo circuito di controreazione **in continua** è posto a massa per ciò che riguarda le componenti alternate, dal condensatore elettrolitico C_3 (1.000 μ F). Mediante il potenziometro semifisso R_{13} viene regolato il punto di lavoro del transistor di ingresso T_1 , e di conseguenza, essendo tutti gli stadi intermedi dell'amplificatore accoppiati **direttamente**, viene regolato automaticamente anche il **punto**

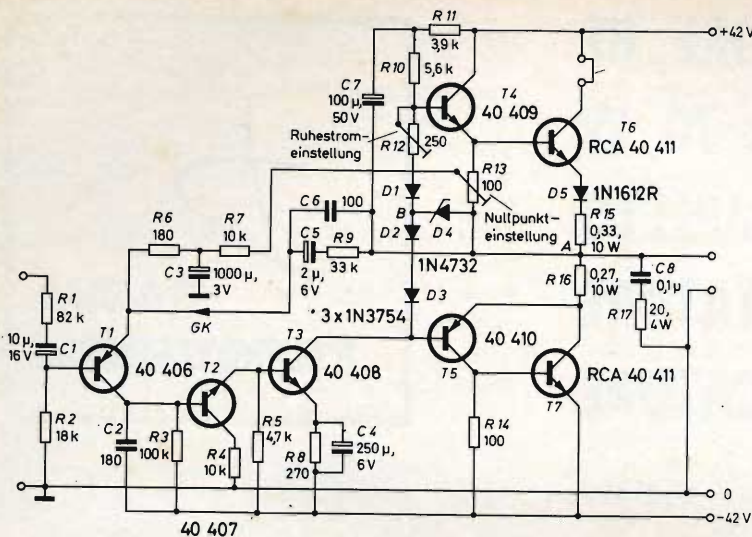


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore di potenza con 70 W di uscita (RCA). L'impedenza dell'altoparlante è 8 Ω .

di **simmetria A** nel circuito di emettitore dei transistori finali T_6 e T_7 (figura 1). Tra il punto di simmetria A e massa deve essere presente, in assenza di segnale, un valore di tensione 0. Il circuito di controreazione in continua permette di avere nel punto di simmetria A una variazione di tensione pari a $0 \pm 0,1$ V in tutta la gamma di variazioni di temperatura a cui può andare soggetto l'amplificatore.

Il primo stadio (T_1) è realizzato in un circuito con emettitore in comune, e di conseguenza, ha una resistenza di ingresso di circa 15 k Ω (questo valore comprende anche il resistore R_2 da 18 k Ω). Con l'inserimento del resistore R_1 da 82 k Ω , questo valore di resistenza di ingresso del primo stadio può essere portato fino a circa 100 k Ω . Ovviamente, il resistore in serie R_1 può essere tralasciato nel caso in cui si disponga di un preamplificatore con uscita a **bassa** impedenza; nel qual caso si consegue un notevole aumento della sensibilità dell'amplificatore di potenza. La frazione di resistenza di emettitore di questo stadio rappresentata dal resistore R_6 non essendo parallellata da alcun condensatore serve a introdurre in questo stadio un certo valore di controreazione in corrente **alternata**. Si deve tener presente che su questo stesso circuito di emettitore fa capo anche un altro ramo di controreazione in corrente alternata; ciò è attuato dai componenti C_5 e R_9 che collegano l'uscita del-

l'amplificatore all'emettitore del primo stadio amplificatore. Questa controreazione in corrente alternata è funzione della frequenza ed in particolare con un segnale con frequenza di 1 kHz raggiunge un valore di 35 dB. Il condensatore C_6 che è posto in parallelo a C_5 ed a R_9 serve anch'esso a controreazionare le frequenze elevate, e rappresenta un elemento che limita l'amplificazione oltre un determinato valore di frequenza elevata. Anche il condensatore C_2 sul collettore del primo transistor assolve gli stessi compiti. Quest'ultimo condensatore non è assolutamente indispensabile e la sua presenza è richiesta soltanto nel caso in cui venissero impiegati transistori con valore elevato di amplificazione di corrente.

Stadio pilota e regolazione del punto di lavoro dei transistori finali

I transistori T_2 e T_3 lavorano in un circuito **Darlington** modificato. I pregi di questo montaggio, come è noto, sono quelli di offrire un valore elevato di amplificazione e un valore elevato di impedenza di ingresso, per cui il primo stadio (T_1) non risulta in alcun modo caricato. Tutta l'amplificazione attuabile è fornita dagli stadi T_1 , T_2 e T_3 . Al transistor T_3 segue lo stadio che pilota la coppia dei transistori di potenza dello stadio finale. Siccome lo stadio pilota deve nello stesso tempo compiere la funzione di invertitore di fase

dei segnali da applicare ai due transistori finali, esso è equipaggiato con due transistori **complementari**, e cioè, un tipo PNP e un tipo NPN.

La tensione di polarizzazione di base di questa coppia di transistori complementari è ottenuta e stabilizzata nello stesso tempo mediante i diodi D_1 , D_2 e D_3 ; il valore esatto della tensione di polarizzazione viene regolato mediante il potenziometro semifisso R_{12} in maniera che nei transistori finali circoli una corrente di riposo con valore compreso sopra 20...30 mA.

I diodi D_1 , D_2 e D_3 debbono essere montati sugli stessi dissipatori di calore sui quali vengono montati i transistori finali T_6 e T_7 ; in particolare, il diodo D_1 deve essere montato sul dissipatore insieme a T_7 mentre i diodi D_2 e D_3 devono essere montati sul dissipatore insieme a T_6 . Ciò permette di realizzare una **controreazione termica** che permette di mantenere il valore della corrente di riposo dei transistori finali sul valore fisso prestabilito anche quando la temperatura dei contenitori dei transistori finali salisse fino al valore di 100 °C.

Circuito di protezione contro eventuali cortocircuiti dei morsetti di uscita dell'amplificatore

Come elementi di protezione nel caso di eventuale sovraccarico dell'amplificatore servono i resistori di emettitore R_{15} (0,33 Ω) e R_{16} (0,27 Ω), entrambi da 10 W. Ma la **limitazione della corrente** effettuata da questi due resistori non sarebbe sufficiente a proteggere i transistori finali, e per questo motivo è stato inserito un **terzo** elemento di protezione rappresentato dal diodo zener D_4 . Il sovraccarico dei transistori dello stadio finale si verifica tutte le volte che l'amplificatore viene fatto funzionare con una impedenza di carico (impedenza dell'altoparlante) troppo bassa, oppure quando i morsetti di uscita per il collegamento dell'altoparlante vengono addirittura messi in corto circuito. In questi casi, i dispositivi di limitazione della corrente dello stadio finale entrano in funzione quando la corrente di collettore comincia ad essere superiore al valore di 5 A. In queste condizioni, la differenza di tensione che si

forma tra il **punto di simmetria A** del circuito di emettitore dei transistori finali ed il **punto B**, di collegamento tra i diodi D_1 e D_2 è tale da portare in conduzione il diodo Zener D_4 . In particolare succede questo: durante la semionda **negativa** del segnale di pilotaggio, il diodo Zener D_4 conduce in senso **diretto**; durante la semionda **positiva** di questo stesso segnale, il diodo viene fatto lavorare con una tensione superiore alla tensione di zener. In entrambi i casi, quindi, il segnale di pilotaggio subisce una limitazione tale che la corrente di collettore dei transistori finali non può assolutamente superare quella soglia (5 A) in precedenza fissata. Questo circuito di protezione protegge da eventuali sovraccarichi anche i transistori pilota T_4 e T_5 .

Termo-interruttore

Un altro sistema di protezione contro i pericoli di sovraccarico dei transistori finali consiste nell'impiego di un **termo-interruttore** che viene montato su uno dei dissipatori sui quali è stato fissato uno dei transistori finali. Questo termo-interruttore deve avere una sensibilità tale da entrare in funzione, e quindi **togliere** la tensione di alimentazione all'amplificatore, tutte le volte che la temperatura del dissipatore supera il valore di 100...110 °C.

Prestazioni dell'amplificatore e dissipatori di calore

Con una tensione di alimentazione stabilizzata del valore di ± 40 V e con una potenza di uscita di 70 W furono misurati i seguenti valori:

corrente di picco (\hat{i}) = 4,2 A

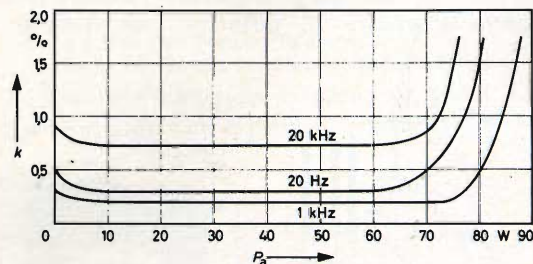


Fig. 2 - Fattore di distorsione (k) nell'amplificatore da 70 W in funzione della potenza di uscita per tre diverse frequenze (1 kHz, 20 Hz e 20 kHz).

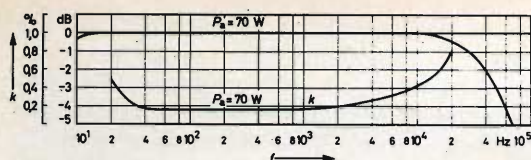


Fig. 3 - Fattore di distorsione (k) e curva di risposta in frequenza nell'amplificatore da 70 W di uscita. (Pa)

tensione di picco (v) = 33,6 V (23,7 V_{eff})
 assorbimento di corr. in continua \approx 1,5 A.

Ciascun transistor dissipa una potenza massima di circa 20 W. Di conseguenza, è ammissibile con una temperatura ambiente di 45 °C, una resistenza termica del dissipatore del valore di 6,3 °C/W. Per ragioni di sicurezza è meglio abbassare il valore di resistenza termica a 4 °C/W. Volendo impiegare come dissipatore, un lamierino di alluminio dello spessore di 2 mm bisognerebbe impiegare una superficie di 250 cm² per transistor. Per ragioni di spazio è quindi preferibile impiegare i dissipatori di calore del tipo a **profilato** disponibili in commercio purché però abbiano il valore di resistenza termica in precedenza specificato.

Nelle figure 1 e 2 sono riportati rispettivamente il fattore di distorsione in funzione della potenza di uscita per tre differenti valori di frequenza e il fattore di distorsione e la risposta in frequenza in funzione della frequenza del segnale.

Realizzazione degli alimentatori per gli amplificatori di potenza descritti

Le tensioni di alimentazione degli amplificatori di potenza descritti nelle precedenti parti prima e seconda, sono abbastanza elevate ed inoltre si richiede un notevole valore di potenza; per questo

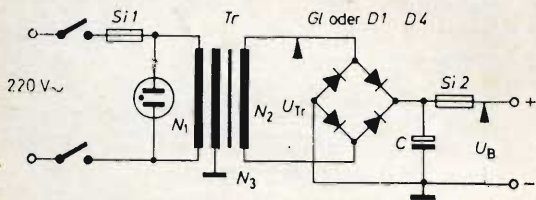


Fig. 4 - Schema elettrico dell'alimentatore per gli amplificatori descritti (vedi Tabella II).

motivo si consiglia di impiegare alimentatori **da rete**. Ovviamente, l'impiego di alimentatori di tensione **stabilizzati** permette di avere valori di distorsione più bassi ed inoltre rende inutile l'inserzione negli amplificatori di dispositivi di protezione contro eventuali sovraccarichi dovuti a corto circuiti o a bassi valori di impedenza dell'altoparlante. Ma ciò vuol dire anche aumentare il costo dell'apparecchiatura.

Per questo motivo noi consigliamo di impiegare, per ciascun amplificatore descritto, un alimentatore di facile realizzazione del quale in figura 4 riportiamo lo schema elettrico **fondamentale** mentre nella tabella 2 vengono riportati i dati costruttivi più salienti. Ciascun alimentatore è dimensionato in maniera da poter alimentare anche due amplificatori

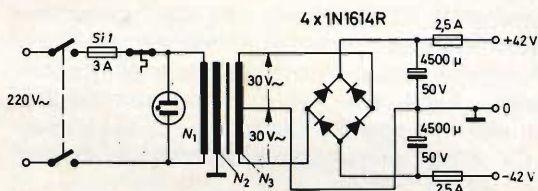


Fig. 5 - Schema elettrico dell'alimentatore da impiegare con l'amplificatore di potenza da 70 W di uscita.

Dati del trasformatore: nucleo EI 150 A Dyn Bl. IV x 0,5 mm, lamierini disposti alternati, spessore del pacco 40 mm; avvolgimento primario (N₁) = 546 spire di filo di rame smaltato da 0,9 mm; avvolgimento (N₂) = uno strato di filo di rame smaltato da 0,2 mm; avvolgimento (N₃) = 2 x 79 spire da 1,5 mm. Il termointerruttore si trova dopo il fusibile da 3 A.

identici, e cioè, alimentare un complesso di riproduzione **stereofonico**.

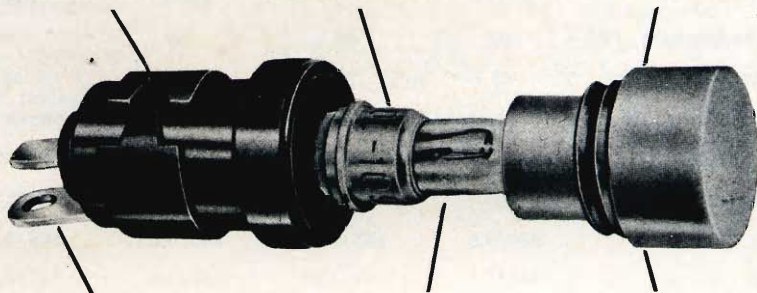
L'impiego di raddrizzatori al silicio e un dimensionamento molto abbondante permette di avere una resistenza **interna** molto bassa dell'alimentatore. Il valore elevato del condensatore di carica permette all'alimentatore di sopportare con facilità sovraccarichi istantanei (segnali di pilotaggio sinusoidali, punti massimi di brani musicali). I valori di capacità del condensatore di carica indicati nella tabella 2 sono valori minimi; ciò nonostante essi permettono di ottenere quel rapporto segnale/disturbo indicato per

nuovo portalampada **BULGIN**

fissaggio
con anello a molla

usare lampadine
sub-miniatura tipo T.1

lenti trasparenti
o traslucide



contatti isolati dal
sistema di fissaggio

disponibili lampadine
a 5, 12 e 28 V

lenti di cinque
differenti colori

Dimensioni reali



CARATTERISTICHE TECNICHE

Lenti: con montaggio a vite, disponibili in cinque colori (rosso, ambra, verde, blu ed acqua chiara) e cinque traslucide (rosso, arancio, verde, blu e bianco)

Massima temperatura di lavoro: 100 °C

Lampadina: sub-miniatura, tipo T.1, **SOSTITUIBILE**, tubolare da 3 mm, con attacco a baionetta, disponibile con tensioni nominali di 5, 12 e 28 V (tale lampadina, non fornita dalla BULGIN, è di produzione VITALITY)

Diametro massimo (misurato sullo spigolo della flangia): 7,9 mm

Sporgenza dalla superficie anteriore del pannello

alla parte frontale del portalampada: 6,7 mm
alla parte posteriore del portalampada: 14,3 mm

Spessore massimo del pannello: 3,2 mm.

Diametro del foro di fissaggio: 6,4 mm

D.971/col. lente trasparente
D.972/col. lente traslucida

per lampadine sub-miniatura
tipo T.1 **SOSTITUIBILI**

Per informazioni:
G.B.C. Italiana s.a.s. - V.le Matteotti, 66
20092 Cinisello B. (Milano)

THE CHOICE



OF CRITICS

BULGIN

TABELLA II - Componenti per la realizzazione degli alimentatori descritti

Uscita amplificatore	20 W	30 W	20 W (RCA)	35 W	
Fusibile 1	0,6	0,75	0,8	1	A
Fusibile 2	3	4	4	5	A
Condensatore (C)	2500		4000	4000	μ F
Tensione di alimentazione (V_b)	57	52	50	60	V
Tensione trasformatore (V_{T_r})	43	37,5	36	46	V_{eff}
Raddrizzatori oppure $D_1 \dots D_4$	1N1614R oppure 40266 oppure 2 x BYZ12 oppure BYZ 18				
Trasformatore T, Nucleo (1)	M 85 B	EI 106 b	M 102 a	M 102 b	
Spessore del pacco	46	46	36,5	54	mm
Numero spire N_1	686/0,5	568/0,55	746/0,55	506/0,65	(*)
Avvolgimento N_2	162/1	116/1,3	146/1,2	127/1,3	(*)
Avvolgimento N_3	uno strato di filo di rame smaltato da 0,2 mm con un terminale collegato a massa				

(1) Dyn Bl. III oppure IV, con spessore di 0,5 mm disposti alternativamente.
 (*) Spire di filo di rame smaltato.

ciascun amplificatore nella tabella 1. Naturalmente, valori più elevati di capacità tendono a migliorare questo rapporto.

In tutti gli alimentatori viene impiegato un **circuito di Graetz**; ciò allo scopo di sfruttare al massimo il trasformatore. Tra primario e secondario del trasformatore di rete va inserito un **circuito di protezione** il quale separando **capacitivamente** i due avvolgimenti, impedisce che ten-

sioni di disturbo provenienti dalla rete possano trasferirsi nell'uscita dell'alimentatore. Questo avvolgimento di protezione può essere costituito da uno strato di filo di rame smaltato da 0,1...0,2 oppure da un foglio di rame le cui estremità si sovrappongono ma siano isolate tra di loro; una estremità sia dell'avvolgimento sia del foglio di rame deve essere collegato a massa.

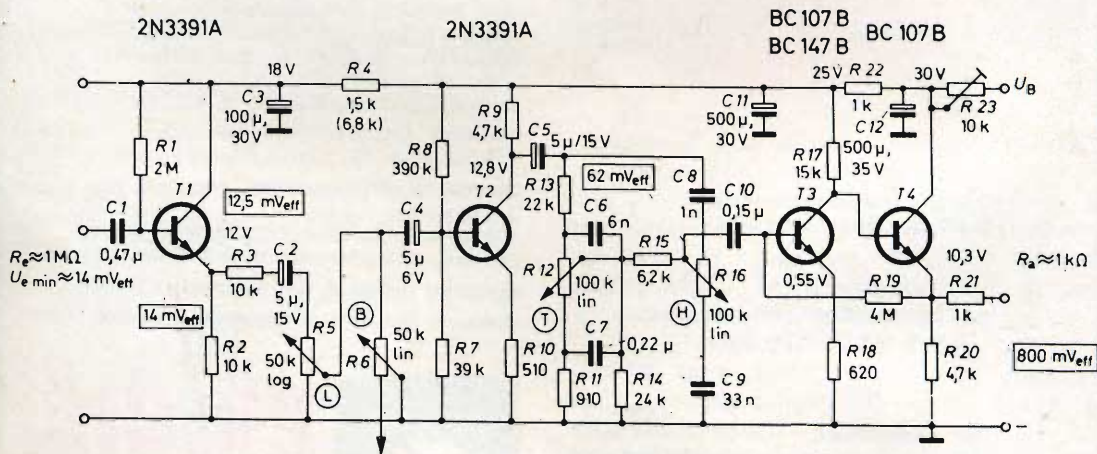
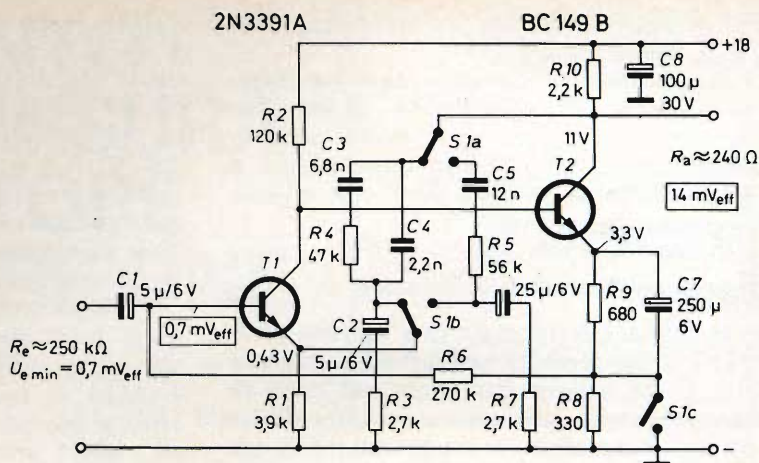


Fig. 6 - Schema elettrico del preamplificatore nel quale è inserito anche un sistema per la regolazione dei toni alti e bassi. La resistenza d'ingresso R_e è ≈ 1 M Ω . La resistenza d'uscita R_a è ≈ 1 k Ω . Dal potenziometro R_6 si può prelevare il segnale per un secondo canale.

Fig. 7 - Schema elettrico di un preamplificatore-equalizzatore da impiegare nel caso vengano impiegati pick-up magnetici. La resistenza d'ingresso R_e è $\approx 250 \text{ k}\Omega$. La resistenza d'uscita R_a è $\approx 240 \Omega$.



In figura 5 è riportato lo schema elettrico dell'alimentatore per l'amplificatore di potenza da 70 W. Anche in questo caso, aumentando la capacità dei condensatori di carica si migliora automaticamente il rapporto segnale/disturbo.

Preamplificatore

Nelle figure 6 e 7 sono riportati due semplici circuiti preamplificatori adatti a pilotare gli amplificatori di potenza descritti in questa serie di articoli. Ovviamente, la sensibilità di ingresso dipende dal particolare amplificatore di potenza collegato.

In figura 7 è riportato un preamplificatore capace di dare un'amplificazione di potenza di circa 70 dB (alti e bassi esaltati al massimo). Nel primo stadio, il transistor T_1 è montato in un circuito con collettore comune (emitter-follower) e funziona quindi da trasformatore di impedenza. Difatti, ciò permette di avere una resistenza di ingresso con un valore compreso tra 0,6...1,5 M Ω . In questo stadio come pure nel secondo stadio (T_2), è opportuno impiegare il transistor a bassa cifra di rumore 2N 3391A (General Electric); possono però essere impiegati anche i transistori BC 109 B (BC 149 B). In questo caso, la cifra di rumore è leggermente più elevata.

Il resistore R_3 (10 k Ω) impedisce che il valore della resistenza del preamplificatore possa dipendere in qualche modo dalla particolare posizione assunta sia dal

potenziometro del volume R_5 (50 k Ω log.) sia dal potenziometro bilanciatore R_6 (50 k Ω lin.). Il transistor T_2 è montato in circuito con emettitore in comune e provvede con la sua amplificazione a compensare l'attenuazione del segnale introdotta dal circuito regolatore di toni. Quest'ultimo permette, alla frequenza di 30 Hz, di ottenere una esaltazione di +21 dB e una attenuazione di -14 dB mentre alla frequenza di 15 kHz l'esaltazione è +21 dB e l'attenuazione è -18 dB, naturalmente, questi valori si riferiscono ad un segnale con frequenza di 1 kHz.

Al circuito regolatore dei toni alti e bassi segue uno stadio finale costituito dai transistori T_3 e T_4 il quale provvede ad amplificare ancora di circa 20 dB il segnale. Il transistor T_4 è montato in un circuito collettore in comune (emitter-follower) e pertanto funziona da trasformatore di impedenza; in particolare, la resistenza di uscita del preamplificatore è circa 1 k Ω . Siccome T_3 e T_4 sono accoppiati in corrente continua, essi sono in grado di mantenere inalterate le prestazioni dello stadio finale entro una gamma di temperature comprese tra 0...70 $^{\circ}\text{C}$.

Mediante il potenziometro R_{23} da 10 k Ω viene regolata una tensione di alimentazione di 30 V. Il valore del resistore R_4 è 1,5 k Ω nel caso in cui prima del preamplificatore venga inserito un preamplificatore-equalizzatore mentre, per il normale impiego dell'amplificatore, e cioè, quando all'ingresso viene collegata l'uscita di un Tuner, di un pick-up a cristallo o

di un registratore, tale resistore deve avere il valore di 6,2 k Ω .

Il condensatore C₃ può essere tralasciato qualora venga collegato all'ingresso del preamplificatore un circuito equalizzatore per il fatto che in quest'ultimo è già presente un condensatore elettrolitico di disaccoppiamento.

Il preamplificatore-equalizzatore

In figura 7 è riportato uno schema elettrico di un preamplificatore-equalizzatore che dovrà essere impiegato nel caso la sorgente del segnale sia costituita da un pick-up **magnetico**. Il commutatore a tre vie (S1_a...S1_c) permette di ottenere due diverse curve di equalizzazione: una di queste curve si adatta per le attuali **curve caratteristiche di incisione** con costante di tempo di 3.180 μ s, 318 μ s e 75 μ s ed è quella indicata con la posizione del commutatore nel circuito di figura 7; l'altra curva caratteristica di equalizzazione è valida per la vecchia caratteristica di incisione europea per i dischi da 78 giri/minuto.

L'amplificazione di tensione misurata

con un segnale con frequenza di 1 kHz è circa 26 dB (20 volte) per l'equalizzazione dei dischi **microsolco**, mentre è di 30 dB (31 volte) per i **normali** dischi a 78 giri/minuto. Al posto del transistor 2N 3991A può essere impiegato anche un transistor BC 109B (BC 149B); come già accennato, in questo secondo caso, è da prevedere all'uscita, una tensione di rumore più elevata.

I valori indicati di tensione continua sono stati misurati con un voltmetro a valvola e possono variare fino a $\pm 20\%$. I valori di tensione alternata indicati si riferiscono ad un segnale con frequenza di 1 kHz e valgono per la massima sensibilità, quando cioè, entrambi i preamplificatori vengono collegati all'amplificatore di potenza con 70 W di uscita.

Bibliografia

- RCA - Data Bulletin « ATC-408 » (8 66)
- RCA - Application Note « SMA-41 » (12 65)
- RCA - Transistor Manual « SC-12 »
- Siemens-Halbleiter-Schaltbeispiele, April 1967
- NF-Bausteine mit Silizium-Transistoren. Valvo-Brief, April 1967

PRODOTTI



AREZZO

52100
Via M. Da Caravaggio, 10-12-14
Tel. 30258

FIRENZE

50134
Via G. Milanese, 28/30
Tel. 486303

LIVORNO

57100
Via Della Madonna, 48
Tel. 31017

PISTOIA

51100
Viale Adua, 132
Tel. 31669

VIAREGGIO

55049
Via Rosmini, 20
Tel. 49244

GROSSETO

58100
Via Oberdan, 47
Tel. 28429

PRATO

50047
Via F. Baldanzi, 16/18
Tel. 26055

SIENA

53100
Viale Sardegna, 11
Tel. 45.105

STRUMENTO PER LA MISURA DEL FATTORE DI DISTORSIONE

**STRUMENTI
E MISURE
DI
LABORATORIO**

seconda parte

a cura di L. Biancoli

Nella prima parte di questo articolo abbiamo chiarito le caratteristiche funzionali del circuito, costituito da un dispositivo di ingresso con attenuatore, da un sistema per la soppressione a sfasamento della frequenza fondamentale del segnale per il quale si esegue la misura, e da un voltmetro elettronico per l'amplificazione e la misura del segnale residuo al quale è dovuta la distorsione. In questa seconda ed ultima parte vengono precisati i valori di tutti i componenti, e vengono forniti tutti i dettagli relativi alla messa a punto ed all'uso pratico dello strumento.

REALIZZAZIONE DELLO STRUMENTO

La disposizione dei componenti non è affatto critica, e questo è il motivo per il quale riteniamo inutile fornire un disegno illustrativo del circuito pratico: tuttavia, si tenga presente che — nell'eventualità che occorra misurare livelli di distorsione assai bassi — è necessario racchiudere l'intera apparecchiatura in un involucro metallico, che — naturalmente — deve essere collegato alla massa comune dell'amplificatore sotto prova e del generatore. Si rammenti infatti che — in linea di massima — in ogni laboratorio elettronico è sempre diffuso un notevole campo magnetico avente la frequenza di rete, che impone l'impiego di uno schermaggio adeguato.

Dal momento che l'amplificatore delle armoniche costituito da TR5 e da TR6 fornisce un guadagno assai elevato, è consigliabile fare in modo che i condut-

tori facenti capo all'ingresso siano il più possibile distanti dai conduttori che costituiscono l'uscita. A prescindere da queste esigenze, la disposizione dei componenti dipende esclusivamente dall'estro costruttivo di chi realizza l'apparecchiatura, e dovrà in seguito farne uso.

Dal momento che i comandi disponibili sul pannello frontale sono in numero relativamente elevato, quest'ultimo dovrà avere una superficie non inferiore a mm 300 di larghezza e 250 di altezza: il pannello — inoltre — dovrà essere realizzato possibilmente con una lastra di alluminio di spessore non inferiore ad 1,5 mm, a patto — beninteso — che si usi un telaio sufficientemente robusto.

Le capacità comprese tra C5 e C19 potranno essere installate comodamente al di sotto dei settori corrispondenti del commutatore multiplo, ed i loro valori possono essere stabiliti in base alla tabella che segue.

Valori capacitivi della sezione di soppressione della fondamentale

POSIZIONE	GAMMA DI FREQUENZE	VALORI CAPACITIVI
1	Da 20 ÷ 80 Hz	C5 = C10 = 0,15 μ F - C15 = 0,3 μ F
2	Da 80 ÷ 320 Hz	C6 = C11 = 0,04 μ F - C16 = 0,08 μ F
3	Da 320 ÷ 1.280 Hz	C7 = C12 = 0,01 μ F - C17 = 0,02 μ F
4	Filtro escluso	
5	Da 1,25 ÷ 5 kHz	C8 = C13 = 2.500 pF - C18 = 5.000 pF
6	Da 5 ÷ 20 kHz	C9 = C14 = 620 pF - C19 = 1.250 pF

ELENCO DEI VALORI DEGLI ALTRI COMPONENTI

R1 = 330.000 Ω - 0,5 W
 R2 = 330.000 Ω - 0,5 W
 R3 = 560.000 Ω - 0,5 W
 R4 = 4.700 Ω - 0,5 W
 R5 = 10.000 Ω - 0,5 W
 R6 = 1.000 Ω - 0,5 W
 R7 = 330.000 Ω - 0,5 W
 R8 = 560.000 Ω - 0,5 W
 R9 = 470 Ω - 0,5 W
 R10 = 4.700 Ω - 0,5 W
 R11 = 270 Ω - 0,5 W
 R12 = 220.000 Ω - 0,5 W
 R13 = 4.700 Ω - 0,5 W
 R14 = 330.000 Ω - 0,5 W
 R15 = 560.000 Ω - 0,5 W
 R16 = 4.700 Ω - 0,5 W
 R17 = 10.000 Ω - 0,5 W
 R18 = 270 Ω - 0,5 W
 R19 = 13.000 Ω (1%) - 1 W
 R20 = 4.100 Ω (1%) - 1 W
 R21 = 1.300 Ω (1%) - 1 W
 R22 = 410 Ω (1%) - 1 W
 R23 = 180 Ω (1%) - 1 W
 R24 = 20 Ω (1%) - 1 W
 R25 = 600 Ω - 0,5 W
 R26 = 33.000 Ω - 0,5 W
 R27 = 2,2 Ω - 0,5 W
 R28 = 3.300 Ω - 0,5 W
 R29 = 100 Ω - 0,5 W
 R30 = 3.300 Ω - 0,5 W

RV1-6-9 = Tre potenziometri coassiali lineari da 500 Ω

RV2-5-8 = Tre potenziometri coassiali lineari da 10.000 Ω

RV3-4-7 = Tre potenziometri coassiali lineari da 50.000 Ω

RV10 = Potenziometro a filo da 50 Ω (usato come reostato)

P = Potenziometro logaritmico a grafite da 50 mila Ω

C1 = 0,5 μ F - 600 V - a carta

C2 = 50 μ F - 50 V - elettrolitico

C3 = 5 μ F - 50 V - elettrolitico

C4 = 500 μ F - 25 V - elettrolitico

C5-6-7-8-9-10-11-12-13-14-15-16-17-18-19 = Vedi tabella a parte: tutti questi condensatori devono essere del tipo in poliestere

C20 = 1 μ F - 50 V - elettrolitico

C21 = 5 μ F - 50 V - elettrolitico

C22 = 5 μ F - 50 V - elettrolitico

C23 = 5 μ F - 50 V - elettrolitico

C24 = 1 μ F - 50 V - elettrolitico

C25 = 500 μ F - 25 V - elettrolitico

C26 = 50 μ F - 25 V - elettrolitico

C27 = 2 μ F - 50 V - elettrolitico

C28 = 0,005 μ F - in poliestere

C29 = 2 μ F - 50 V - elettrolitico

TR1 = 2N3707

TR2 = 2N3707

TR3 = 2N3707

TR4 = 2N2926

TR5 = 2N3707

TR6 = 2N2926

D1 = OA95

D2 = OA95

ST = Strumento da 100 μ A fondo scala

Si tenga presente che non tutte le capacità necessarie sono direttamente disponibili in commercio, per cui — per ottenere alcuni dei valori elencati — sarà necessario ricorrere all'impiego di due o più capacità, collegate in serie-parallelo,

in modo da costituire il valore effettivamente necessario. Questi valori — tuttavia — non sono di vitale importanza, ad eccezione del fatto che una eccessiva differenza rispetto ai valori contenuti nella tabella influisce in modo negativo agli

effetti delle gamme delle frequenze di copertura. Ciò che conta è che C5 e C10 siano eguali tra loro entro il 5% del valore reciproco, e che C15 presenti un valore pari al doppio del valore di C5 e C10, con una tolleranza del 5% in più o in meno. Le medesime considerazioni valgono nei confronti delle altre quattro portate.

Come si è detto, il consumo di corrente dell'intero strumento ammonta approssimativamente a 6 mA, con una batteria di alimentazione di 12 V: di conseguenza, è possibile usare per l'alimentazione qualsiasi tipo di batteria adatta all'impiego nei comuni radio ricevitori di tipo portatile. Dal momento che la corrente di collettore di TR6 è assai esigua, non esiste alcun pericolo di danneggiare lo strumento a seguito di sovraccarichi.

Come si può notare osservando lo schema di figura 4 e lo schema di figura 6, i terminali contrassegnati A, B e C del primo, fanno capo direttamente ai terminali di ingresso recanti il medesimo contrassegno nel secondo.

Per comodità di impiego, le sei posizioni del commutatore triplo della parte illustrata alla figura 4 possono essere contrassegnate con lettere di riferimento, quali ad esempio, A, B, C, D, E, ed F, oppure con i limiti delle gamme di frequenza, semplificando così l'impiego dello strumento.

I transistori suggeriti presentano dei terminali di collegamento piuttosto corti, per cui è indispensabile adottare le necessarie precauzioni durante la saldatura, onde evitare che il calore che si propaga lungo i conduttori possa danneggiarne i cristalli. L'intero circuito può essere realizzato sia col sistema del montaggio convenzionale, sia mediante una basetta di materiale isolante pre-forato o ancora mediante un circuito stampato. In quest'ultimo caso — naturalmente — occorrerà studiare con cura la disposizione di tutti i componenti, onde evitare incroci ed accoppiamenti induttivi o capacitivi che potrebbero compromettere la stabilità di funzionamento.

MESSA A PUNTO DELLO STRUMENTO

Una volta completati tutti i collegamenti, la sola operazione di messa a pun-

to necessaria consiste nel regolare il potenziometro a filo RV10, in serie al circuito di emettitore di TR5. Se il suo valore viene aumentato si riduce il guadagno dell'amplificatore di misura in quanto aumenta la reazione negativa presente tra il collettore di TR6 e l'emettitore di TR5. Si consiglia di eseguire questa regolazione nel modo che segue:

1. Portare in primo luogo il commutatore di portata (a sei posizioni ed una via, facente parte della sezione finale di figura 6) sulla posizione corrispondente al 100%.
2. Chiudere l'interruttore I (vedi figura 4).
3. Regolare il potenziometro P al massimo in senso orario.
4. Portare il commutatore a tre vie e sei posizioni sulla quarta posizione (filtro escluso).
5. Applicare un segnale di Bassa Frequenza avente un'ampiezza compresa approssimativamente tra 0,5 ed 0,7 V eff.
6. Regolare RV 10 in modo da ottenere l'indicazione di fondo scala da parte dello strumento ST.

Questa regolazione stabilisce la sensibilità dello strumento: in altre parole, permette di individuare l'ampiezza minima del segnale di ingresso fornito dall'amplificatore sotto prova che consente l'esecuzione della misura della distorsione entro l'intera portata. Naturalmente, può accadere che chi realizza questa apparecchiatura abbia delle sue idee personali in merito alla sensibilità necessaria; tuttavia, nei confronti del prototipo al quale è riferita questa descrizione, si è riscontrato che una sensibilità compresa tra 0,5 e 0,7 V eff. era abbastanza soddisfacente.

USO DELLO STRUMENTO

Osservando ancora per un istante lo schema a blocchi di figura 1, è possibile notare che all'amplificatore sotto prova viene fornito un segnale avente una forma d'onda sinusoidale, ed a bassissima distorsione, con la frequenza necessaria. Questo segnale può essere fornito

da un generatore di tipo professionale (ossia caratterizzato da una distorsione trascurabile) oppure da qualsiasi altro tipo di generatore, a patto che si usi un filtro per la soppressione delle eventuali armoniche presenti in origine.

In parallelo all'uscita dell'amplificatore sotto prova vengono collegati — come sappiamo — un misuratore di uscita, e lo strumento propriamente detto per la misura della distorsione.

Se l'apparecchiatura sotto prova consiste in un amplificatore di tensione, il misuratore di uscita consisterà probabilmente in un voltmetro a valvola, oppure in un millivoltmetro a transistori per corrente alternata, avente le portate voltmetriche necessarie. Non appena l'amplificatore è stato predisposto in modo tale da fornire un segnale di uscita avente l'ampiezza necessaria, è possibile mettere in funzione il misuratore della distorsione, procedendo alle operazioni che seguono, nell'ordine in cui sono elencate.

- A** - Predisporre il commutatore di portata facente parte dell'ultima sezione (figura 6) sulla posizione 100%.
- B** - Predisporre il commutatore multiplo a tre sezioni del circuito per la soppressione della fondamentale sulla quarta posizione, nella quale il filtro soppressore risulta disinserito.
- C** - Mettere sotto tensione il misuratore della distorsione.
- D** - Regolare il potenziometro P, e — se il segnale applicato all'ingresso dello strumento presenta un'ampiezza abbastanza elevata — aprire l'interruttore I. Operare comunque in modo da ottenere da parte dello strumento indicatore la deflessione sino al fondo scala (ossia fino al valore 100%).
- E** - Portare quindi il commutatore a tre sezioni del soppressore della fondamentale sulla posizione corrispondente alla frequenza con la quale viene eseguita la misura.
- F** - Come il lettore avrà certamente compreso, RV2, RV5 ed RV8 sono tre potenziometri coassiali, comandati cioè da un unico perno, così come RV1, RV6 ed RV9, e come RV3, RV4 ed RV7. Ciò premesso, predisporre i

comandi per la regolazione media della frequenza, RV2-5-8, ed i comandi per la regolazione fine della frequenza, RV1-6-9 approssimativamente verso il centro della loro rotazione.

- G** - Regolare RV3-4-7 fino ad ottenere la minima deflessione da parte dell'indice dello strumento. Se l'indicazione minima in tal modo ottenuta è al di sotto del 10% della intera estensione della scala, spostare il commutatore di portata del circuito per la misura dell'ampiezza delle armoniche sulla posizione corrispondente al 10%.
- H** - Regolare quindi RV2-5-8, e ripetere ancora le regolazioni di cui si è detto, per ridurre ulteriormente l'indicazione fornita dallo strumento.
- I** - Con ciascuna riduzione dell'indicazione dello strumento al di sotto del 30% del fondo della scala, spostare sempre il commutatore di portata della sezione che misura l'ampiezza delle armoniche residue sulla portata immediatamente inferiore. Sarà facile notare che — per eseguire misure di distorsione inferiori all'1%, vale a dire quando lo strumento denota un'indicazione pari a 100 mentre il commutatore della sezione finale si trova sulla posizione 1% — sarà necessario intervenire sui tre potenziometri RV1-6-9.
- L** - Come già è stato stabilito all'inizio, il principio consiste sostanzialmente nel sopprimere la frequenza fondamentale del segnale introdotto nell'amplificatore, cosa che viene eseguita regolando alternativamente e progressivamente i potenziometri accoppiati a tre a tre, compresi RV1 ed RV9, fino ad ottenere l'indicazione minima da parte dello strumento. Una volta ottenuta questa indicazione minima, essa rappresenta — in funzione della posizione del commutatore di portata della sezione finale — l'ammontare globale delle armoniche presenti nel segnale di prova, e quindi l'ammontare della distorsione, a patto che esso esprima la percentuale di ampiezza rispetto all'ampiezza globale del segnale di uscita, rilevabile

con l'apposito misuratore direttamente all'uscita dell'amplificatore sotto prova.

La serie delle dieci operazioni può sembrare piuttosto complessa nel descriverla, ma chiunque realizzi questa apparecchiatura noterà che, con un po' di pratica, esse possono essere eseguite assai rapidamente.

Occorre inoltre considerare che, sebbene sia difficile danreggiare lo strumento a causa di eventuali sovraccarichi, e ciò grazie all'eseguità della corrente di collettore di TR6, è peraltro del tutto inutile creare le suddette condizioni di sovraccarico. A tale scopo, è sufficiente osservare le due precauzioni che seguono:

- Ogniqualevolta è necessario agire sui comandi principali per la soppressione della frequenza fondamentale, RV3-4-7, predisporre il commutatore di portata della sezione voltmetrica sulla posizione 100%.
- Portare inoltre il commutatore di portata sulla posizione 100% prima di eseguire qualsiasi regolazione del generatore di segnali o dell'amplificatore sotto prova.
- Se il segnale di ingresso applicato allo strumento è di ampiezza troppo ridotta per poter fornire la lettura di fondo scala nell'operazione « D » della serie precedentemente descritta, lo strumento potrà del pari essere usato, ma sarà necessario moltiplicare la regolazione finale per un certo fattore, nel modo seguente. Supponiamo che l'indicazione finale della distorsione sia pari allo 0,25% x 100 (lettura rilevata durante la regolazione). Se ad esempio è possibile ottenere un'indicazione pari a 50, la lettura finale della distorsione deve essere moltiplicata per due. P può essere regolato in modo da determinare una indicazione da parte dello strumento che permetta l'impiego di un fattore di moltiplicazione conveniente, come ad esempio 2, 3 oppure 4.

Nell'eventualità che per l'esecuzione della misura della distorsione non si disponga di un generatore di segnali a Bassa Frequenza di tipo professionale, e che

si debba invece usare un normale generatore del tipo a ponte di Wien, nel quale caso il segnale prodotto presenta una certa distorsione intrinseca, è necessario — come già abbiamo anticipato — interporre tra il generatore e l'amplificatore sotto prova un filtro per la soppressione delle armoniche presenti nel segnale di prova, del tipo illustrato alla **figura 7**.

Ammesso che la frequenza del segnale prodotto dal generatore sia abbastanza stabile, con l'aiuto di questo filtro è possibile ridurre la distorsione originale approssimativamente alla quinta parte.

I dati che stiamo per fornire nei confronti di questo filtro sono riferiti alla sola frequenza di prova di 1.000 Hz: tuttavia, se si desiderasse eseguire la misura della distorsione anche nei confronti di altre frequenze, è naturalmente necessario adottare diversi valori sia per l'induttanza, sia per la capacità. Occorre inoltre rilevare che questo accorgimento è meno conveniente che non l'impiego di un generatore a bassa distorsione (ossia con distorsione inferiore allo 0,05%) ma — in mancanza di un generatore di questo genere — il suo aiuto è prezioso, in quanto permette del pari l'esecuzione della misura, con generatori meno costosi.

Per tradurre in pratica questo accorgimento, è necessario variare la frequenza del generatore fino ad ottenere la massima ampiezza del segnale dopo il filtro, il che può essere stabilito portando il commutatore triplo della sezione di soppressione della fondamentale sulla quarta posizione (filtro escluso), ed il commutatore di portata della sezione voltmetrica sulla posizione 100%. Le altre operazioni sono le medesime, e vanno svolte nel medesimo ordine citato nel caso della misura senza l'impiego di un filtro.

Per una frequenza di prova di 1.000 Hz, l'induttanza visibile alla figura 7, (L) deve avere un valore di 200 mH, ed in parallelo ad essa deve essere collegata una capacità (C) del valore di 0,13 μ F. È indispensabile che l'induttanza sia priva di nucleo ferro magnetico, in quanto tale nucleo introdurrebbe di per se stesso una notevole distorsione.

La suddetta induttanza può essere realizzata avvolgendo un totale di 4.200 spire di filo di rame smaltato del diametro

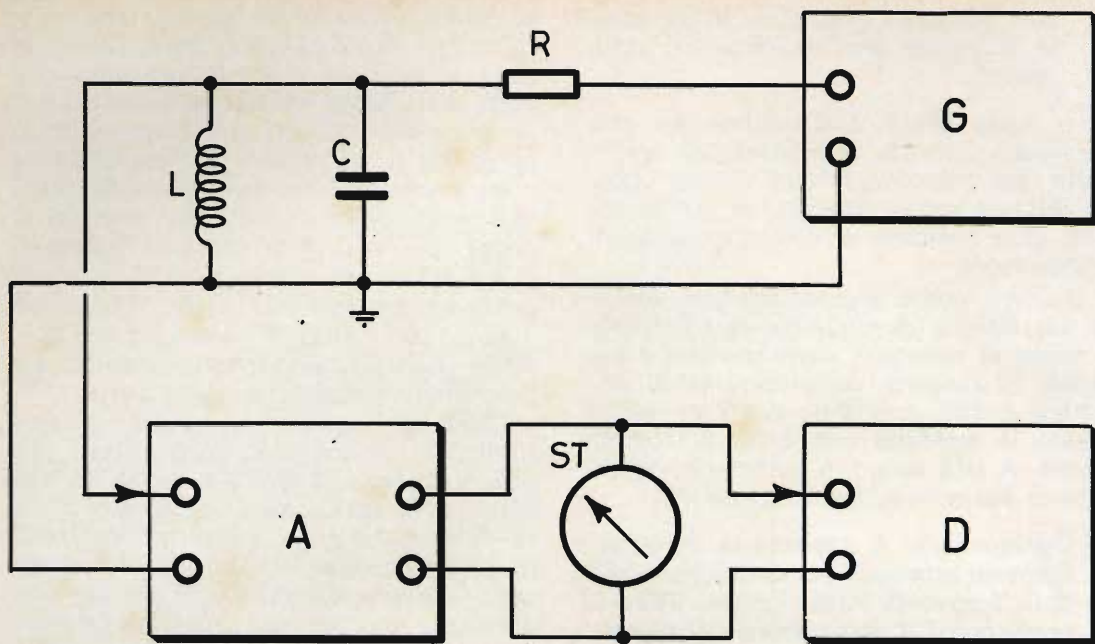


Fig. 7 - Quando per l'esecuzione della misura di distorsione non è possibile disporre di un generatore (G) di tipo professionale, le eventuali armoniche presenti nel segnale da esso fornite, possono essere soppresse mediante l'aggiunta del filtro costituito da R, C ed L, interposto appunto tra il generatore e l'amplificatore sotto prova (A). ST rappresenta qui il misuratore di uscita, e D l'apparecchiatura per la misura della distorsione, descritta in questo articolo.

di 0,22 mm, su di un supporto avente un diametro di 12 mm, ed una lunghezza di 25 mm. Non occorre alcun isolamento tra gli strati, sebbene essi debbano essere avvolti nel modo più compatto possibile.

Come è stato precisato nell'elenco dei valori dei componenti, ST è uno strumento a bobina mobile avente una sensibilità di 100 μA fondo scala. Ciò premesso, se la sua scala è tarata appunto da 0 a 100 μA , la stessa suddivisione può essere sfruttata per misurare la percentuale di distorsione fino ad un massimo di 100. Durante la regolazione di P — infatti — lo strumento viene portato al fondo scala, ossia viene predisposto sull'indicazione del 100% di distorsione. È quindi intuitivo che un'indicazione di 10 μA (pari alla decima parte della deflessione) corrisponda ad una distorsione

del 10%. Quanto sopra vale naturalmente per tutte le portate decimali; la scala e la relativa numerazione dovranno invece essere rifatte per le portate corrispondenti allo 0,3 ed al 3%. Tale operazione non presenta però difficoltà eccessive, in quanto basta procedere come se si dovesse ritracciare, la scala di un voltmetro con strumento da 100 μA di sensibilità per una portata di 3 V fondo scala, oppure di un multiplo o sottomultiplo di tale valore.

I normali generatori di segnali a ponte di Wien implicano una distorsione originale solitamente compresa tra 0,2% e 0,5%, e — con l'aggiunta del suddetto filtro — questa distorsione si riduce a meno dello 0,1%, con la possibilità quindi di eseguire la misura della distorsione in modo abbastanza preciso, anche con strumenti relativamente economici.

COSTRUZIONE DI UN SEMPLICE STRUMENTO PER LA MISURA DEL RAPPORTO ONDE STAZIONARIE

**STRUMENTI
E MISURE
DI
LABORATORIO**

a cura di L. Biancoli

Chiunque abbia allestito una stazione trasmittente dilettantistica deve invariabilmente affrontare il problema dell'adattamento dell'antenna e della relativa linea di trasmissione. Se l'adattamento non è più che corretto, è assai facile che buona parte della potenza di uscita in AF del trasmettitore venga inutilmente dissipata, a dispetto dei commenti positivi di chi riceve i segnali irradiati. Ad evitare questo spreco di potenza, può essere utile realizzare questo semplice dispositivo, che permette di accertare in pochi secondi il valore del rapporto onde stazionarie, che causa la maggior parte delle perdite.

Q

Quando si va « in onda », accade assai spesso di sentirsi dire « ottima ricezione, chiara e ben modulata ». È questa una frase che invariabilmente soddisfa l'orgoglio dei radioamatore, e lo convince che il suo impianto è in perfette condizioni di sintonia e di rendimento.

Ciò nonostante, se quell'ipotetico amatore si prendesse la briga di misurare la potenza del segnale irradiato nello spazio, e se confrontasse il valore rilevato con la potenza effettiva di uscita del trasmettitore, nella maggior parte dei casi proverebbe un'amara delusione. Potrebbe infatti accorgersi che non tutta la potenza di uscita viene irradiata, e che — con le opportune correzioni — potrebbe arrivare in zone assai più distanti.

La principale causa di spreco di potenza nel campo della trasmissione radiofonica è la produzione di **onde stazionarie** lungo la linea di trasmissione che allaccia l'uscita del trasmettitore all'antenna vera e propria. Tali onde stazionarie vengono misurate in funzione di un rapporto, detto appunto **rapporto onde stazionarie**, che può essere misurato con buona precisione a patto che si disponga della necessaria attrezzatura.

Maggiore è il valore del suddetto rapporto, abbreviato con la sigla **ROS**, maggiore è la potenza inutilmente dissipata lungo la linea di trasmissione, a danno della potenza effettiva e — indirettamente — della portata del trasmettitore.

Esistono naturalmente in commercio vari tipi di apparecchi adatti alla misura

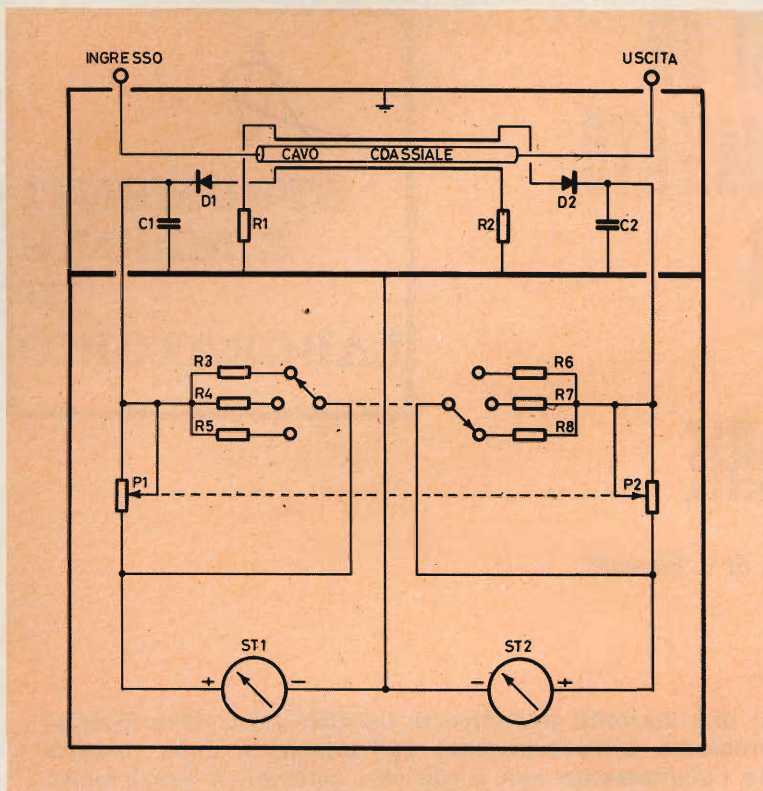


Fig. 1 - Circuito elettrico del dispositivo per la misura del rapporto onde stazionarie (ROS). Si tratta di due sezioni, separate da uno schermo metallico, di cui una in serie alla discesa di antenna, ed una costituita da due circuiti di misura, simmetrici tra loro.

del ROS, la maggior parte dei quali impiega un circuito a ponte per valutare sia la potenza diretta, sia quella inversa (o di ritorno). Il valore viene indicato da un unico strumento di misura, ed un commutatore permette di predisporre l'apparecchio per valutare alternativamente le due potenze in gioco. Dalle due letture viene poi ricavato il valore del ROS.

Per semplificare questo rilevamento, è però possibile realizzare un semplice apparecchio che — servendosi di diversi strumenti di misura, uno dei quali indica la potenza diretta relativa, mentre l'altro indica la potenza inversa riferita alla prima — permette di stabilire con buona approssimazione il valore del ROS, senza la complicazione dovuta alla commutazione, ed al calcolo del rapporto in base alle due letture rilevate separatamente.

IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

La **figura 1** rappresenta il circuito elettrico dello strumento che ci accingiamo a descrivere. L'ingresso e l'uscita sono

costituiti da due connettori coassiali, caratterizzati da un'impedenza adatta a quella della linea di trasmissione (solitamente pari a 50 o a 75 Ω).

Il raccordo di ingresso fa capo ad un tratto di cavo coassiale identico a quello usato per la discesa di antenna, privato però del rivestimento isolante esterno e della calza metallica, avente una lunghezza determinata di cui diremo. I due connettori — inoltre — devono essere disposti ad una distanza prestabilita, con la massima esattezza possibile, in quanto da essa dipende la precisione della misura.

Parallelamente al suddetto tratto di cavo coassiale vengono tesi due segmenti di conduttore di rame, opposti tra loro rispetto ad un qualsiasi diametro della sezione del cavetto coassiale. In essi, quando il segnale a radiofrequenza viene fatto passare attraverso il cavo, viene indotta una tensione proporzionale all'intensità della corrente ad Alta Frequenza.

I suddetti due tratti di conduttore di rame esterni al cavetto fanno entrambi capo

a massa tramite due resistenze di carico, R1 ed R2, collegate alle due estremità reciprocamente opposte. L'altra estremità di ciascun segmento di conduttore fa invece capo ad una cellula di rettificazione, ciascuna delle quali consta di un diodo (D1 e D2) e di una capacità di filtraggio verso massa (C1 e C2).

In pratica, il segmento di cavo coassiale si comporta alla stessa stregua del primario di un trasformatore, che induce una tensione nei due secondari costituiti dai due segmenti di conduttore di rame. Ciò premesso, è facile intuire che D1 rettifica il segnale dovuto alla potenza **diretta** irradiata nello spazio attraverso l'antenna, mentre D2 rettifica il segnale dovuto alla potenza **inversa**, che si manifesta quando il rapporto onde stazionarie (ROS) è di valore apprezzabile.

Ciascuno dei due segnali rettificati viene applicato ad uno strumento di misura costituito da un microamperometro per corrente continua a bobina mobile, avente una sensibilità di 200 μ A fondo scala, tramite una resistenza variabile in serie (rispettivamente P1 per ST1 e P2 per ST2). In parallelo a ciascuna delle due resistenze variabili è prevista una resistenza che può assumere tre diversi valori, a seconda della posizione del commutatore a due vie e tre posizioni, che predispone la portata di misura.

Grazie alla presenza di questo commutatore e delle sei resistenze che esso consente di inserire a due a due in parallelo ai due potenziometri con comando coassiale, il dispositivo per la misura del ROS può essere regolato per varie potenze di uscita, fino ad un massimo di 2.000 W.

Se si regolano contemporaneamente il doppio potenziometro P1 e P2 ed il commutatore di portata, in modo da portare al fondo scala d'indice di ST1, valutando in tal modo la potenza diretta **relativa**, ST2 è in grado di indicare direttamente sulla propria scala il valore del rapporto onde stazionarie.

Naturalmente, si tratta in sostanza di due circuiti perfettamente simmetrici tra loro, nel senso che R1 ed R2 presentano il medesimo valore (in relazione all'impedenza della linea di antenna), come pure C1 e C2. Altrettanto dicasi per le coppie di resistenze R3-R8, R4-R7 ed R5-R6.

L'unica differenza tra i due circuiti di misura consiste nel fatto che la fase del segnale prelevato dai due conduttori che agiscono da secondari nei confronti del tratto di cavo coassiale risulta opposta nei due circuiti simmetrici.

CRITERI REALIZZATIVI

Come è stato premesso, il tratto di cavo coassiale nei confronti del quale viene seguita la misura deve essere privato dell'isolamento esterno e della calza metallica. Per questo motivo, onde evitare un'inutile e dannosa irradiazione di segnale, la parte dello strumento costituita dal tratto di cavo, dai due conduttori paralleli, dalle resistenze R1 ed R2, dalle capacità C1 e C2, dai diodi D1 e D2 e dai due raccordi coassiali di ingresso e di uscita, deve essere racchiusa in una scatola metallica facente capo direttamente alla massa del trasmettitore, attraverso la calza metallica del cavo coassiale che collega l'uscita del trasmettitore stesso al connettore di ingresso dello strumento.

Di conseguenza, converrà realizzare l'intero apparecchio in una scatoletta metallica, di dimensioni adeguate, divisa in due sezioni mediante una parete divisoria. L'involucro esterno, e la suddetta parete divisoria, sono rappresentati dalla cornice in tratto di maggiore spessore nello schema di figura 1, e dalla linea di eguale spessore che separa le due sezioni.

Nella parte inferiore vanno invece installati il commutatore a due vie e tre posizioni, al quale fanno capo le resistenze R3, R4, R5, R6, R7 ed R8, il doppio potenziometro coassiale P1-P2, e i due strumenti ST1 ed ST2.

Una volta allestito l'involucro con la sua parete divisoria, con dimensioni adeguate a quelle dei componenti (principalmente a quelle dei due microamperometri), e dopo aver aggiunto la parete divisoria munita di due fori passanti nei quali si inseriranno due gommini passa-cavo, si potrà procedere alla preparazione del cassetto, nel modo che segue.

I due connettori coassiali, indicati con le sigle CO1 e CO2 nello schema costruttivo di **figura 2**, dovranno essere fissati al pannello posteriore dello strumen-

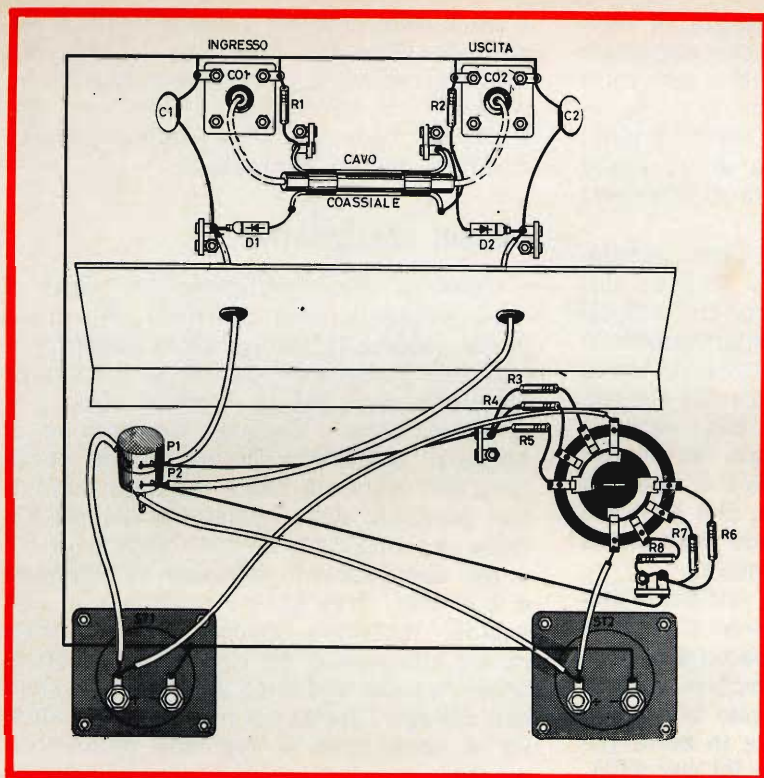


Fig. 2 - Schema costruttivo dello strumento: sono messe in evidenza le connessioni tra i vari componenti, nonché le caratteristiche intrinseche del cavetto attraverso il quale viene compiuta la misura.

to in posizioni tali che la distanza tra i rispettivi centri sia pari **esattamente** a 114 mm.

Ciò premesso, si procurerà un tratto di cavo coassiale, possibilmente del tipo RG58/U (e comunque di impedenza caratteristica di 50 o di 75 Ω , a seconda delle esigenze), avente una lunghezza complessiva di 134 mm. Esso verrà poi privato del rivestimento esterno in plastica e della calza metallica, dopo di che si asporterà l'isolamento interno alle estremità per una lunghezza di 10 mm per lato, mettendo a nudo il conduttore interno.

Le due estremità denudate verranno poi stagnate e piegate ad angolo retto, entrambe nella medesima direzione, in modo da poterle saldare direttamente ai collegamenti centrali dei due connettori di ingresso e di uscita, distanti tra loro appunto 114 mm.

Prima di effettuare queste saldature — tuttavia — occorrerà preparare anche due segmenti di conduttore rigido di rame del diametro di 1,6 mm, aventi entrambi la

lunghezza di 86 mm. Tali tratti di conduttore dovranno essere piegati leggermente alle estremità, e fissati lungo due lati opposti del cavetto coassiale di cui si è detto, con l'aiuto di due segmenti di nastro adesivo in plastica, allestendo quindi il dispositivo sensibile così come si può osservare nello schema costruttivo di figura 2.

*Per il fissaggio del cavetto così preparato, e di altri componenti dell'intero dispositivo, ci si potrà servire di sei ancoraggi ad un solo posto isolato da massa, come si osserva appunto nella figura citata.

Le connessioni facenti capo al cavetto (con un totale di sei terminali) sono chiaramente indicate alla figura 2. I due diodi D1 e D2 dovranno essere collegati in modo che il catodo (uscita delle alternanze positive della tensione rettificata) sia in contatto con il terminale della capacità di filtraggio (C1 e C2).

Dall'uscita dei due diodi dovranno poi partire due conduttori isolati che — attraverso i due gommini passa-cavo applicati

Qualità • Tradizione • Progresso tecnico

CHINAGLIA

Sede: Via Tiziano Vecellio, 32 - 32100 BELLUNO - Telefono 25.102



analizzatore a 59 portate

CORTINA sensibilità 20 kΩ - V c.c. e c.a.

SCATOLA: In ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.

QUADRANTE: a specchio antiparallasse con 6 scale a colori; indice a cottello, vite esterna per la correzione dello zero.

COMMUTATORE: rotante per le varie inserzioni.

STRUMENTO: a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto Cl. 1/40 μA.

CIRCUITO AMPEROMETRICO c.c. - c.a.: bassa caduta di tensione 50 μA - 100 mV / 5 A - 500 mV.

OHMMETRO In c.c.: completamente alimentato da pile interne; lettura diretta da 0,05 Ω. a 100 MΩ.

OHMMETRO In c.a.: alimentato dalla rete 125-220 V; portate 10-100 MΩ.

CAPACIMETRO: a reattanza con tensione di rete da 125 V - 220 V.

DISPOSITIVO di protezione dello strumento, contro sovraccarichi per errate inserzioni.

CONSTRUZIONE semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione. Componenti elettrici professionali di qualità. Boccole di contatto di nuovo tipo con spine a molla; cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato.

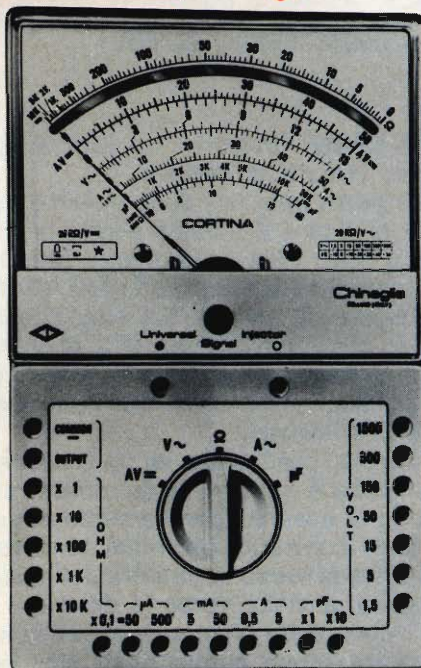
ACCESSORI in dotazione: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso-nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.

INIEITORE DI SEGNALI UNIVERSALE (USI) transistorizzato per Radio e TV; frequenze fondamentali 1 e 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo per la versione CORTINA USI).

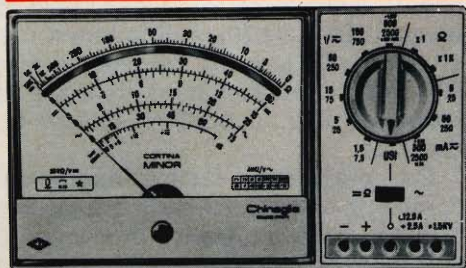
PRESTAZIONI

A =	50	500 μA	5	50 mA	0,5	5 A			
A ~		500 μA	5	50 mA	0,5	5 A			
V =	100 mV	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV)*
V ~		1,5	5	15	50	150	500	1500 V	
VBF		1,5	5	15	50	150	500	1500 V	
dB	da	-20	a	+66	dB				
Ω =		1	10	100 KΩ	1	10	100 MΩ		
Ω ~						10	100 MΩ		
pF		50.000 pF	500.000 pF						
μF		10	100	1000	10.000	100.000 μF	1 F		
Hz		50	500	5000 Hz					

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV.



mod. Cortina L. 12.400
Cortina USI L. 14.900



PRESTAZIONI

A =	50 μA	5	50	500 mA	2,5 A			
A ~	25	250 mA	2,5 - 12,5 A					
V =	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV)*
V ~	7,5	25	75	250	750	2500 V		
VBF	7,5	25	75	250	750	2500 V		
dB	da	-10	a	+69	dB			
Ω =		10 KΩ	10 MΩ					
μF		100 μF	100.000 μF					

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV.

Minor L. 9.900

Minor USI L. 12.500
astuccio compreso

analizzatore CORTINA Minor

38 portate 20 kΩ - V c.c. 4 kΩ - V c.a.

SCATOLA: in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 150 x 85 x 40. Peso gr. 350.

QUADRANTE: a specchio con 4 scale a colori, indice a cottello, vite esterna per la correzione dello zero.

COMMUTATORE: rotante di tipo speciale per le varie portate.
STRUMENTO: a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto Cl. 1,5/40 μA.

OHMMETRO: completamente alimentato con pile interne; lettura diretta da 0,5 Ω a 10 MΩ

DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

CABLAGGIO: eseguito su piastra a circuito stampato.

BOCCOLE: di contatto di nuovo tipo con spine a molla.

CONSTRUZIONE semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione.
COMPONENTI elettrici professionali di qualità.

ACCESSORI: in dotazione, coppia puntali ad alto isolamento rosso-nero; istruzioni dettagliate per l'impiego. A richiesta astuccio in materiale antiurto.

INIEITORE DI SEGNALI UNIVERSALE (USI) transistorizzato per Radio e TV; frequenze fondamentali 1 KHz 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo per la versione CORTINA Minor USI).

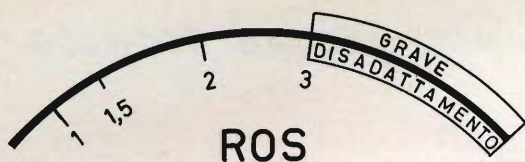


Fig. 3 - Metodo di allestimento della scala dello strumento ST2, tarata in modo da indicare direttamente il valore del ROS.

alla parete divisoria — raggiungeranno i due circuiti di misura.

La parte inferiore dello schema costruttivo di figura 2 illustra anche la disposizione degli altri componenti, peraltro assai semplice e niente affatto critica, data l'assenza di segnali ad Alta Frequenza. I due strumenti ST1 ed ST2 misurano infatti soltanto l'entità della tensione continua disponibile all'uscita delle due cellule rettificatrici.

L'unico particolare di cui occorre tener conto è la polarità dei due strumenti, che deve essere rigorosamente rispettata: in caso contrario, gli indici tenderebbero a spostarsi verso la sinistra dell'inizio della scala, anziché verso la destra.

I valori delle diverse resistenze e delle capacità, come quello degli altri componenti, sono precisati nell'apposita tabella. Durante il montaggio, si farà in modo che — quando il commutatore si trova nella prima delle sue tre posizioni, ossia all'estremità in senso anti-orario — risultino inserite R5 ed R6. Nella posizione centrale risulteranno inserite R4 ed R7, e nella terza posizione R3 ed R8.

Come si è detto all'inizio, i due strumenti ST1 ed ST2 devono presentare entrambi una sensibilità di 200 μ A fondo scala. Occorre però rilevare che per ST1 non è necessaria una scala graduata, in quanto — come vedremo — durante la messa a punto e l'impiego dello strumento esso dovrà indicare costantemente il fondo scala, misurando la potenza relativa di trasmissione irradiata dall'antenna. In pratica, ST1 serve solo per la messa a punto del commutatore multiplo e del doppio potenziometro P1-P2, per poter eseguire la lettura su ST2.

Questo secondo strumento dovrà invece essere provvisto di una scala tarata direttamente in valori del rapporto onde sta-

zionarie ROS. A tale scopo, converrà rifarne la scala, nel modo illustrato alla figura 3.

Per ottenere misure abbastanza precise, l'intera estensione della scala andrà divisa in cinque parti eguali tra loro, la prima delle quali (dall'inizio della scala al primo « quinto ») andrà a sua volta divisa in due parti eguali.

Ciò fatto, la prima divisione corrisponderà ad un valore del ROS pari ad 1, la seconda ad un valore pari ad 1,5; la terza ad un valore pari a 2, e la quarta ad un valore pari a 3. Dalla quarta divisione al fondo della scala si potrà riportare la scritta « Grave disadattamento », nel modo illustrato, la cui zona occuperà quindi gli ultimi due quinti dell'intera scala.

Una volta eseguita la modifica dei due strumenti, ed a montaggio ultimato, l'apparecchio potrà essere considerato pronto a funzionare, senza alcuna tensione di alimentazione.

REGOLAZIONE ED USO DEL DISPOSITIVO

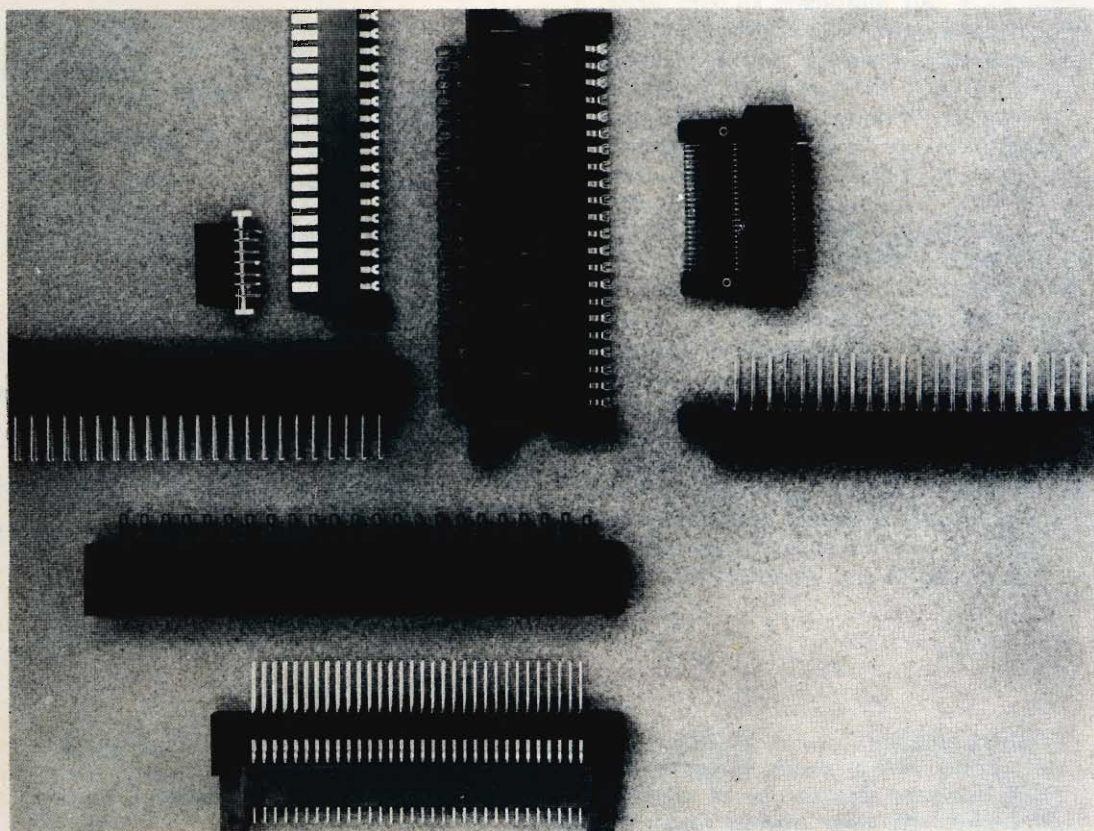
Come è facilmente intuibile, la differenza di indicazione da parte di ST1 e di ST2 dipende dalla direzione in cui scorrono nel tratto di cavo coassiale preparato le correnti ad Alta Frequenza diretta ed inversa. Di conseguenza, per un corretto funzionamento, occorrerà fare in modo che il connettore di ingresso **CO1** faccia capo all'**uscita del trasmettitore**, e che il connettore di uscita **CO2** faccia invece capo alla **linea di antenna**. Se questi due collegamenti venissero invertiti, ST1 indicherebbe il rapporto onde stazionarie, ed ST2 la potenza diretta di irradiazione.

Ciò premesso, l'unica operazione da compiere agli effetti della messa a punto è la seguente: collegare in primo luogo il connettore di ingresso all'uscita del trasmettitore, ed applicare al connettore di uscita un carico resistivo di 50 o di 75 Ω , a seconda dell'impedenza per la quale lo strumento è stato predisposto.

Ciò fatto, sintonizzare il trasmettitore sulla frequenza su cui si desidera trasmettere, e regolare contemporaneamente il commutatore multiplo ed il doppio potenziometro coassiale P1-P2, fino ad ottenere la deflessione a fondo scala dell'indice

La Philips-ELCOMA dispone di una vasta gamma di:

connettori per circuiti stampati



- dal passo 0,2" al passo 0,04"
- tipi professionali a norme MIL C-21097 B
- tipi economici per impieghi civili
- tipi compatibili con circuiti stampati a più strati
- tipi speciali a richiesta.

Per informazioni rivolgersi a:

PHILIPS s.p.a. - Sez. ELCOMA - Reparto Microelettronica professionale - P.zza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - Tel. 6994

di ST1 (che deve essere logicamente a sinistra del pannello frontale del dispositivo).

In tali condizioni, ST2 non dovrebbe fornire alcuna indicazione, in quanto è impossibile che si verifichino onde stazionarie con un carico fittizio come quello costituito dalla resistenza di cui si è detto. Se tuttavia ST2 fornisce una qualsiasi indicazione, ciò sta ad indicare una certa dissimmetria tra i valori dei componenti. Controllare quindi che entrambi i diodi D1 e D2 presentino la medesima resistenza diretta ed inversa, e sostituire uno dei due in caso di discordanza in uno dei due valori. Altrettanto dicasi per le due resistenze R1 ed R2, che devono avere lo stesso valore.

Ciò fatto, eliminare la resistenza applicata provvisoriamente al connettore di uscita CO2, ed applicare in sua vece il cavo di collegamento all'antenna. Correggere eventualmente la sintonia del trasmettitore sulla frequenza di trasmissione, e ritoccare il commutatore ed il doppio potenziometro per riportare esattamente al fondo scala l'indice di ST1 (strumento di sinistra). A questo punto, sulla scala di ST2 (a destra) sarà possibile leggere direttamente il valore del ROS.

Si rammenti che se il valore del rapporto è pari ad 1, la potenza di trasmissione è ancora abbastanza accettabile: se esso è pari ad 1,5 a 2 o a 3, ciò significa che buona parte della potenza viene sprecata lungo la linea di trasmissione, con tutte le possibilità intermedie. Se infine l'indice di ST2 si sposta fino a raggiungere la zona di **grave disadattamento**, ciò significa che la maggior parte della potenza di uscita del trasmettitore viene

sprecata, per cui converrà rivedere sia le caratteristiche dell'antenna, sia quelle della linea di trasmissione.

Per concludere, il costo maggiore di questo dispositivo è costituito da quello dei due strumenti, che devono essere eguali tra loro: tuttavia, se si considera l'enorme vantaggio che deriva dalla presenza di un basso valore del ROS agli effetti dello sfruttamento della potenza di uscita di un trasmettitore e della sua portata, non è difficile ammettere che la realizzazione di questo utile strumento di misura non può che contribuire al successo degli sforzi compiuti da chiunque abbia costruito un trasmettitore.

ELENCO DEI VALORI

- R1 = Resistenza anti-induttiva da 270 Ω - 1% - 1 W, per impedenza della linea di 50 Ω . Se la linea è da 75 Ω , il valore deve essere di 220 Ω anziché 270.
- R2 = Come R1.
- R3 = Resistenza chimica da 50.000 Ω - 2 W - 1%
- R4 = Resistenza chimica da 33.000 Ω - 2 W - 1%
- R5 = Resistenza chimica da 13.000 Ω - 2 W - 1%
- R6 = Come R5
- R7 = Come R4
- R8 = Come R3
- P1-P2 = Doppio potenziom. coassiale da 2 x 1 M Ω log.
- C1 = Condensatore ceramico da 0,01 μ F a disco
- C2 = Come C1
- D1 = Diodo 1N34A o equivalente
- D2 = Come D1
- ST1 = Milliamperometro da 200 μ A fondo scala
- ST2 = Come ST1
- CO1 = Connettore coassiale da 50 o da 75 Ω (a seconda delle esigenze)
- CO2 = Come CO1

Negli ambienti sanitari olandesi si dedica particolare attenzione a un nuovo metodo di ricerca che si serve di agenti radioattivi. Si tratta di una nuova tecnica della medicina nucleare che fa uso di isotopi radioattivi e che è ritenuta di grande interesse in particolare nella ricerca medico-biologica.

Il Segretario di Stato per la Sanità, dr. R. J. H. Kruisinga, ha deciso di finanziare tre progetti di ricerca, basati sulla suddetta tecnica, che possono apportare enormi benefici alla salute della popolazione. Per uno di questi tre progetti (realizzazione di un metodo semplice e veloce per determinare l'assorbimento di grassi nell'intestino tenue), il Segretario di Stato ha avviato trattative con la Duphar.

PRINCIPI DI FUNZIONAMENTO E DI CALCOLO DEGLI OHMETRI FUNZIONANTI CON ALIMENTAZIONE A BATTERIE

L'ABC DELLA
ELETTRONICA

In primo luogo, occorre determinare gli elementi dello schema, sul tipo di quello illustrato alla **figura 1**, in modo tale che il funzionamento risulti possibile tra due limiti, che chiameremo U_{max} ed U_{min} , della tensione di alimentazione. La resistenza variabile R , collegata in serie, permette la taratura e serve anche per ridurre l'influenza delle variazioni di U , nei confronti della precisione di misura.

La resistenza fissa in serie R_s viene scelta con un valore tale che l'indice dello strumento di misura M si sposti fino a raggiungere il fondo scala anche in corrispondenza del valore più piccolo di U (U_{min}) quando la parte di R inserita nel circuito è nulla, e quando i terminali contrassegnati 1 e 2 vengono posti in corto circuito tra loro. La corrente che passa in tal caso attraverso lo strumento di misura M può essere calcolata mediante la formula che segue:

$$I_m = \frac{U_{min}}{R_s + r}$$

nella quale r rappresenta la resistenza intrinseca dello strumento M . Si ha in tal caso che:

$$R_s = \frac{U_{min}}{I_m} - r \quad (1)$$

Se l'ohmetro funziona con una tensione U maggiore di U_{min} , si introduce nel circuito, prima di eseguire la misura, una certa parte di R , in modo tale che l'indice dello strumento si porti sulla posizione corrispondente allo « zero » della scala, quando i terminali 1 e 2 sono tra loro in corto circuito.

Introducendo nel circuito il valore totale della resistenza R , ossia una resistenza uguale ad R_{max} , deve essere possibile tarare lo strumento, ossia azzerarlo, anche con una tensione di alimentazione U_{max} superiore alla tensione nominale U . Il valore di R_{max} deve soddisfare la relazione che segue:

$$R_{max} \geq \frac{U_{max} - U_{min}}{I_m} \quad (2)$$

La resistenza di ingresso R_e di un ohmetro è rappresentata dalla resistenza del circuito tra i terminali 1 e 2. Nel caso in cui $R = 0$, si ha che:

$$R_e = R_s + r = U : I_m$$

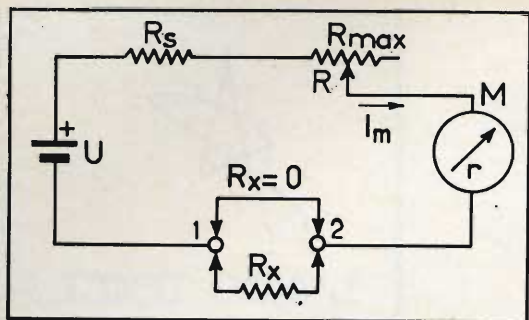


Fig. 1 - Schema di principio di un ohmetro con rimessa a zero in serie.

Se si collega una certa resistenza ai terminali 1 e 2, la corrente nel circuito non ha più il suo valore massimale I_m , ma assume il valore $I_x = U : (R_e + R_x)$.

Per graduare il quadrante dell'ohmetro, si sfrutta il rapporto $I_x : I_m$, il cui valore può essere calcolato mediante la formula che segue:

$$I_x : I_m = R_e : (R_e + R_x) \quad (3)$$

A questo punto, è evidente che se il valore di U varia, è necessario modificare opportunamente il valore di R_e , in quanto sussiste in tal caso la necessità di modificare il valore della resistenza totale presente in serie al circuito, vale a dire della somma di $R_s + R$. Ne deriva che il rapporto I_x/I_m assumerà un valore differente per un medesimo valore di R_x , il che significa che la gradazione stabilita per un certo valore di R_e non avrà più valore per un diverso valore della resistenza di ingresso.

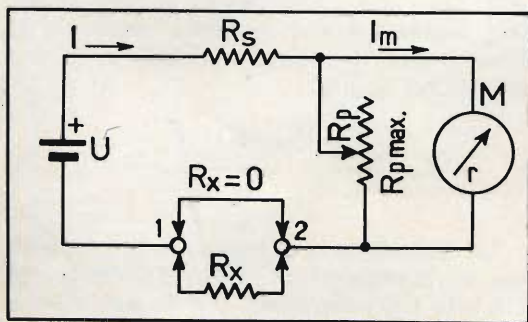


Fig. 2 - Schema di principio di un ohmetro con rimessa a zero in parallelo.

È del pari possibile dimostrare che l'errore relativo supplementare introdotto è uguale alla variazione, espressa in percentuale, della tensione di alimentazione: se la tensione fornita dalla pila è variata del 10%, l'errore supplementare introdotto sarà anch'esso pari al 10%. Il senso dell'errore è però inverso a quello della variazione di U : se la tensione di U è **diminuita** del 10%, il valore letto sulla scala dell'ohmetro risulta aumentato del 10% (senza tener conto dell'errore relativo proprio dell'apparecchio, ossia intrinseco dello strumento).

Per equalizzare l'ammontare dell'errore nei due sensi, si calcola l'ohmetro per una tensione di alimentazione U uguale alla media aritmetica dei due limiti considerati per il suo valore. Di conseguenza, dal momento che una pila nuova da 1,5 V fornisce una tensione avente un valore prossimo ad 1,6 V (U_{max}), se il limite inferiore imposto è di 1,2 V (U_{min}), il calcolo dell'ohmetro verrà effettuato per una tensione di alimentazione pari a:

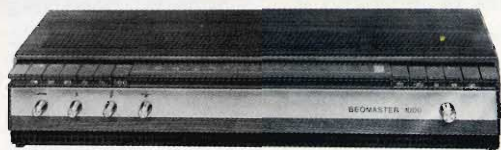
$$(1,6 + 1,2) : 2 = 1,4 \text{ V}$$

Si nota quindi che la precisione di un ohmetro come quello illustrato alla figura 1 dipende notevolmente dal valore della tensione di alimentazione U , e che l'eventuale opportuna taratura del circuito tramite il valore di R non elimina l'errore supplementare introdotto a seguito di una variazione del valore di U .

OHMETRO CON RIMESSA A ZERO IN PARALLELO

Per diminuire l'influenza della tensione di alimentazione sulla precisione della misura, è possibile adottare lo schema di **figura 2**, nel quale la resistenza variabile di taratura R_p viene collegata in parallelo allo strumento di misura M . Il calcolo di questo schema deve essere fatto in modo tale che l'indice dello strumento M si porti al fondo scala quando la tensione di alimentazione è minima (U_{min}), quando R_p presente nel circuito presenta il valore massimo ($R_{p_{max}}$), e quando i terminali 1 e 2 sono tra loro in corto circuito.

In tali condizioni, l'equipaggio mobile dello strumento indicatore M viene attraversato dalla corrente I_m . Quando si ap-



**Diffusore
BEOVOX 1000 - 6208**

A due vie
Potenza nominale: **10 W**
Campo di frequenza:
60 ÷ 19.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
1 woofer - 1 tweeter
Impedenza: 4 Ω
Dimensioni: 470 x 240 x 190
In tek **AA/5570-00**
in palissandro **AA/5575-00**

**Amplificatore-Sintonizzatore FM
BEOMASTER 1000**

Potenza di uscita musicale per
canale: **20 W**
Risposta di frequenza: 30 ÷
20.000 Hz ± 3 dB
Distorsione armonica: 1%
Impedenza: 3 — 5 Ω
Entrata di antenna: 75 Ω
Alimentazione: 220 ÷ 240 Vc.a.
Dimensioni: 505 x 254 x 87
ZA/0687-00

**Giradischi
BEOGRAM 1000**

3 velocità motore asincrono a
4 poli
Completo di base in legno pre-
giato e coperchio in plexiglass
Corredato di cartuccia tipo SP 7
Alimentazione: 220 V - 50 Hz
Dimensioni con coperchio:
358 x 308 x 160
RA/0330-00

PREZZO ECCEZIONALE PER LA COMBINAZIONE COMPLETA

plica un valore resistivo in parallelo ad M, la corrente totale del circuito aumenta, ed assume il valore I. È quindi possibile dimostrare che:

$$R_p = \frac{I_m R_s r}{U - I_m (R_s + r)} \quad (4)$$

Sostituendo in questa formula al valore di U i valori imposti di U_{\min} ed U_{\max} , è possibile calcolare i valori di $R_{p \min}$ e di $R_{p \max}$, partendo però dal presupposto che quest'ultimo valore costituisca un limite minimale.

Lo « shunt » può essere realizzato in due parti: una resistenza variabile, avente un valore uguale o superiore ad $R_{p \max} - R_{p \min}$, ed una resistenza fissa, calcolata in modo tale da completare la resistenza dell'insieme, fino al valore di $R_{p \max}$.

Per un certo valore di $R_{p \max}$, la tensione di alimentazione $U_{1 \min}$ (per la quale il funzionamento è ancora possibile) può essere calcolata mediante la formula che segue:

$$U_{1 \min} = I_m \left(r + R_s + \frac{r R_s}{R_{p \max}} \right) \quad (5)$$

La resistenza in serie R_s viene calcolata a partire dalla resistenza di ingresso R_e , e dalla tensione di alimentazione U, che viene scelta in base alla formula che segue:

$$R_s = R_e [1 - (I_m r/U)] \quad (6)$$

Una variazione di R_p comporta una variazione della resistenza di ingresso R_e , ma quest'ultima resta sempre compresa tra R_s ed $R_s + r$, qualunque sia il valore di R_p . Per dirla in altre parole, la variazione di R_e non può superare il valore di r, e, dal momento che quest'ultima è generalmente più debole di R_s , R_e varia di poco, e l'errore supplementare introdotto risulta relativamente trascurabile.

Se il calcolo viene effettuato in funzione di u, esprimendolo mediante una frazione decimale, la variazione relativa della tensione di alimentazione U, ossia l'errore supplementare K_p introdotto da questa variazione sarà pari a:

$$K_p = \frac{-U}{(U : I_m r) - 1} \quad (7)$$

Se ne deduce che:

1. Il senso di quest'errore relativo supplementare è opposto a quello della variazione della tensione U.
2. L'errore K_p è tanto più debole quanto più U è elevato, oppure quanto più piccolo è il prodotto $I_m r$.

A questo punto, è possibile comprendere che quest'ultimo definisce la caduta di tensione presente ai capi dello strumento M, quando il suo indice subisce la deflessione totale; il suo valore è tanto più ridotto, quanto più la resistenza intrinseca r dello strumento è esigua. La formula (7) illustra inoltre che l'errore supplementare introdotto è maggiore quando la tensione di alimentazione diminuisce fino al valore U_{\min} , che non quando essa ammonta a U_{\max} , ammettendo che U rappresenti la media aritmetica tra questi due limiti.

Sostituendo nella formula (7) il valore di u_{\max} a — u (variazione relativa massima possibile di U, in un senso o nell'altro), è possibile definire il valore assoluto dell'errore supplementare massimale $K_{p \max}$, risultante dalla diminuzione di U fino ad U_{\min} (oppure dall'aumento di quest'ultima tensione fino al valore U_{\max}). È sufficiente sostituire nella formula (7) U con U_{\min} (oppure con U_{\max}).

Ammettendo che; in pratica il prodotto $I_m r$ è spesso dell'ordine di 0,1 V ($r = 1.000 \Omega$ ed $I_m = 100 \mu A$, ad esempio) e che U_{\min} possa essere del valore di 1 V quando viene usato un solo elemento da 1,5 V, è possibile constatare che l'errore supplementare massimale è pari ad u_{\max} : 9. In altre parole, l'errore risulta 9 volte inferiore a quello che si potrebbe supporre, per un medesimo valore di u_{\max} , con lo schema di figura 1.

È quindi possibile stabilire con certezza che l'errore supplementare massimale $K_{p \max}$ è — in questo caso — pari soltanto al 2,2%. Questo errore potrebbe essere ulteriormente ridotto, scegliendo un valore più elevato della tensione di alimentazione, il che porta all'impiego di un valore di U_{\min} del pari più elevato.

COME RIDURRE IL TEMPO DI PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI DIFFERENZIALI

**ELETTRONICA
INDUSTRIALE**

Il circuito amplificatore differenziale è molto versatile ed è usato in un gran numero di applicazioni. Sfortunatamente, le equazioni usate per il disegno dipendono dalla configurazione dell'amplificatore. Una notevole quantità di tempo può essere risparmiata se, invece di ricercare le equazioni adatte ogni volta che occorre un amplificatore differenziale, il progettista usa un utile prontuario, come le Tabelle 1 e 2.

Queste sono basate sulle più usate configurazioni di amplificatore differenziale, che generalmente sono:

- ad una entrata di tensione ad una sola estremità
- a due entrate di tensione ad una sola estremità
- a due entrate di corrente ad una sola estremità
- ad entrata differenziale.

Resistenza d'entrata dell'amplificatore differenziale

La figura 1 mostra il circuito d'alimentazione di un amplificatore differenziale che ha un'entrata ad una sola estremità.

L'altra entrata ha una resistenza, R_s , a massa, cosicché entrambe le entrate mostrano la stessa impedenza. L'impedenza

Z_3 , vista esaminando la base di Q2 è ottenuta come segue:

$$Z_1 = h_{ib} + R_s / (\beta + 1)$$

Dove Z_1 è la resistenza d'entrata di Q1; Z_2 è l'impedenza vista alla sorgente di polarizzazione costante. Essa consiste in R_e posta in parallelo con il collegamento di R_2 e Z_1 . Poiché R_e è tipicamente molto più grande di $R_2 + Z_1$:

$$Z_2 \approx R_2 + h_{ib} + R_s / (\beta + 1)$$

L'impedenza Z_3 vista dal generatore esterno è:

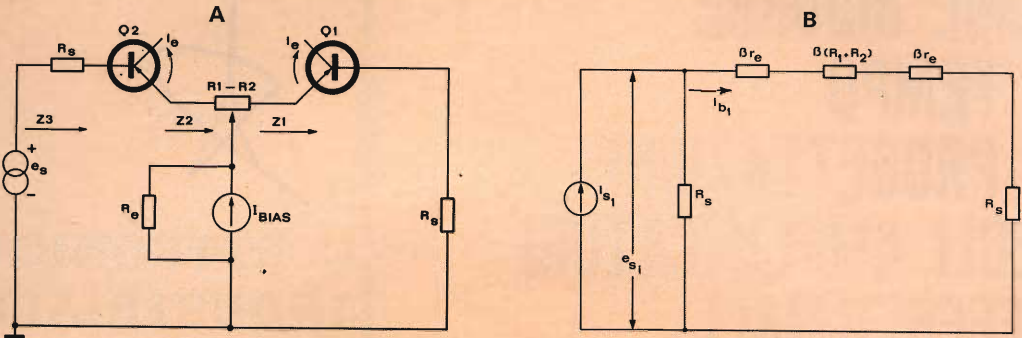
$$Z_3 = \beta (R_1 + R_2 + 2r_e) + R_s$$

Il circuito d'alimentazione, quindi, ha l'equivalente illustrato nella fig. 1b.

Una sorgente di tensione all'altra entrata può essere trattata alla stessa maniera, con la prima sorgente di tensione fissata uguale a zero. I risultati possono essere combinati per mezzo della sovrapposizione.

Sorgenti di tensione ad una sola estremità

La figura 2 mostra un amplificatore differenziale avente due sorgenti di tensione ad una estremità, e_{s1} ed e_{s2} . La corrente di base i_{b1} fa circolare le correnti i_a ed i_b . La corrente di base i_{b2} fa circolare le correnti i_c ed i_d . Con e_{s2} fissata uguale a zero,



1. Il circuito d'alimentazione amplificatore differenziale avente una sola entrata (A) ha l'equivalente circuito di (B).

l'entrata è esattamente come mostra la figura 1b.

Quindi:

$$i_{b1} = e_{s1} / [2R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)]$$

Le risultanti correnti sono:

$$i_a = i_b = \beta e_{s1} / [2R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)]$$

Similmente, quando e_{s1} è fissata uguale a zero:

$$i_c = i_d = \beta e_{s2} / [2R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)]$$

Sono possibili due differenti condizioni di carico ed esse devono essere considerate. Queste sono:

Z è un circuito aperto.

Z ha un valore finito.

Per Z a circuito aperto, si ottengono i seguenti risultati, usando la sovrapposizione:

$$e_1 = (i_d - i_a) R_3$$

$$e_1 = \beta R_3 (e_{s2} - e_{s1}) / [2R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)]$$

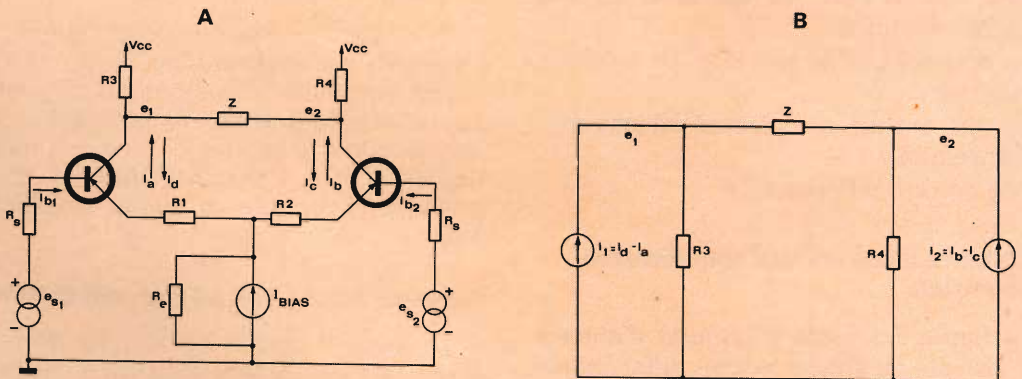
$$e_2 = (i_b - i_c) R_4$$

$$e_2 = \beta R_4 (e_{s1} - e_{s2}) / [2R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)]$$

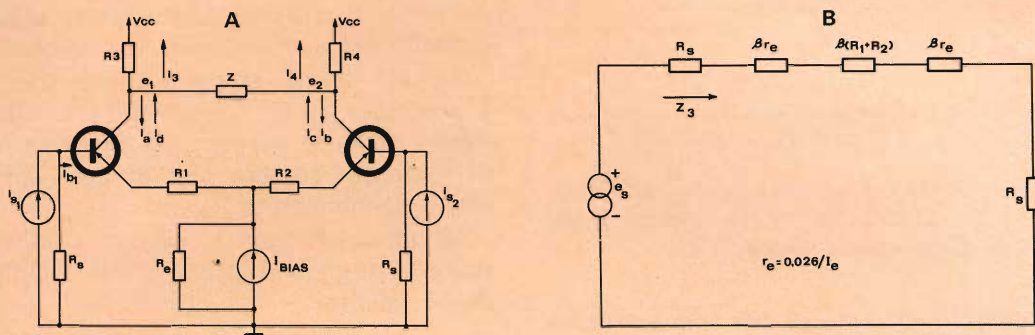
Quindi:

$$e_2 - e_1 = \beta (R_3 + R_4) (e_{s1} - e_{s2}) / [2R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)]$$

La tabella 1 elenca le espressioni di progetto per le tensioni e_2 ed $(e_2 - e_1)$, insieme alle espressioni semplificatrici



2. L'amplificatore differenziale con sorgenti di tensione ad una sola estremità (A) ha l'equivalente circuito di (B).



3. L'amplificatore differenziale con sorgenti di corrente ad una sola estremità (A) ha l'equivalente circuito di (B) quando $i_{s2} = 0$.

per due casi importanti. Un'espressione per e_1 può essere derivata da e_2 sostituendo R_4 ed R_3 e prendendo la quantità negativa dell'espressione.

Per un valore finito di Z , si ottengono i seguenti risultati usando la figura 2b:

$$i_1 = i_d - i_a = \beta (e_{s2} - e_{s1}) / [2R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)]$$

$$i_2 = i_b - i_c = \beta (e_{s1} - e_{s2}) / [2R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)]$$

$$e_1 = \frac{R_3 (Z + R_4)}{R_3 + Z + R_4} i_1 + \frac{R_3 R_4}{R_3 + Z + R_4} i_2$$

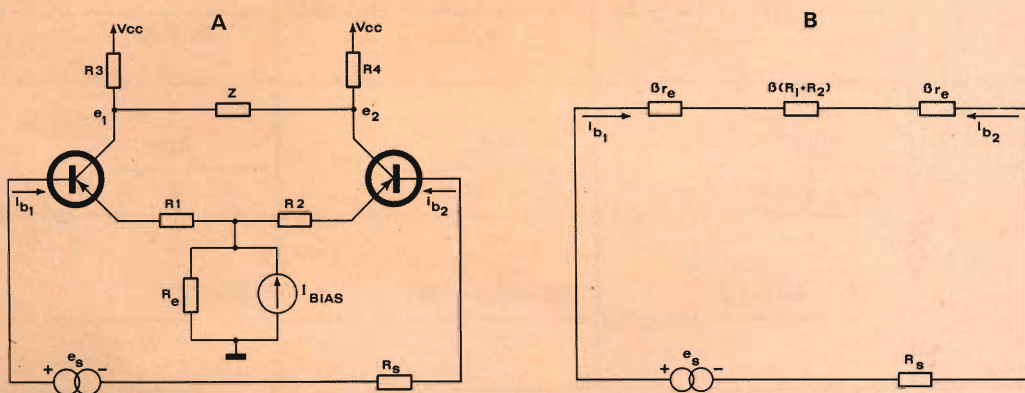
sostituendo i_1 ed i_2 e raggruppando i termini:

$$e_1 = \frac{R_3 Z}{R_3 + Z + R_4} \cdot \frac{\beta (e_{s2} - e_{s1})}{2R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)}$$

in maniera simile:

$$e_2 = \frac{R_4 Z}{R_3 + Z + R_4} \cdot \frac{\beta (e_{s1} - e_{s2})}{2R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)}$$

e, quindi:



4. L'amplificatore differenziale con entrata oscillante (A) ha l'equivalente circuito di (B). Per esso si possono usare le equazioni della tabella 1, usando l'appropriata D.

$$e_2 - e_1 = \frac{(R_3 + R_4) Z}{R_3 + Z + R_4} \cdot \frac{\beta (e_{s2} - e_{s1})}{2R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)}$$

Le espressioni di progetto e_2 ed $(e_2 - e_1)$ sono pure date nella tabella 2 per il caso di un valore finito di Z .

Sorgenti di corrente ad una sola estremità

La figura 3a mostra un amplificatore differenziale avente due generatori di corrente d'entrata, i_{s1} ed i_{s2} . Il circuito di alimentazione equivalente, con la sorgente i_{s2} fissata uguale a zero, è illustrato nella figura 3B. Esprimendo i_{b1} in funzione di e_{s1} :

$$i_{b1} = \frac{e_{s1}}{R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)}$$

Si osservi che il denominatore per una sorgente di corrente è pressoché uguale a quello per una sorgente di tensione.

La sola differenza sta nel fatto che $2R_s$ è sostituito da R_s . Ciò rende la tabella 1 adatta sia alle sorgenti di tensione che di corrente, sempre che si usi l'appropriato denominatore.

Le equazioni per il guadagno di corrente si ottengono in una maniera simile. Per Z infinito:

$$i_2 = i_4 = i_b - i_c = \beta R_s (i_{s1} - i_{s2}) / [2R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)]$$

e per una Z finito:

$$i_3 = \frac{Z}{R_3 + Z + R_4} \cdot \frac{\beta R_s (i_{s2} - i_{s1})}{2R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)}$$

TABELLA 1 - ESPRESSIONE DEL GUADAGNO DI TENSIONE

	Valore esatto	$r_e \gg \frac{R_1 + R_2}{2} + \frac{R_e}{\beta}$	$R_1 + R_2 \gg \frac{2R_s}{\beta} + 2r_e$
Z a circuito aperto			
e	$\frac{\beta R_4}{D} (e_{s1} - e_{s2})$	$\frac{R_4}{2r_e} (e_{s1} - e_{s2})$	$\frac{R_4}{R_1 + R_2} (e_{s1} - e_{s2})$
$e_2 - e_1$	$\frac{\beta (R_3 + R_4)}{D} (e_{s1} - e_{s2})$	$\frac{R_3 + R_4}{2r_e} (e_{s1} - e_{s2})$	$\frac{R_3 + R_4}{R_1 + R_2} (e_{s1} - e_{s2})$
Z finito			
e_2	$\frac{\beta R_4 Z}{R_3 + Z + R_4} \frac{1}{D} (e_{s1} - e_{s2})$	$\frac{R_4 Z}{R_3 + Z + R_4} \frac{1}{2r_e} (e_{s1} - e_{s2})$	$\frac{R_4 Z}{R_3 + Z + R_4} \frac{1}{R_1 + R_2} (e_{s1} - e_{s2})$
$e_2 - e_1$	$\beta \cdot \frac{(R_3 + R_4) Z}{D} (e_{s1} - e_{s2})$	$\frac{(R_3 + R_4) Z}{2r_e} (e_{s1} - e_{s2})$	$\frac{(R_3 + R_4) Z}{R_1 + R_2} (e_{s1} - e_{s2})$

$D = 2 (R_s + \beta r_e) + \beta (R_1 + R_2)$ per entrate di voltaggio ad una sola estremità (fig. 2).

$D = R_s + 2\beta r_e + \beta (R_1 + R_2)$ per entrate di corrente ad una sola estremità (fig. 3) e per l'entrata di voltaggio differenziale (fig. 4).

LA **RCF** PRESENTA UNA PARTE
DELLA SUA PRODUZIONE

HI-FI



MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ UNITÀ MAGNETODINAMICHE ■ COLONNE SONORE ■ MISCE-
LATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ CENTRALINI ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ AMPLIFICATORI STEREO
HI-FI ■ CAMBIADISCHI ■ CASSE ACUSTICHE

RCF

42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 40.141/2 linee
20149 MILANO Via Alberto Mario 28 Tel. (02) 468909 - 463281

TABELLA 2 - ESPRESSIONI DEL GUADAGNO DI CORRENTE

	Valore esatto	$r_e \gg \frac{R_1 + R_2}{2} + \frac{R_s}{\beta}$	$R_1 + R_2 \gg \frac{2R_s}{\beta} + 2r_e$
Z a circuito aperto			
$i_4 = -i_3$	$\frac{\beta R_s}{D} (i_{s1} - i_{s2})$	$\frac{R_s}{2r_e} (i_{s1} - i_{s2})$	$\frac{R_s}{R_1 + R_2} (i_{s1} - i_{s2})$
(For $i_{s1} = -i_{s2} = i_s$)	$\frac{2\beta R_s}{D} i_s$	$\frac{R_s}{r_e} i_s$	$\frac{2R_s}{R_1 + R_2} i_s$
$i_4 = -i_3$			
Z finito			
$i_4 = -i_3$	$\frac{\beta R_s}{D} \cdot \frac{Z}{R_3 + Z + R_4} (i_{s1} - i_{s2})$	$\frac{R_s}{2r_e} \cdot \frac{Z}{R_3 + Z + R_4} (i_{s1} - i_{s2})$	$\frac{R_s}{R_1 + R_2} \cdot \frac{Z}{R_3 + Z + R_4} (i_{s1} - i_{s2})$
(For $i_{s1} = -i_{s2} = i_s$)	$\frac{2\beta R_s}{D} \cdot \frac{Z}{R_3 + Z + R_4} i_s$	$\frac{R_s}{r_e} \cdot \frac{Z}{R_3 + Z + R_4} i_s$	$\frac{2R_s}{R_1 + R_2} \cdot \frac{Z}{R_3 + Z + R_4} i_s$
$i_4 = -i_3$			

$D = 2 (R_s + \beta r_e) + \beta (R_1 + R_2)$ per entrate di corrente ad una sola estremità (Fig. 3).

$$i_4 = \frac{Z}{R_3 + Z + R_4} \cdot \frac{\beta R_s (i_{s1} - i_{s2})}{2R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)}$$

Le espressioni di progetto per la corrente di carico, i_3 ed i_4 , insieme alle formule per vari casi semplificatori, sono elencati nella tabella 2.

Sorgente di tensione differenziale

Una sorgente di tensione differenziale (oscillante) applicata fra le due entrate è illustrata nella figura 4a.

L'equivalente circuito d'alimentazione è illustrato nella figura 4b. Dal circuito:

$$i_{b1} = -i_{b2} = \frac{e_s}{R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)}$$

Così, l'amplificatore con una sorgente

di tensione oscillante può essere trattato alla stessa maniera di due sorgenti di tensione ad una sola estremità se il denominatore, D, è cambiato a leggere $D = R_s + \beta (R_1 + R_2 + 2r_e)$. La tabella 1 può essere usata con l'opportuno cambiamento di D.

Provate la vostra memoria

Ora vi poniamo alcune domande basate sui punti essenziali di questo articolo. Il loro fine è quello di aiutarvi a non lasciar sfuggire i concetti importanti. Troverete le risposte nell'articolo stesso.

1. Quali sono le configurazioni importanti dell'alimentazione degli amplificatori differenziali?
2. Che cosa hanno in comune le varie configurazioni?
3. Che differenze esistono fra le varie configurazioni?

IL TRIAC E LE SUE APPLICAZIONI NEI SISTEMI DI COMANDO IN ALTERNATA

**ELETTRONICA
INDUSTRIALE**

seconda parte

I due circuiti ibridi della figura 20 rappresentano l'impiego di un contatto a « filo caldo » con un commutatore di corrente a TRIAC. Si ha in tal modo un'estensione del comando di potenza, senza la necessità di ricorrere alle reti convenzionali di controllo di fase. In questi due circuiti il TRIAC è comandato dalla dilatazione e dalla contrazione subita dal « filo caldo ». Questo genere di controllo è quello ideale nel caso si debbano comandare manualmente elementi riscaldanti. La figura 21 rappresenta un altro tipo di circuito ibrido, in cui il TRIAC ed il relè hanno funzioni complementari. Quando S1 è chiuso, la bobina è sottoposta ad una tensione ed il TRIAC comincia a condurre.

Giacché il TRIAC resta a condurre finché si ha corrente di carico, non si ha più il rischio della formazione di archi elettrici tra i contatti del relè. Quando i contatti del relè stesso sono chiusi la corrente li attraversa ed in tal modo non passa più attraverso il TRIAC; per tale motivo la dissipazione di calore sul TRIAC è molto bassa. Quando S1 si apre, i contatti del relè si aprono anch'essi mentre il TRIAC conduce per un breve intervallo di tempo prima di passare all'interdizione. Montati in tal maniera TRIAC e relè sopportano il passaggio di correnti superiori a quelle che potrebbero sopportare se fossero usati separatamente.

Si può vedere poi, in figura 22, un comando con entrata a bassa tensione separata. Poiché il tempo di commutazione è

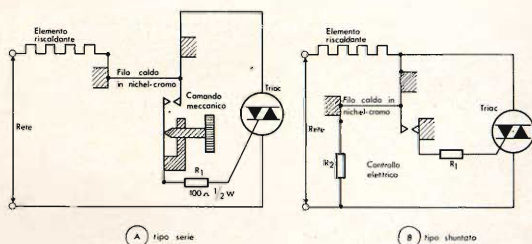


Fig. 20

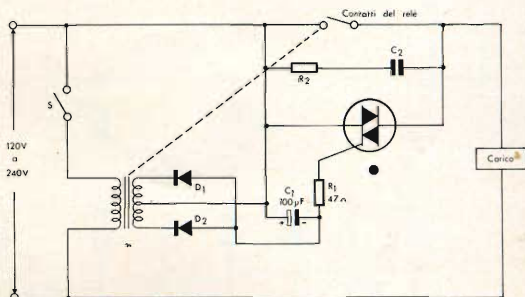


Fig. 21

* Bobina di relè o trasformatore separato montato in parallelo sulla bobina di relè.

● Per delle cariche induttive impiegare il circuito speciale di cui si è trattato precedentemente in parallelo sul TRIAC.

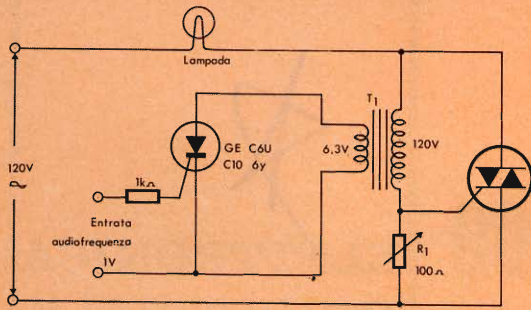


Fig. 22

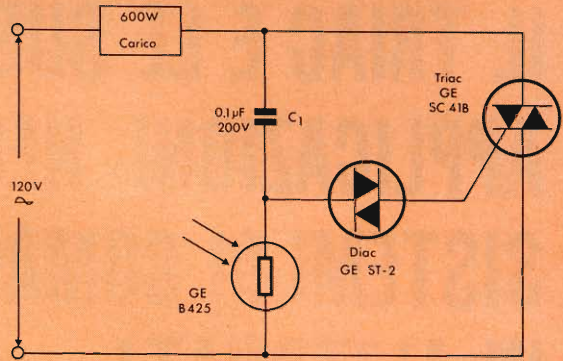


Fig. 24

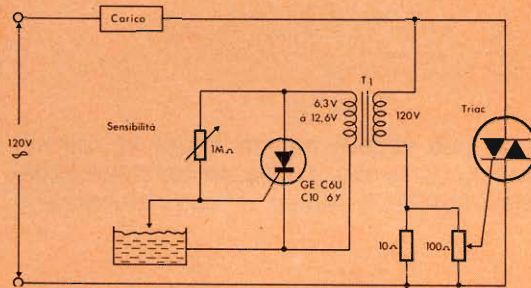


Fig. 23

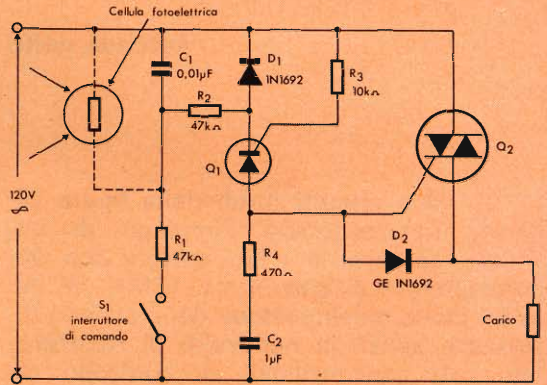


Fig. 25

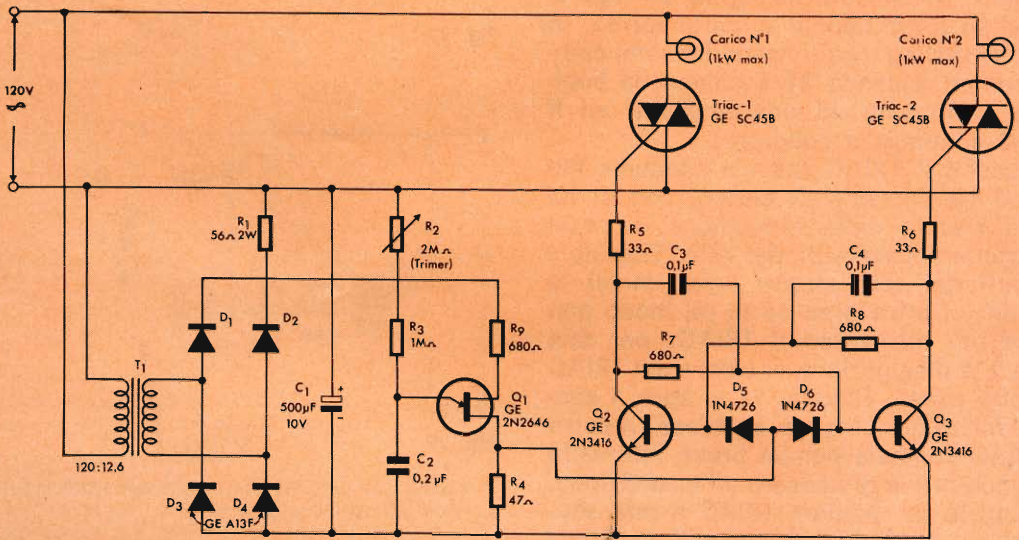


Fig. 26

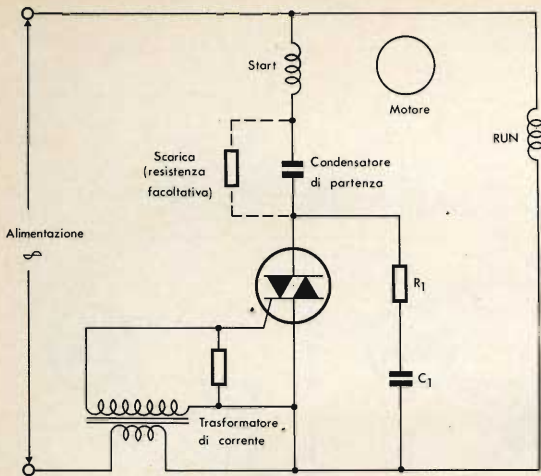


Fig. 27

estremamente breve rispetto al tempo di risposta di una lampadina e rispetto all'intervallo di tempo che occorre perché gli occhi umani percepiscano un'immagine, l'effetto prodotto da un ingresso ad audiofrequenza può agire in maniera proporzionale sul circuito di controllo.

Se il segnale d'ingresso del thyristor è costituito da impulsi a controllo di fase, si ha una variante del circuito della figura 5c. Il rivelatore di livello d'acqua della

figura 23 è tale che sul carico si ha una determinata tensione finché l'acqua conduce, attraverso la bacinella di prova, shuntando in tal modo l'elemento di controllo del thyristor.

Nel caso di un circuito bistabile a cellula fotoelettrica (illustrato in fig. 24), la tensione sui terminali del TRIAC cresce rapidamente con la tensione istantanea del selettore (per effetto della corrente nel condensatore C1); questo fa « scattare » più rapidamente il TRIAC. Quando la resistenza della cellula è inferiore a 2 kΩ, la differenza di potenziale ai suoi capi è inferiore alla tensione di « scatto » del TRIAC ed il carico non si trova più sotto tensione.

Nel dispositivo bistabile sincrono rappresentato in figura 25, lo stato di conduzione non è presente che quando la tensione di alimentazione passa per lo zero.

Tale funzionamento è ottenuto come risposta sia al comando di un interruttore meccanico, sia a quello di una resistenza variabile, proprio come si comporta una cella fotoelettrica al solfuro di cadmio. Questo circuito disturba poco l'alimentazione quando si ha la commutazione. Si tratta di un circuito ideale allorché non

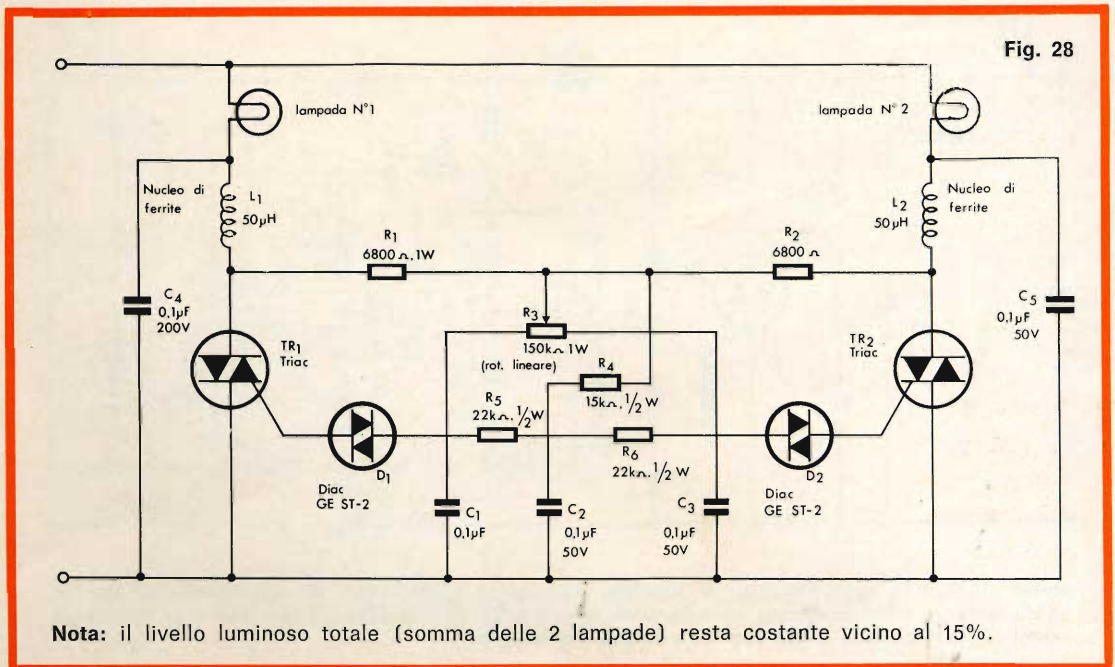
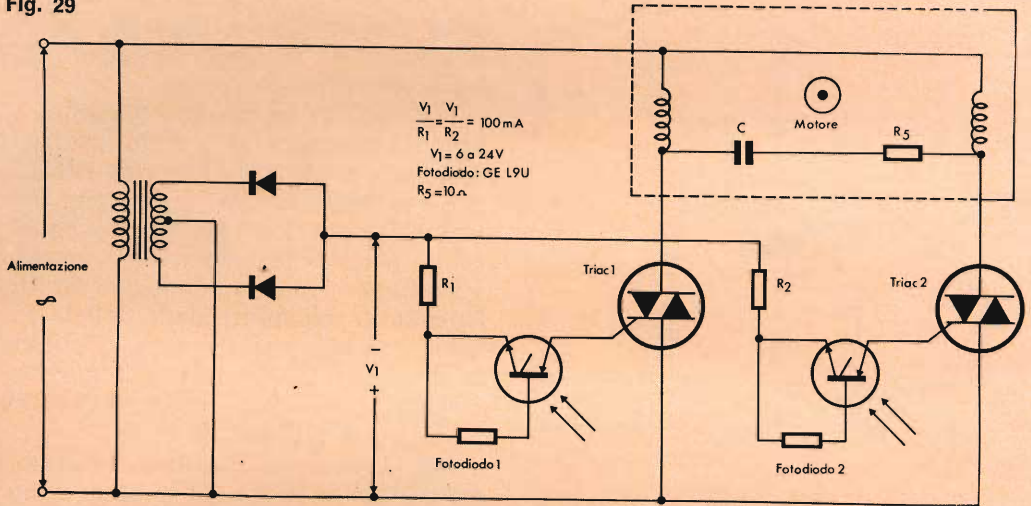


Fig. 28

Nota: il livello luminoso totale (somma delle 2 lampade) resta costante vicino al 15%.

Fig. 29



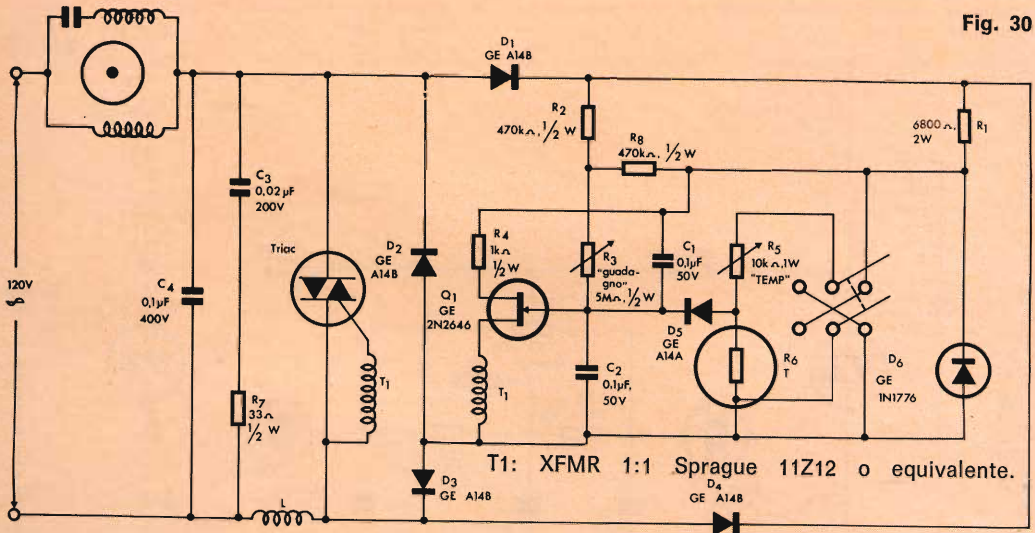
si voglia ricorrere all'impiego di un fil-traggio ad audiofrequenza, opportuno quando si devono applicare gradini di corrente a dei trasformatori, ecc.

La figura 26 rappresenta un « flip-flop » con il quale si alimentano delle lampadine; l'elemento logico è comandato con un transistor uni-giunzione.

La velocità di funzionamento (di conseguenza la durata tra i lampeggi) può essere regolata tra 0,1 s e 10 s.

I dispositivi bistabili a TRIAC sostituiscono in maniera vantaggiosa gli interruttori convenzionali o i relé impiegati in alcuni starter di motori a condensatore.

Fig. 30



Nota: il circuito rappresentato è montato per delle applicazioni di riscaldamento. Per le applicazioni di raffreddamento R6 e R5 sono invertiti. R6 deve essere un termistore di resistenza compresa tra 3 k Ω e 5 k Ω alla temperatura desiderata.



ALIMENTATORE STABILIZZATO

ST 30/1000 BR

caratteristiche

Tensioni di uscita: da 0 a 30 Vc.c. regolabile con continuità.

Corrente massima: 1 A.

Stabilità: $\pm 0,1\%$ per variazioni della tensione di rete del $\pm 10\%$; $0,5\%$ per variazioni del carico da 0 al massimo.

Resistenza di uscita: $< a 20 \text{ m}\Omega$.

Ronzio residuo: $< 200 \mu\text{V}$ in tutte le condizioni di funzionamento.

Dispositivo limitatore: a tre posizioni: 60 - 300 - 1200 mA $\pm 20\%$.

Strumento indicatore: può essere usato come voltmetro o come amperometro per le seguenti portate: 0 - 10; 0 - 30 V f.s. e 0,1 - 0,3 - 1 A f.s.. Precisione: $\pm 3\%$ f.s.

Massima temperatura di funzionamento: $-5^\circ + 40^\circ$ a pieno carico.

Raffreddamento: per convezione naturale.

Alimentazione: 220 Vc.a.; $50 \div 60 \text{ Hz}$.

U N A O H M



della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI ELETTRONICA PROFESSIONALE

Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli (Milano) - Telef.: 9150424/425/426

Modifiche da apportare al valore dei componenti nel caso di un selettore da 240 V

Fig. 5 - (prima parte)

- a - $R1 = 220 \Omega$
- b - diodo A14D
 $R1 = 220 \Omega$
- c - $T1 : 240 : 12,6$ o $6,3$

Fig. 8 - (prima parte)

- a - $C1 = 0,5 \mu F$
- c - $R1 = 2200 \Omega$
 $R2 = 220 \Omega$
 $C1 = 0,5 \mu F$
- d - raddoppiare $R1-C1$
 $R6 = 33 k\Omega$
 $C2 = 0,5 \mu F, 400 V$

Fig. 9 - (prima parte)

- $R1 = 500 k\Omega$

Fig. 11 - (prima parte)

- $R1 = 500 k\Omega$
- $R2 = 120 k\Omega$
- $R3 = 200 k\Omega$ (trimmer)

Fig. 12 - (prima parte)

- a - $R1 = 500 k\Omega$
 $R2 = 22 k\Omega, 2 W$
 $D1, D2$: diodi 400 V (A14D)
- b - $R1 = 500 k\Omega$
 $R2, R3 = 22 k\Omega, 2 W$
 $D1 \div D4$ = diodi 400 V (A14D)

Fig. 13 - (prima parte)

- $R2 = 6800 \Omega, 10 W$

Fig. 23 - $T1 = 240 V$: 6,3 V o 12,6 V

Fig. 24 - $C1 = 0,1 \mu F, 400 V$

Fig. 25 - $R1 = 100 k\Omega, 1/2 W$
 $C2 = 0,5 \mu F$
 $Q1 = C5D$

Fig. 26 - $T1 : 240 : 12,6$

- Triac 1,2 : SC450

Fig. 28 - $R1, R2 = 15 k\Omega, 2 W$

- $R3 = 250 k\Omega$ (potenz. lineare)
- $R4 = 33 k\Omega, 1/2 W$
- $C4, C5 = 0,1 \mu F, 400 V$

Fig. 30 - $R1 = 12 k\Omega, 5 W$

- $R2 = 1,5 M\Omega, 1/2 W$
- $D1 \div D4 = A14D$

(Da « L'Electricité électronique moderne » pag. 6, novembre 1969)

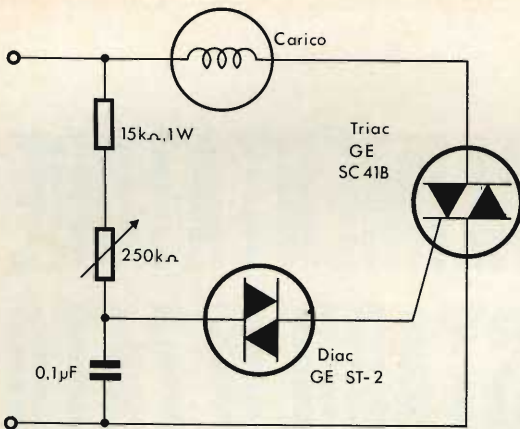


Fig. 31

Un piccolo nucleo di ferrite è necessario per il trasformatore di corrente.

Il circuito può essere integrato nel motore stesso (figura 27) e questa è la cosa ideale per un funzionamento estremamente sicuro. Il circuito rappresentato in figura 28 può essere impiegato per realizzare dispositivi per la protezione di diapositive.

Quando il cursore di $R3$ si sposta verso una delle estremità del potenziometro, uno dei TRIAC entra in funzione più rapidamente.

Il verso di rotazione di un motore, ad avviamento ottenuto mediante un condensatore, può essere comandato grazie a due thyristor sensibili all'intensità luminosa (LASCR), tutto questo si può osservare nella figura 29.

Il circuito della figura 30 è stato progettato per il comando di un ventilatore, ottenuto mediante una termo-resistenza. Il circuito permette l'eliminazione del di-

sturbo a RF e la soppressione di $\frac{dV}{dt}$.

Infine, nel circuito per lo spegnimento di lampade, illustrato in figura 31, il fenomeno di isteresi può essere in qualche modo ridotto mediante la corrente che continua a scorrere nel condensatore dopo lo scatto.

PRODOTTI



GENOVA

16132 VIA BORGORATTI 23/1/R Tel. 316888

16124 P.zza da VARAGINE 7/8r Tel. 281524

MC 1352 P IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI IN TELEVISIONE

CARATTERI- STICHE DEI COMPONENTI

Per gli amplificatori F.I. video dei ricevitori TV a colori e in bianco e nero, finora potevano essere impiegati numerosi circuiti integrati lineari che sostituivano i transistor, però non era disponibile alcun circuito integrato speciale. Da questo momento, si potrà utilizzare il circuito integrato del tipo MC 1352 P, costruito dalla Motorola; esso serve per numerose applicazioni e riduce enormemente i circuiti esterni. Il circuito integrato MC 1352 P è del tipo monolitico e realizza l'amplificatore corrispondente a due stadi F.I. e non necessita quindi, per completare l'amplificatore F.I. video, che di un solo stadio, il terzo, disposto prima dello stadio di rivelazione. Nello stesso circuito integrato si trova un montaggio completo di C.A.G. che fornisce i segnali di comando alla F.I. immagine e alla parte H.F. dei blocchi di ingresso V.H.F. ed U.H.F.

Questo circuito integrato si presenta in una cassetta rettangolare 605 (in precedenza 95) TO-110 a 14 terminali. Ecco le principali possibilità del circuito MC 1352 P:

a) Variazioni di 0,3 dB all'uscita per una variazione di 60 dB del segnale F.I. d'ingresso.

b) Guadagno minimo di potenza, superiore a 53 dB a 45 MHz.

c) Azione del C.A.G. di 65 dB come minimo.

d) Ammettenza inversa di trasferimento molto bassa (molto più bassa di $1 \mu\Omega^{-1}$).

e) Ammettenze d'ingresso e di uscita quasi costanti in tutto il campo della variazione del C.A.G.

f) Alimentazione unica.

g) Ammettenza di trasferimento diretta diminuita di 3 dB a 60 MHz.

h) Guadagno elevato del circuito C.A.G. con segnale ad impulsi positivi o negativi (a scelta).

i) Segnale del C.A.G. diretto ritardato per i blocchi V.H.F. ed U.H.F.

MONTAGGIO DEL CIRCUITO INTEGRATO MC 1352 P IN UN TELEVISORE

Consideriamo gli elementi che si trovano abitualmente nella parte « ricezione immagine » di un apparecchio televisivo a colori o in bianco e nero, come quelli della fig. 1.

Il segnale F.I. video, fornito dal blocco V.H.F. oppure da quello U.H.F., è trasmesso all'ingresso dell'amplificatore F.I. del circuito integrato, tramite un sistema di circuiti accordati e, eventualmente di filtri a seconda del progetto dell'apparecchio

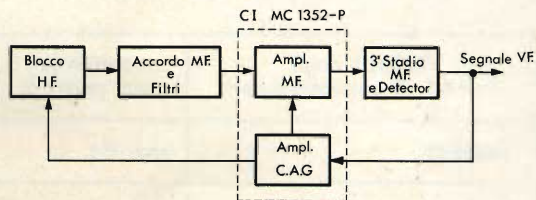


Fig. 1 - Il circuito integrato MC 1352 P può sostituire due stadi F.I. video e comporta, inoltre, uno stadio di C.A.G.

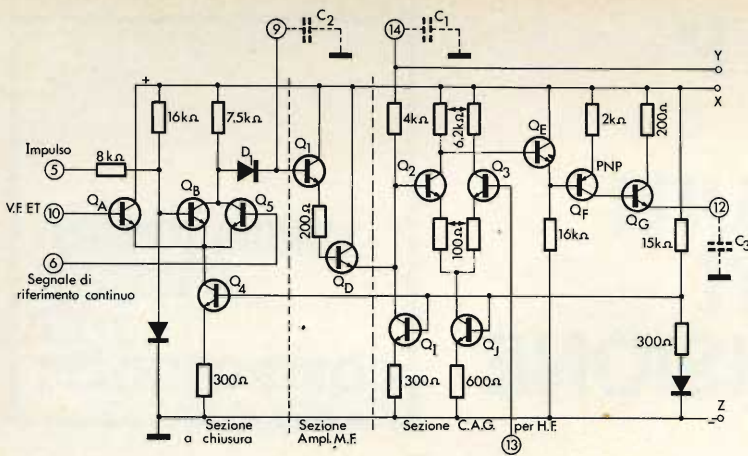


Fig. 2 - La parte del circuito integrato, qui rappresentata, comporta tre sezioni di cui una per il comando del C.A.G. La sezione « amplificatore » M.F. (o F.I.) è pilotata con dei segnali provenienti da un circuito differenziale rappresentato in fig. 3.

TV e delle prestazioni che esso potrà fornire.

Dopo l'amplificazione il segnale F.I. video è trasmesso al terzo stadio F.I., realizzabile secondo un qualsiasi procedimento, per esempio a transistor o tramite un circuito integrato. Questo terzo stadio è seguito dal rivelatore del segnale F.I. modulato in ampiezza.

Il rivelatore fornisce all'uscita il segnale V.F. semplice (TV in bianco e nero) oppure il segnale V.F. composto se si tratta della T.V. a colori.

Dal segnale V.F. si estrae una parte che è applicata alla sezione C.A.G. dello stesso circuito integrato. Quest'ultimo fornisce due segnali di comando di C.A.G., uno per le sezioni F.I. del circuito integrato e l'altro per i blocchi H.F. del televisore.

INDICAZIONI SUL C.I. MC 1352 P

Lo schema completo con i valori degli elementi interni di questo circuito è dato in due parti (figg. 2 e 3) collegate tra loro nei punti X, Y e Z. Vi si trovano 29 transistori e 7 diodi.

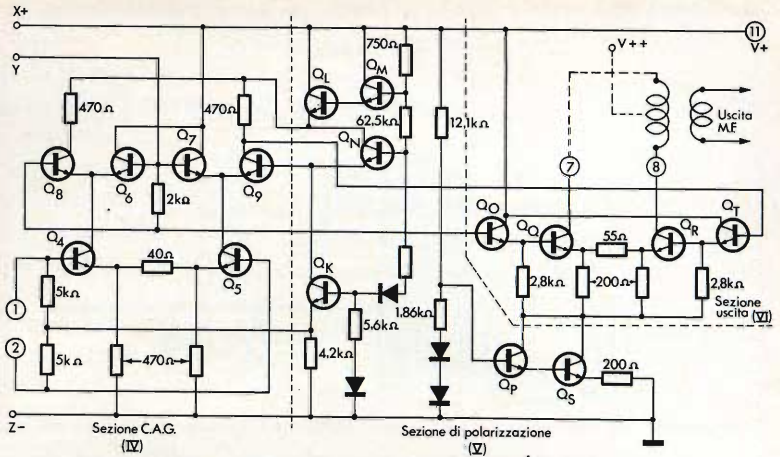
La parte rappresentata in fig. 2 comprende tre sezioni: la sezione di comando del C.A.G., la sezione di amplificazione F.I. e la sezione che fornisce la tensione di C.A.G. diretta e ritardata per i blocchi H.F. d'ingresso.

La parte della fig. 3 comprende anche tre sezioni: sezione C.A.G., sezione di polarizzazione e sezione di uscita. È necessario disporre dei seguenti segnali, prelevati sui circuiti del televisore: un impulso positivo o negativo, una tensione continua che serve da livello di riferimento e un segnale V.F. composto.

Il segnale V.F. può essere di polarità positiva o negativa, ciò dipende dallo standard e dall'orientamento del diodo rivelatore. Per esempio, se lo standard è francese o belga e l'uscita V.F. del diodo rivelatore è sull'anodo, i segnali V.F. saranno a polarizzazione negativa e gli impulsi di sincronizzazione di riga saranno positivi. Se l'emissione è del tipo C.C.I.R. (tedesca, svizzera, italiana, ecc.) e l'uscita del diodo rivelatore è sull'anodo, i segnali V.F. saranno sempre utilizzabili secondo le due possibilità di scelta. La tabella qui appresso indica il collega-

Polarità degli impulsi di sincronizzazione	Tensione sul punto 6	Tensione sul punto 10	R' sul punto 5
negativa	ved. fig. 4a	Variabile da 1 a 4 V; nominale 2 V	0
negativa	variabile da 1 a 8 V cont.; nominale 4,5 V	vedi fig. 4b	3,9 kΩ

Fig. 3 - Seconda parte del circuito integrato che completa la fig. 2. Anche qui si può dividere lo schema in tre sezioni. I segnali F.I. da amplificare sono applicati tra i terminali 1 e 2 e si raccolgono i segnali di uscita tra i terminali 7 e 8.



mento dei terminali 6 e 10 del circuito integrato secondo la polarità degli impulsi di riga.

Così, quando gli impulsi di sincronizzazione di riga sono negativi come quelli della fig. 4a, la loro ampiezza totale deve essere di $5,5 - 2 = 3,5$ V e la cresta dell'impulso deve trovarsi a 2 V sopra la tensione di massa (zero volt). Questo impulso deve essere applicato al punto 6, mentre al punto 10 sarà applicata una tensione di riferimento del valore nominale di 2 V, da regolare tra 1 e 4 V. La resistenza R1, (fig. 5) montata in serie all'avvolgimento del trasformatore di riga di uscita che fornisce l'impulso di comando, collegata al punto 5 del circuito integrato, sarà nulla, conformemente alla tabella precedente; cioè è sostituita da un collegamento.

L'avvolgimento per le scansioni di riga deve fornire degli impulsi negativi di 8 V d'ampiezza in tutti i casi. La funzione di questa sezione I è di fornire la tensione Vc tra il punto 9 e la massa. Questa tensione si mantiene grazie al condensatore C2 montato esternamente al circuito integrato. La tensione Vc dipende dal livello V.F. e dalla tensione di riferimento. Essa è ottenuta ai capi di C2 grazie alla carica effettuata attraverso il diodo D1. La carica si effettua durante la durata degli impulsi di comando ed il suo valore è determinato dall'ampiezza del segnale V.F., relativamente alla tensione di riferimento. Il segnale Vc è trasmesso, tramite l'amplificatore F.I. (sezione II) ai transistori Q1 e QD, alla sezione C.A.G. (sezione III) che

dà al punto 12 la tensione di C.A.G. per gli stadi H.F. dei blocchi d'ingresso del televisore. Nella sezione III, il segnale di C.A.G. la cui origine è la tensione Vc, è confrontato con una tensione fissa di ritardo (tensione C.A.G. ritardata) nello stadio differenziale Q2-Q3.

La tensione fissa è ricevuta sul terminale 13. Gli stadi a transistori Q1, QF e QG amplificano la tensione di uscita dello stadio Q2-Q3 e, finalmente, si ottiene la tensione di C.A.G. ritardata sul punto 12 ai capi di C3. D'altra parte, la tensione Vc, amplificata da Q1 e QD, è trasmessa al filtro di C.A.G. dello stadio F.I., filtro composto dalla resistenza di 4.000 Ω e dal condensatore esterno C1 da connettere al terminale 14 del circuito integrato.

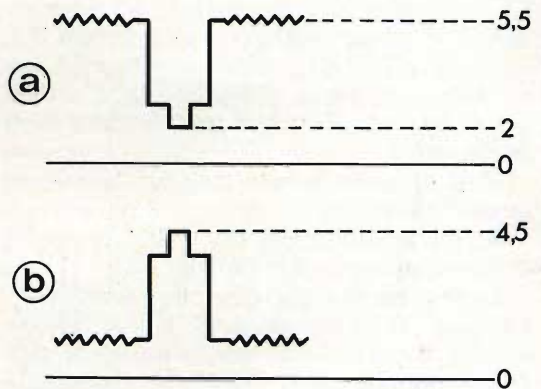


Fig. 4 - I segnali video, dopo la rivelazione, compaiono rispettando le norme delle trasmissioni; secondo il tipo di collegamento del diodo, si ha: la fig. (a) per una polarità positiva, la fig. (b) per quella negativa.

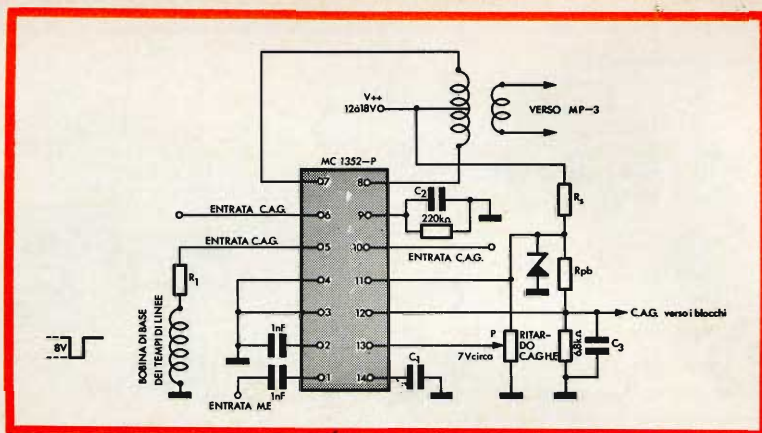


Fig. 5 - Montaggio pratico del circuito integrato MC 1352 P in una catena F.I. di un televisore.

Questa tensione è trasmessa mediante il punto Y, che collegata gli schemi delle figure 2 e 3 e agisce come polarizzazione della base di Q6 e Q7 della sezione IV.

Questa sezione comincia dai punti 1 e 2, entrata differenziale degli stadi 1 e 2 F.I. del circuito integrato. Tra questi due punti sarà collegata la sorgente di segnali F.I., cioè l'uscita dei blocchi V.H.F. e U.H.F., secondo le disposizioni abituali, come è mostrato in maniera semplificata in fig. 1. La coppia differenziale Q4-Q5 (fig. 3) e i transistori Q8 e Q9 costituiscono rispettivamente una specie di cascode, perché il collettore di Q4 è collegato all'emettitore di Q8 ed il collettore di Q5 è collegato all'emettitore di Q9. Il segnale amplificato di questi cascode è trasmesso dal collettore di Q9 alla sezione di uscita (sezione VI) ed il segnale F.I., amplificato, è disponibile tra i terminali 7 e 8 da collegare allo stadio F.I. esterno, tramite un trasformatore F.I. accordato, con presa sul primario. L'azione del C.A.G. si effettua a partire dalle basi di Q6 e Q7.

Così, quando la loro tensione aumenta, questi transistori conducono di più e shuntano gli amplificatori Q8 e Q9, cosicché il loro guadagno diminuisce.

La sezione di polarizzazione (sezione V) fornisce delle tensioni di alimentazione stabili, a partire dai due divisori di tensione montati tra la linea V+ (terminale 11) e la massa. Per la tensione di collettore dei transistori di uscita Q_Q e Q_R, si deve utilizzare una sorgente di 12 V o più (max 18 V) da collegare alla presa del primario del trasformatore F.I. (punto

V++), mentre il meno va collegato a massa. È preferibile utilizzare una sorgente separata da quella che alimenta il circuito integrato a partire dal terminale 11 (V+). Con una sorgente distinta sul punto V++, bisogna determinare gli elementi del montaggio esterno in maniera tale che la corrente sia di 30 mA. Un'altra disposizione è quella di ottenere la tensione V+ a partire dalla tensione V++, ridotta mediante partitore e stabilizzata.

MONTAGGIO PRATICO IN CATENA F.I. VIDEO

La conoscenza sommaria degli elementi interni del circuito integrato permetterà di comprendere meglio il principio del montaggio completo dell'amplificatore F.I. e dei dispositivi di C.A.G., realizzato con l'adozione di elementi esterni.

Un esempio di montaggio, proposto dalla Motorola è dato nello schema della fig. 5. Si può cominciare l'analisi del montaggio con l'ingresso del segnale F.I. fornito dai blocchi V.H.F. e U.H.F.; questo segnale è applicato tra i punti 1 e 2 (vedere anche gli schemi delle fig. 2 e 3). Si è scelto il punto 1 come punto caldo ed il punto 2 come punto freddo ma, questi due terminali devono essere isolati, in continua, dagli elementi esterni; da qui la disposizione dei condensatori di 1.000 pF di valore sufficiente alle frequenze dell'ordine di 20 ÷ 50 MHz.

I punti 3 e 4 sono portati a massa. Essi non sono presentati sugli schemi del circuito integrato. Il punto 5 è quello che riceve l'impulso negativo di 8 V, prove-

niente dal circuito per la scansione di riga, mediante la resistenza R1.

Il valore di quest'ultima è di zero Ω o di 3.900Ω a seconda del collegamento dei punti 6 e 10 (vedere tabella precedente).

Nel presente montaggio tale scelta è libera. I terminali 7 e 8 costituiscono la uscita F.I. ove si collegherà il trasformatore di collegamento verso lo stadio F.I. esterno.

Il punto V++ (presa sul primario) sarà collegato ad una sorgente generale di $+13 \div 18 \text{ V}$ per i collettori di Q_Q e Q_R . La tensione V+ è ottenuta mediante una caduta di tensione sulla resistenza R_s ed è stabilizzata con il diodo zener di 12 V. Si può calcolare il valore di R_s fondandosi sul fatto che essa deve ridurre la tensione V++ al valore di V+, mentre la corrente deve essere di 30 mA. Per esempio, se $V_{++} = 15 \text{ V}$ e $V_{+} = 12 \text{ V}$, il valore di R_s è evidente $3000/30 = 100 \Omega$, potenza dissipata $3.30/1000 = 0,09 \text{ W}$; da qui l'impiego di una resistenza di 0,5 W per avere una buona sicurezza. Il punto 12 deve fornire ai blocchi H.F. la tensione di C.A.G. ritardata. Esso è portato ad una tensione positiva mediante il divisore di tensione composto da R_{pb} ed una resistenza di 6.800Ω . La tensione ai capi del divisore di tensione è di 12 V. È evidente che il valore di R_{pb} destinato a prepolarizzare i transistori dei blocchi H.F., non può essere determinato che in funzione delle caratteristiche di questi transistori e del loro modo di utilizzazione.

Il punto 9, in cui deve costituirsi la tensione V_c , deve essere collegato a massa, tramite il condensatore C2, il cui valore raccomandabile è di $2 \mu\text{F}$.

Il punto 13 è collegato al cursore di un potenziometro P, connesso tra il punto 11 in cui la tensione è di $+12 \text{ V}$ e massa. Il punto 13 polarizza la base di Q_3 e il cursore deve essere disposto in maniera tale che la sua tensione rispetto a massa sia di 7 V circa. Il punto 14 è collegato a massa tramite C_1 di $0,1 \mu\text{F}$. Il valore di C_3 è di $10 \mu\text{F}$.

MISURA DI GUADAGNO DI POTENZA

Prima di utilizzare un circuito integrato, può essere utile misurare il guadagno di

potenza per mezzo di un montaggio come quello della fig. 6.

Facciamo presente che questo circuito integrato si monta su di un supporto e che, di conseguenza, il montaggio della fig. 6 può servire come prova per la verifica e la selezione di un certo numero di campioni. Questo montaggio è una semplificazione dello schema pratico di utilizzazione della fig. 5. Si applica il segnale alla frequenza fm, per esempio 45 MHz, a partire da un generatore, tramite delle capacità variabili e della bobina L1 di $0,8 \mu\text{H}$ che sarà, evidentemente accordata sul segnale fm scelto.

Questo segnale è applicato sul punto 1 attraverso 1.000 pF . Il punto 2 è collegato a massa anche con 1.000 pF ed i punti 3, 4, 5 e 6 sono connessi direttamente a massa, non ricevendo alcun segnale.

Come nel montaggio pratico, i punti 7 e 8 sono connessi al primario del trasformatore F.I. Questo primario deve essere accordato sulla fm con un condensatore variabile di $1 \div 5 \text{ pF}$. Lo si può realizzare, per $f_m = 45 \text{ MHz}$, avvolgendo 18 spire di filo di $0,64 \text{ mm}$ di diametro su un supporto di $7,35 \text{ mm}$ di diametro; la presa è centrale. Si avvolgerà una spira soltanto per il secondario, disposta sul punto centrale

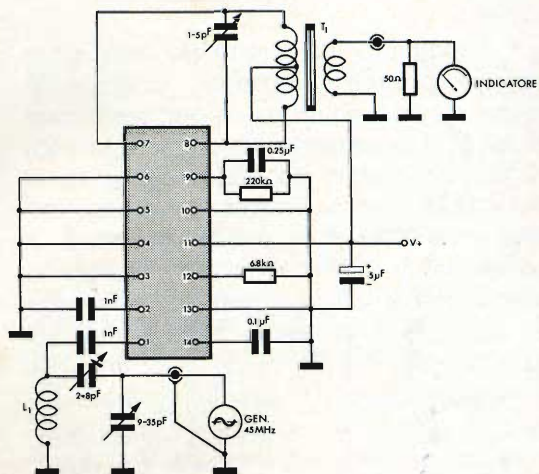


Fig. 6 - Montaggio per la misura dinamica di diversi parametri e specialmente del guadagno di potenza.

CARATTERISTICHE

L'ammettenza d'ingresso $g_{11} + jb_{11}$ varia in funzione della frequenza. I due termini g_{11} e b_{11} aumentano con la frequenza; tuttavia g_{11} si mantiene costante, circa $0,35 \text{ m}\Omega^{-1}$ finché $f = 10 \text{ MHz}$, poi aumenta fino ad arrivare a $0,45 \text{ m}\Omega^{-1}$ a 20 MHz ; $0,5$ a 30 MHz , $0,55$ a 35 MHz e $0,7$ a 45 MHz . Il valore del termine b_{11} è uguale a $1,7 \text{ m}\Omega^{-1}$ a 35 MHz e $2,8 \text{ m}\Omega^{-1}$ a 45 MHz .

Per l'ammettenza di uscita $g_{22} + jb_{22}$, g_{22} è uguale a $40 \mu\Omega^{-1}$ a 35 MHz e $90 \mu\Omega^{-1}$ a 45 MHz ; b_{22} è uguale a $430 \mu\Omega^{-1}$ a 35 MHz e $570 \mu\Omega^{-1}$ a 45 MHz .

La capacità d'ingresso, con montaggio asimmetrico, è di $9,5 \text{ pF}$ a 35 MHz e di 10 pF a 45 MHz . Quella di uscita, con montaggio simmetrico, è di 2 pF per i due valori di f di 35 e 45 MHz . L'avvolgimento di T1, nel montaggio della fig. 5, può essere realizzato come segue: su un supporto di $6,35 \text{ mm}$, si avvolgeranno 20 spire di filo di $0,2 \text{ mm}$ di diametro, con presa centrale, per costituire, col nucleo interno, una bobina di $4,2 \mu\text{H}$. Per il secondario, sei spire di filo di $1,3 \text{ mm}$ di diametro, di cui quattro saranno disposte a $2,5 \text{ cm}$ di distanza dal primario, due su quest'ultimo.

Il secondario sarà collegato alla base del transistor amplificatore esterno con un partitore capacitivo composto da 39 pF e 150 pF , quest'ultimo condensatore ha un morsetto a massa.

LARGHEZZA DI BANDA

Nel realizzare il montaggio della fig. 5, la larghezza di banda globale di questa parte a F.I. (i due primi stadi) è indicata in fig. 7. In (A) la banda con 0 dB di C.A.G. e in (B) con 70 dB di C.A.G., cioè con riduzione del guadagno globale di 70 dB . Si vede che queste curve possono essere convenienti per un ricevitore TV del tipo americano, a banda relativamente stretta. Per i ricevitori europei, la banda deve essere più larga e ciò è possibile smorzando le bobine accordate d'ingresso e di uscita. Notiamo anche che per le apparecchiature TV francesi, la portante immagine è situata generalmente verso 30 MHz ; ciò rappresenta un vantaggio perché il circuito integrato funziona meglio a 30 MHz che a 45 MHz .

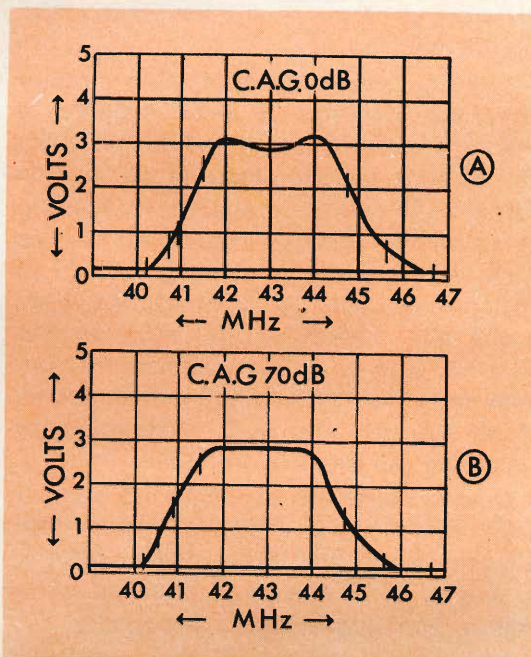


Fig. 7 - Curve che mostrano l'influenza del circuito di C.A.G. sulla larghezza di banda. Notiamo che il circuito integrato è montato in un televisore che funziona secondo le norme di trasmissione americane, il che implica che la F.I. sia oltre i 40 MHz .

del primario. Questo secondario sarà collegato su uno strumento di uscita di 50Ω e si cercherà l'accoppiamento tra primario e secondario che dà il massimo segnale di uscita.

Praticamente lo strumento indicatore sarà un voltmetro elettronico a resistenza molto elevata, shuntata da una resistenza di 50Ω . Conoscendo la tensione ai capi di questa resistenza, se ne dedurrà la potenza di uscita. Se P_c è la potenza fornita all'entrata e P_s quella di uscita, il guadagno di potenza è P_s/P_c . Questa espressione è valida sia se le impedenze di ingresso e di uscita sono uguali sia se sono diverse. Il punto 9 è collegato a massa mediante il circuito parallelo RC di $0,25 \mu\text{F}$ - $220 \text{ k}\Omega$. I punti 10 e 13 sono a massa; il punto 11, tensione $V+$, è collegato anche alla presa del trasformatore e, di conseguenza $V++ = V+ = 12 \text{ V}$. Il punto 14 è collegato a massa tramite $C1 = 0,1 \mu\text{F}$.

TEMPORIZZATORE UNIVERSALE PER CAMERA OSCURA

di L. Biancoli

LABORATORIO
FOTOGRAFICO

Non sono certamente pochi coloro che — tra i nostri lettori — vorranno prendere in considerazione questa nuova idea, che si aggiunge alle altre già da noi precedentemente esposte su queste stesse pagine, per quanto riguarda l'automazione del lavoro di camera oscura. In questa particolare occasione, descriviamo un'apparecchiatura di realizzazione relativamente semplice, mediante la quale è possibile ottenere automaticamente tempi di esposizione ripetibili compresi tra un minimo di zero ed un massimo di dieci secondi, ed un segnale acustico di allarme, dopo intervalli di tempo compresi tra un minimo di zero ed un massimo di dieci minuti. Nel primo caso si controlla automaticamente l'esposizione, mentre — nel secondo — si ottiene un controllo accurato del tempo durante il quale le pellicole esposte rimangono in bagno di sviluppo.

Per lo svolgimento razionale della attività della camera oscura, oltre ai prodotti chimici, all'acqua ed alla temperatura, esiste un fattore di notevole importanza che esercita un'influenza apprezzabile per quanto riguarda i procedimenti fotografici di sviluppo e di fissaggio. Independentemente dal fatto che si tratti di pellicole (ossia di negativi) o di stampe su carta, ed in modo particolare quando i procedimenti chimici vengono svolti nei confronti della fotografia a colori, questo fattore tutt'altro che trascurabile è il **tempo**.

La regolazione precisa del tempo, independentemente dal fatto che si tratti di esposizione o di sviluppo, e soprattutto con possibilità di ripetere ad intervalli regolari i medesimi periodi di tempo con

la massima precisione, per stampare ad esempio diverse copie di uno stesso negativo, è un fattore di importanza essenziale in camera oscura, specie se si desidera raggiungere un livello qualitativo costantemente buono.

Il temporizzatore universale per camera oscura che stiamo per presentare è caratterizzato sia da una notevole precisione, sia dall'attitudine a mantenere costanti i periodi di esposizione o di sviluppo sui quali è stato regolato, entro un'ampia gamma di valori. Si tratta — in sostanza — di un'apparecchiatura che permette di controllare tanto il tempo di esposizione quanto il tempo di sviluppo, mediante la semplice azione su di un commutatore. Di conseguenza, il termine esatto che potrebbe definirla non è tanto

quello di temporizzatore universale, quanto quello di temporizzatore adattabile individualmente. Il motivo di ciò risiede nel fatto che — variando il valore di alcuni componenti critici — è possibile variare i tempi in funzione delle esigenze particolari del costruttore.

In genere, è preferibile non esporre mai le stampe su carte per un periodo di tempo maggiore di 10 s, nel normale impiego di un ingranditore, in quanto difficilmente si usano carte così poco sensibili, oppure lampade aventi una potenza di dissipazione talmente bassa, da imporre periodi di esposizione più lunghi.

Indipendentemente da ciò, è assai difficile che una pellicola o una copia debba permanere nella soluzione di sviluppo per un periodo di tempo maggiore di 10 m: questo è pertanto il motivo per il quale i tempi di esposizione sono appunto regolabili fino a questo valore massimo.

Queste due portate rappresentano i massimi cicli di temporizzazione che è possibile ottenere con l'apparecchiatura descritta, in funzione dei quali sono stati scelti i valori dei componenti che determinano appunto tali gamme del temporizzatore.

DESCRIZIONE DEL FUNZIONAMENTO

Un normale rettificatore a ponte, un elemento rettificatore controllato al silicio, ed un semplice circuito di commutazione costituiscono il cuore del temporizzatore che ci accingiamo a descrivere.

Il lettore saprà certamente che, quando un rettificatore controllato al silicio (RCS) viene portato in stato di conduzione (ossia quando viene messo in condizioni di funzionamento tali da permettere un passaggio di corrente attraverso il cristallo semiconduttore), esso permane in tale stato, finché la tensione applicata ai suoi capi viene a cessare o addirittura si inverte di polarità. Per ottenere questo risultato, è inoltre necessario che una corrente di debole intensità (naturalmente assai più debole di quella che scorre tra anodo e catodo) abbia la possibilità di scorrere attraverso il circuito del cosiddetto elettrodo di controllo (« gate »).

Ciò premesso, osservando il circuito elettrico di **figura 1**, è possibile notare che tra i due poli del rettificatore a ponte

RP destinati all'applicazione della tensione alternata, attraverso il quale viene alimentato il carico (normalmente costituito da una lampadina o da una cicala) collegato all'apparecchiatura attraverso le due prese PR1 e PR2, è possibile un passaggio di corrente soltanto negli istanti in cui il rettificatore controllato al silicio, D3, è appunto in stato di conduzione.

Non appena il suddetto rettificatore viene invece portato allo stato di interdizione, il rettificatore a ponte RP si comporta esattamente alla stessa stregua di un commutatore aperto, per cui nessuna corrente ha la possibilità di scorrere attraverso il carico.

L'equilibrio del circuito viene prestabilito attraverso un originale sistema di polarizzazione, che adatta il circuito di commutazione in modo da consentire il funzionamento dell'apparecchiatura come se esso consistesse in due diversi temporizzatori, funzionanti in modo opposto uno rispetto all'altro.

La chiave della teoria di funzionamento risiede nel fatto che, per portare il diodo rettificatore controllato al silicio D3 in stato di conduzione, è necessario il passaggio di una corrente, avente un'intensità leggermente maggiore di 200 μ A, attraverso il circuito dell'elettrodo di controllo, facente capo alle resistenze R6 ed R8.

Sempre in riferimento al circuito di **figura 1**, è possibile notare che il primario del trasformatore T viene alimentato direttamente con la tensione di rete a 220 V, tramite l'interruttore generale IG. La tensione secondaria, che deve avere un valore di 125 V, con una corrente di 150 mA, viene rettificata ad opera del diodo D1, e filtrata ad opera della capacità elettrolitica C1. Ai capi di quest'ultima è quindi presente una tensione continua leggermente superiore al valore originale della tensione alternata di 125 V. La medesima tensione continua è naturalmente presente anche ai capi della resistenza R1.

Attraverso R2, la suddetta tensione continua viene applicata direttamente al terminale superiore del potenziometro P1, ed indirettamente al terminale superiore del potenziometro P2. Questo secondo potenziometro riceve infatti la suddetta tensione continua soltanto quando viene pre-

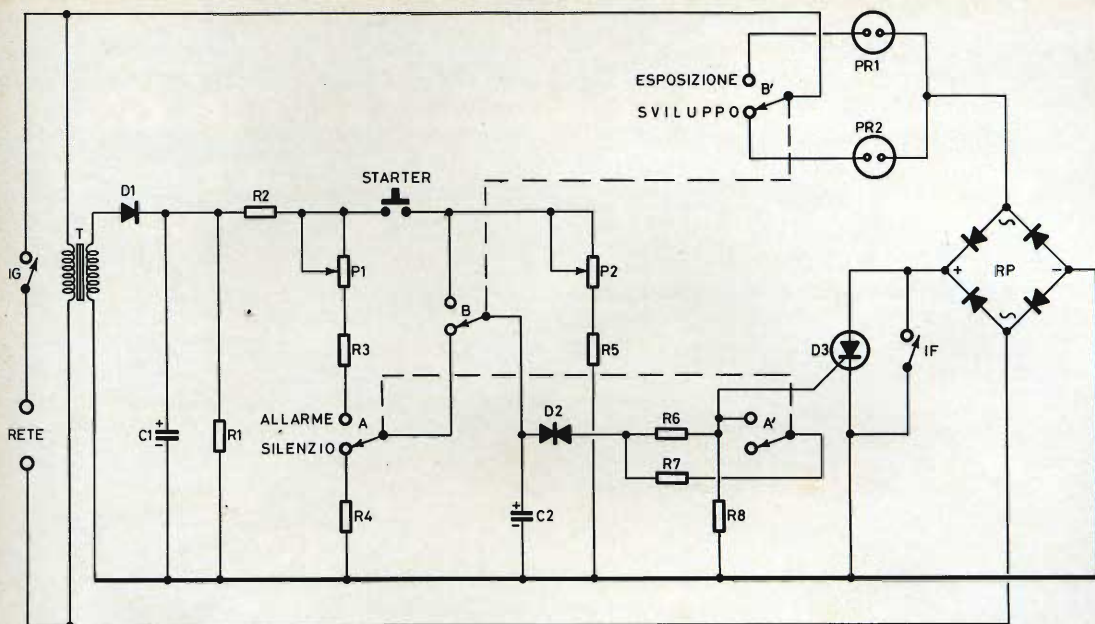


Fig. 1 - Circuito elettrico del temporizzatore elettronico per camera oscura: in pratica, si tratta di due unità separate, di cui una serve per il controllo del tempo di esposizione, e l'altra per il controllo del tempo di sviluppo.

mutato il pulsante dello « starter », avente una funzione specifica della quale ci occuperemo tra breve.

Il rettificatore a ponte RP ha il solo compito di fornire una tensione continua rettificando la tensione alternata che viene applicata direttamente (sempre attraverso l'interruttore generale IG) dal circuito di rete al circuito di carico, costituito alternativamente dalla lampada dell'ingranditore, che va inserita nella presa PR1, oppure da una cicala (o qualsiasi altro avvisatore acustico funzionante a 220 V) che va invece collegata alla presa PR2. In pratica, attraverso il circuito dei suddetti due carichi transita esclusivamente una corrente alternata che passa attraverso i terminali appositi del rettificatore a ponte, mentre le uscite positiva e negativa di quest'ultimo forniscono la tensione continua che viene applicata direttamente tra anodo e catodo del rettificatore controllato al silicio D3.

Quando quest'ultimo è in stato di interdizione, la corrente alternata non ha però alcuna possibilità di attraversare il rettificatore a ponte. Ciò è possibile quindi soltanto quando D3 conduce, cosa attuabile soltanto se al suo elettrodo di con-

trollo viene applicato un impulso di tensione che ne determina appunto il passaggio allo stato di conduzione.

Nel circuito si osservano due deviatori a due vie due posizioni ciascuno, contrassegnate rispettivamente con A e A', e con B e B'.

B e B' determinano con le loro due posizioni simultanee (il comando è unico) la predisposizione del temporizzatore per regolare automaticamente il tempo di esposizione, oppure il tempo di sviluppo. Vediamo quindi cosa accade nei confronti della regolazione automatica dell'esposizione.

In condizioni normali, la lampada dell'ingranditore è inserita nella presa PR1, ma — essendo D3 in stato di interdizione — la corrente alternata della rete non può passare attraverso il filamento della lampada suddetta, per cui questa non si accende.

Affinché ciò sia possibile, è necessario — come abbiamo premesso — che all'elettrodo di controllo di D3 venga applicato un impulso di corrente avente la intensità minima di circa 200 μ A. Ciò avviene soltanto quando viene premuto il pulsante dello « starter », che mette in

contatto — sia pure per un breve istante — l'uscita del rettificatore costituito da D1, C1 ed R1 (attraverso R2) con il terminale superiore di P2.

Quest'ultimo è, come si nota facilmente, una resistenza variabile, che — attraverso R5 — mette in diretto contatto con la massa il terminale inferiore di P2.

Ciò premesso, quando il doppio deviatore B e B' viene spostato sulla posizione contrassegnata « esposizione », e non appena il pulsante dello « starter » viene premuto, il terminale positivo di C2 riceve per quel breve istante tutta la tensione fornita dalla cellula di rettificazione alimentata attraverso la tensione di rete, tramite il secondario del trasformatore T. A causa di ciò, C2 si carica assai rapidamente, assumendo tra i suoi elettrodi la medesima differenza di potenziale che corrisponde alla tensione fornita dalla suddetta sezione rettificatrice.

Se immediatamente dopo il pulsante dello « starter » viene lasciato libero, ciò significa che la carica improvvisamente accumulatasi in C2 non viene più rinnovata, per cui tende ad estinguersi attraverso P2 ed R5, in serie tra loro ma in parallelo a C2, durante un periodo di tempo tanto maggiore, quanto maggiore è il valore resistivo delle due resistenze in serie tra loro. È dunque chiaro che, minore è il valore assunto da P2 in funzione della posizione del cursore, minore è il periodo di tempo che C2 impiega a scaricarsi.

Una volta che sia chiaro questo concetto, sarà altrettanto chiaro il fatto che attraverso il diodo bilaterale B2, un impulso di corrente di polarità positiva raggiunge l'elettrodo di controllo del rettificatore controllato al silicio D3, tramite la resistenza R6. I valori in gioco sono pre-stabiliti in modo tale da ottenere appunto che l'impulso di corrente che raggiunge l'elettrodo di controllo citato sia sufficiente a portare D3 in stato di conduzione.

Non appena D3 inizia a condurre corrente con la sua massima intensità, si ottiene del pari il passaggio della corrente alternata tra i due terminali appositi del rettificatore a ponte RP, e la medesima corrente alternata può quindi scorre attraverso la lampada dell'ingranditore collegata alla presa PR1, dalla quale, tra-

mite la sezione B' del deviatore doppio di cui si è detto, ritorna ad un polo della tensione alternata di rete, attraverso l'interruttore generale IG.

D3 rimane quindi in stato di conduzione, finché permane il passaggio della corrente di eccitazione attraverso l'elettrodo di controllo. Tuttavia, il valore combinato della corrente assorbita dal rettificatore controllato al silicio e di quella assorbita invece dalla resistenza regolabile in parallelo, costituita da P2 e da R5, determina rapidamente la scarica della capacità C2. La durata esatta del tempo di scarica dipende proprio dalla posizione in cui viene a trovarsi il cursore di P2.

Entro un determinato numero di secondi, che dipende appunto dal valore sul quale viene portato P2, la tensione presente ai capi di C2 si riduce fino ad assumere un valore inferiore a quello di innescamento del diodo bilaterale D2 (pari a circa 30 V) per cui, ad un certo punto, esso impedisce il passaggio della corrente che scorre attraverso il circuito dell'elettrodo di controllo del rettificatore al silicio D3.

In tali condizioni, D3 cessa di condurre corrente, per cui la corrente alternata non può più passare attraverso il rettificatore a ponte RP, il che determina — come effetto secondario — lo spegnimento della lampada dell'ingranditore facente capo alla presa PR1.

A questo punto, se il pulsante dello « starter » viene premuto una seconda volta, C2 si carica nuovamente assumendo tra i suoi capi la tensione continua presente ai capi di R1, ed il ciclo si ripete, con la medesima durata se P2 non è stato predisposto su un altro valore, oppure con una durata diversa se P2 è stato predisposto su una diversa posizione.

Per quanto riguarda il funzionamento per la regolazione automatica del tempo di esposizione, occorre aggiungere che l'interruttore semplice contrassegnato IF nello schema di figura 1 è stato aggiunto unicamente per consentire la regolazione dell'ingranditore agli effetti della messa a fuoco. Infatti, se IF viene chiuso, il diodo D3 risulta cortocircuitato, per cui la lampada dell'ingranditore può accen-

23 gamme di frequenza!

**il mondo è nelle vostre mani con questo stupendo
apparecchio radiricevente universale**

Modello CRF-230, «World Zone» Capterete tutto ciò che c'è nell'aria... in qualsiasi parte del mondo... con il nuovo, meraviglioso, entusiasmante CRF-230 della SONY, l'apparecchio radiricevente universale «World Zone». Le sue 23 gamme di frequenza comprendono la intera gamma di radiodiffusione in modulazione di frequenza e di ampiezza: esso può captare onde corte, onde medie e onde lunghe in ogni paese del

mondo, con l'alta fedeltà di un apparecchio radiricevente professionale. Con esso potrete captare le notizie radio direttamente dal luogo dove si stanno svolgendo gli avvenimenti. Potrete sintonizzarlo in modo da ascoltare musiche esotiche dai più remoti angoli della terra. O, se volete, potrete intercettare le trasmissioni dei radioamatori... sia quelle in cifra che quelle in chiaro. Dotato com'è di grande versa-

tilità, l'apparecchio, di facile funzionamento, può venire usato in tutti i Paesi ed in tutte le località. Il SONY «World Zone», completamente transistorizzato, è un capolavoro della radiotecnica moderna.

SONY®



dersi e restare accesa, indipendentemente dal fatto che il pulsante dello « starter » venga premuto o meno. Con IF chiuso — in altre parole — viene effettuata la messa a fuoco dell'ingranditore, dopo di che è possibile riaprire il suddetto interruttore, ottenendo lo spegnimento della lampada, inserire la carta sensibile nell'ingranditore, e procedere all'esposizione automatica nel modo precedentemente descritto.

Quando il doppio deviatore B e B' viene invece predisposto sulla seconda posizione, corrispondente all'uso del temporizzatore per il controllo dei tempi di sviluppo, la lampada dell'ingranditore viene esclusa dal circuito a corrente alternata, in quanto — al posto della presa PR1 — viene inserita la presa PR2, alla quale viene solitamente collegato un dispositivo di segnalazione acustica, quale può essere una cicala oppure un campanello elettrico (funzionante naturalmente alla tensione di rete). Oltre a ciò, in tale posizione, tramite la sezione B del deviatore, il polo positivo della capacità C2 (come pure il terminale sinistro del diodo bilaterale D2) viene messo in contatto con la sezione A del secondo deviatore, che — nella posizione illustrata — collega la resistenza R4 direttamente in parallelo alla capacità C2. In tali condizioni C2 si mantiene in stato di scarica completa, a causa del basso valore di R4. Non appena il doppio deviatore A ed A' viene spostato invece nella seconda posizione (« allarme »), il terminale positivo di C2 riceve la tensione continua fornita dalla sezione di rettificazione tramite R2, attraverso il potenziometro P1 e la resistenza R3, in serie tra loro. Occorre però precisare che — a causa del valore assai elevato di P1 e di R3, la capacità C2 si carica assai lentamente; ne deriva che il periodo di tempo necessario affinché la tensione presente ai suoi capi sia sufficiente a determinare il passaggio di D3 allo stato di conduzione dipende esclusivamente dalla posizione in cui si trova il cursore del potenziometro P1.

Qualunque sia la sua posizione, non appena la tensione presente ai capi di C2 raggiunge un valore sufficiente, un impulso di tensione passa attraverso il diodo bilaterale D2, attraversa la resistenza

R6, e raggiunge l'elettrodo di controllo di D3, determinandone il passaggio allo stato di conduzione. Non appena ciò accade, la corrente alternata può scorrere attraverso i terminali appositi del rettificatore a ponte RP, con la conseguenza che l'avvisatore acustico funziona, avvertendo che il tempo di sviluppo è scaduto.

Una volta ottenuto lo stato di conduzione di D3, e quindi non appena l'avvisatore acustico ha cominciato a funzionare, dopo circa 5 s la tensione presente ai capi di C2 si riduce al di sotto della tensione di innesco di D2, per cui accade nuovamente il fenomeno precedentemente descritto: D3 passa quindi ancora una volta allo stato di interdizione, e l'avvisatore acustico cessa automaticamente di funzionare.

Naturalmente, una volta che ciò è accaduto, la capacità C2 comincia nuovamente a caricarsi, dando luogo ad un nuovo ciclo: tuttavia, la persona che si serve di questa apparecchiatura in camera oscura ha sempre a sua disposizione il tempo sufficiente per riportare il doppio deviatore A-A' sulla posizione « silenzio » a sviluppo ultimato, impedendo che l'avvisatore acustico possa funzionare da solo una seconda volta.

Occorre infine considerare che, dal momento che molti componenti del circuito sono in comune sia al dispositivo che regola il tempo di esposizione, sia a quello che regola il tempo di sviluppo, esiste una certa reciproca influenza tra la regolazione di P1 e quella di P2. Ad evitare ciò, quando si usa il temporizzatore per la regolazione automatica dell'esposizione, è sempre opportuno tenere il deviatore A-A' in posizione « silenzio ».

REALIZZAZIONE DEL DISPOSITIVO

L'assenza nel circuito di segnali sia ad Alta, sia a Bassa Frequenza rende assai semplice questa realizzazione, nel senso che la posizione dei diversi componenti è tutt'altro che critica. Questo è il motivo principale per il quale si è ritenuta inutile la pubblicazione di un disegno illustrante la struttura interna.

Ciò che conta — per contro — è realizzarlo in modo tale che il suo impiego sia il più possibile semplice e comodo.

Per questo motivo, è suggeribile racchiudere tutti i circuiti in un involucro metallico avente dimensioni adatte, con un pannello frontale che può assumere l'aspetto illustrato alla **figura 2**. In questa figura, lo strumento è illustrato anteriormente nella parte superiore, posteriormente nella parte centrale, e lateralmente in basso. Nel disegno che ne illustra l'aspetto laterale, è messa in evidenza la tettoia che sporge dal lato superiore, con bordi inclinati, che impedisce che i diversi comandi vengano toccati accidentalmente dall'operatore, mentre questi si muove nel buio della camera oscura.

Sul pannello frontale si nota innanzitutto la suddivisione in due sezioni, di cui quella di sinistra per i comandi del temporizzatore agli effetti dei tempi di sviluppo, e quella di destra per la regolazione dei tempi di esposizione. Al centro delle suddette sezioni sono presenti le due manopole che regolano i potenziometri P1 e P2, i cui quadranti sono ovviamente tarati rispettivamente in minuti ed in secondi.

Al centro del pannello è visibile il doppio deviatore a leva, che può essere spostato orizzontalmente nel senso indicato dalle due frecce, il cui funzionamento risulta perfettamente intuitivo: infatti, quando la leva è rivolta verso sinistra, è evidente che l'apparecchiatura è disposta per il controllo automatico dei tempi di sviluppo, mentre — viceversa — quando è spostata verso destra, predispone l'apparecchio per la regolazione automatica dei tempi di esposizione.

Al di sotto del suddetto deviatore si nota un secondo commutatore a leva, azionabile in senso verticale, attraverso il quale è possibile accendere o spegnere l'apparecchio. Si tratta — in sostanza — dell'interruttore generale IG.

Al di sotto del quadrante per la regolazione dei tempi di sviluppo è visibile il doppio deviatore a leva, che corrisponde alle sezioni A e A', nello schema elettrico di figura 1. Quando questo deviatore è predisposto sulla posizione « A », viene inserito il segnale allarme; quando invece viene spostato sulla posizione « S », essa corrisponde alla posizione contrassegnata « silenzio » nello schema di figura 1, per cui il segnale di allarme viene disattivato.

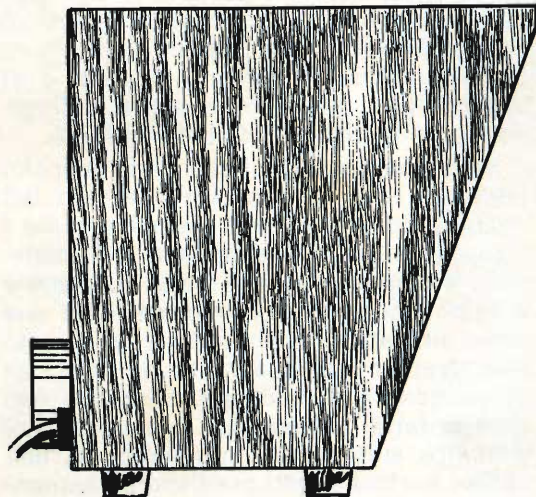
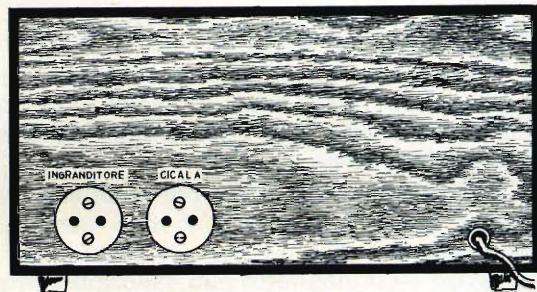
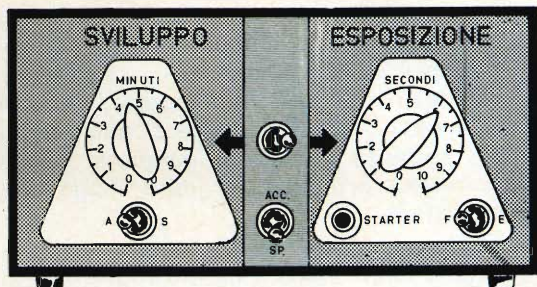


Fig. 2 - Disegno illustrante l'apparecchiatura descritta, vista anteriormente (per mettere in evidenza la posizione dei vari comandi sul pannello frontale), posteriormente e lateralmente.

Al di sotto della manopola con la quale viene regolato il tempo di esposizione sono invece presenti due comandi: quello di sinistra, contrassegnato « starter », non è altro che il pulsante attraverso il quale si provoca l'impulso che porta D3 in stato di conduzione. A destra è invece visibile l'interruttore collegato in parallelo al rettificatore controllato al silicio D3. In posizione « F » l'interruttore è chiu-

so ed il rettificatore viene cortocircuitato, il che permette la messa a fuoco dell'ingranditore. In posizione « E » — invece — il suddetto interruttore è aperto, per cui la lampada dell'ingranditore si può accendere soltanto quando il pulsante « starter » viene premuto per dare luogo alla esposizione.

In basso nella stessa figura si nota l'apparecchio visto posteriormente. Sul retro sono presenti le due normali prese di corrente, alle quali vanno collegati l'ingranditore e la cicala che provoca il segnale acustico. Dal lato opposto si nota il gommino attraverso il quale esce il cordone di rete per l'alimentazione dell'apparecchiatura.

Sul particolare laterale del mobiletto ci siamo già intrattenuti. Ciò che occorre aggiungere è che — per comodità e per estetica — il mobiletto può essere munito di quattro piedini in gomma, che lo tengono leggermente sollevato dal piano di appoggio. Nell'ultima sezione della figura si nota ancora il cordone di rete, e si osserva una delle prese per il collegamento della cicala e dell'ingranditore.

Se il montaggio ed il cablaggio vengono effettuati con un accurato controllo del circuito, ed impiegando esclusivamente i componenti citati nell'elenco dei materiali, il dispositivo deve poter funzionare a colpo sicuro ed al primo collaudo: una volta ultimata la realizzazione, non resta che tarare i due quadranti dei tempi di esposizione e di sviluppo, cosa che può essere fatta abbastanza facilmente col semplice aiuto di un cronografo. A tale scopo, basterà infatti predisporre entrambi i comandi sulla posizione corrispondente alla posizione « 0 », ossia all'inizio della loro rotazione in senso orario. Ciò fatto, dopo aver predisposto l'apparecchio per la regolazione dei tempi di sviluppo, si sposterà l'indice della manopola di sinistra di qualche grado, non senza aver precedentemente portato il deviatore che si trova al di sotto sulla posizione « S ». Ciò fatto, spostando il suddetto deviatore della posizione « A » si attenderà che la cicala entri in funzione, misurando il periodo di tempo intercorso tra lo scatto del deviatore e l'entrata in funzione dell'avvisatore. Con questo sistema, è abbastanza facile trovare per tentativi la posi-

zione corrispondente ad un minuto. Con lo stesso sistema si procederà per trovare la posizione di P1 corrispondente a due minuti, indi a tre minuti, e così via.

Trattandosi di un potenziometro lineare, le posizioni intermedie corrispondenti ad 1,5-2,5-3,5 minuti, ecc. potrà essere stabilita mediante semplice valutazione, al centro delle varie divisioni ciascuna delle quali corrisponde ad un minuto.

Una volta individuate le varie posizioni della manopola di P1, si potrà procedere in modo del tutto analogo per la taratura del quadrante di P2. Questa seconda operazione di messa a punto sarà naturalmente più complessa, nel senso che — in questo caso — si tratta di secondi anziché di minuti.

Per ogni singola fase, si porterà la manopola su una determinata posizione, presumibilmente corrispondente all'intervallo di un secondo in più rispetto alla posizione precedente; dopo di che, con la lampada dell'ingranditore collegata alla apposita presa, si premerà il pulsante dello « starter » azionando contemporaneamente la lancetta del cronografo. Sarà in tal modo abbastanza facile premere il pulsante di arresto della lancetta del cronografo ogni qualvolta la lampada dell'ingranditore si accende. Procedendo in tal modo, sarà quindi possibile trovare tutte le posizioni della manopola di P2, che corrispondono ai vari intervalli di un secondo ciascuno. Le posizioni intermedie potranno del pari essere stabilite per interpolazione, così come si è fatto nei confronti del quadrante di P1.

A seconda delle esigenze estetiche del costruttore, le varie diciture potranno essere incise sul pannello, oppure potranno essere stampigliate su nastro adesivo mediante l'apposita macchinetta reperibile presso i negozi che trattano timbri, macchinette cucitrici, ecc., applicando delle strisce adesive sul pannello frontale.

USO DEL DISPOSITIVO

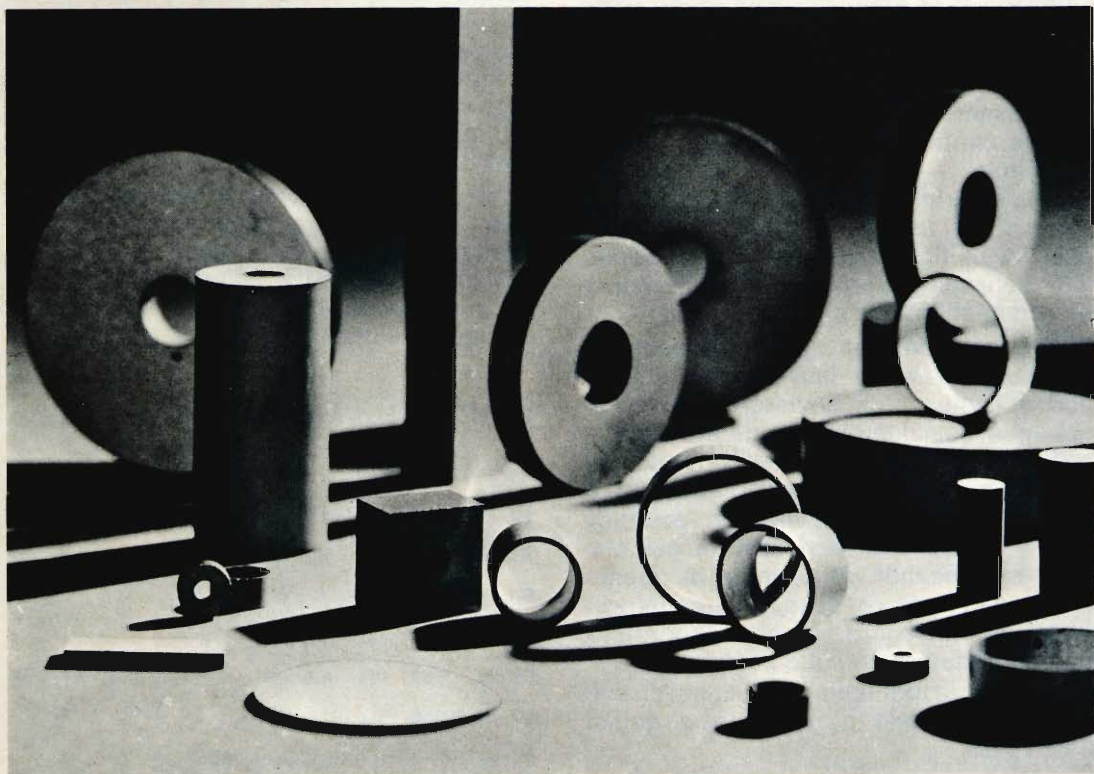
Il lettore avrà già certamente compreso quale è la tecnica migliore di uso dell'apparecchiatura descritta: essa può comunque essere sintetizzata come segue:

Le ceramiche piezoelettriche

PIEZOXIDE (PXE)

vengono attualmente impiegate in grandi quantità per realizzare trasduttori elettrici. Per trasduttore elettrico si intende un dispositivo capace di convertire una qualsiasi grandezza fisica in una corrispondente grandezza elettrica o viceversa in modo tale che fra le due esista una relazione matematica

nota. Le ceramiche con caratteristiche piezoelettriche vengono però fabbricate e fornite in forme geometricamente semplici (dischi, anelli, cilindri, ecc.) con i "terminali elettrici" rappresentati semplicemente da due facce argentate. Per essere utilizzate come trasduttori esse richiedono quindi un ulteriore notevole lavoro di adattamento basato su una seria e profonda conoscenza delle caratteristiche di questi materiali.



È ora uscito il "Quaderno d'applicazione" nel quale si trovano tutti i dati necessari e sufficienti per realizzare dai materiali piezoelettrici, trasduttori elettrici di qualsiasi tipo.

Questo quaderno di applicazione è in vendita al prezzo di L. 2.000 e può essere richiesto alla "Biblioteca Tecnica Philips" Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano

quaderni d'applicazione del LAE

5

SEZ. ELCOMA
PHILIPS

applicazioni dei
materiali ceramici
piezoelettrici

Laboratorio Applicazioni ELCOMA

PHILIPS s.p.a.
Sez. ELCOMA
Rep. Componenti passivi
Piazza IV Novembre, 3
20124 Milano - Tel. 6994

Sviluppo

Il commutatore centrale deve essere rivolto verso sinistra, mentre il deviatore che si trova al di sotto del quadrante dei minuti deve essere sulla posizione iniziale « S ».

Per prima cosa, si porterà la manopola di P1 sul numero di minuti durante il quale si desidera che la pellicola rimanga nella soluzione; il periodo di sviluppo non può essere precisato in questa sede, in quanto dipende da diversi fattori, quali la sensibilità del materiale fotografico, la densità e lo stato di ossidazione della soluzione di sviluppo, la temperatura della soluzione, ecc. Essa è quindi in stretta relazione con l'esperienza di chi opera, e dovrà essere stabilita di volta in volta. Ciò che conta è che — mediante questo dispositivo — è possibile prestabilire qualsiasi periodo di tempo compreso tra zero e dieci minuti, e fare in modo che tutte le pellicole sviluppate rimangano nella soluzione di sviluppo esattamente per il medesimo periodo di tempo.

Ciò premesso, non appena la pellicola da sviluppare viene immersa nella bacinella di sviluppo, il deviatore verrà portato sulla posizione « A », determinandone il funzionamento. Una volta trascorsi i minuti sui quali il potenziometro P1 è stato predisposto, l'avvisatore acustico entrerà in funzione, e vi resterà per cinque o sei secondi. Al termine di questo periodo l'avvisatore cesserà automaticamente di funzionare, al che l'operatore riporterà il deviatore sulla posizione « S », ed estrarrà la pellicola dal bagno di sviluppo, procedendo al lavaggio e quindi al fissaggio.

Esposizione

Per quanto riguarda l'esposizione, la manovra è altrettanto semplice. In primo luogo dopo aver predisposto opportunamente il deviatore centrale, portando il deviatore di destra sulla posizione « F », si regolerà l'ingranditore in modo da ottenere l'esatta messa a fuoco sul piano di esposizione. Ciò fatto, dopo aver prestabilito il numero di secondi di esposizione (che dipende anche in questo caso dalla

esperienza dell'operatore, dalla sensibilità della pellicola, dall'intensità della luce, ecc.), si provvederà a spostare il deviatore di destra sulla posizione « E » (ottenendo così lo spegnimento della lampada), ed a collocare al suo posto la pellicola da impressionare (oppure la carta da esporre). Ciò fatto, basterà premere il pulsante « starter », provocando così l'accensione della lampada dell'ingranditore, che resterà accesa per il numero di secondi prestabilito attraverso il potenziometro P2.

Terminata l'esposizione, la lampada si spegnerà automaticamente, e sarà quindi possibile estrarre la pellicola esposta, portare il deviatore centrale sulla posizione di sinistra (a patto che P1 sia già stato regolato in precedenza) e sfruttare il dispositivo per controllare il tempo di sviluppo.

Si tratta in sostanza di un'apparecchiatura relativamente semplice, che però presenta prestazioni assai interessanti per chiunque svolga un'attività più o meno consistente in laboratorio fotografico, sia come diletto sia come professione.

ELENCO DEI VALORI

R1 = 680 k Ω - 1 W

R2 = 1.800 Ω - 1 W

R3 = 1 M Ω - 0,5 W

R4 = 820 Ω - 1 W

R5 = 4.700 Ω - 0,5 W

R6 = 68 k Ω - 0,5 W

R7 = 6.800 Ω - 1 W

P1 = 100 μ F elettrolitico, 350 V

P2 = 300 μ F elettrolitico, 350 V

D1 = 10 M Ω lineare a grafite

C1 = 50 k Ω lineare a grafite

C2 = Diodo General Electric tipo ST-2 o equivalente

D2 = Diodo bilaterale Motorola tipo HEP-311 o equivalente

D3 = Rettificatore controllato al silicio tipo General Electric 106B1 o equivalente

RP = Rettificatore a ponte IR tipo 10DB6A o equivalente

T = Vedi testo

commutatori rotativi



LORLIN

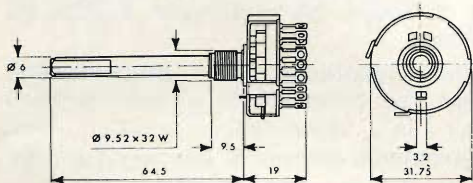
DESCRIZIONE

Questo commutatore, realizzato con un supporto porta contatti stampato ed un meccanismo di posizionamento a molla di torsione, presenta alcuni importanti vantaggi rispetto ai commutatori tradizionali e cioè: basso costo, semplicità di progetto, affidabilità ed efficienza di prestazioni.

La nuova forma costruttiva assicura una pressione di contatto costante e costituisce, inoltre, un ottimo schermo per i contatti stessi, proteggendoli dalla polvere e da possibili agenti abrasivi.

Il posizionamento a molla di torsione garantisce un momento torcente specifico con una precisione ed una uniformità nettamente superiori a quelle dei meccanismi a dente d'arresto.

Il momento torcente può essere modificato, cambiando semplicemente la molla, ed esso rimane costante per tutta la durata del commutatore.



CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Massima tensione di lavoro:	300 Vc.a. - Vc.c.
Tensione di prova:	1.000 V
Portata massima:	5 A
Corrente commutabile:	150 mA a 250 Vc.a. - Vc.c. 350 mA a 110 Vc.a. - Vc.c.
Resistenza di contatto:	< 10 mΩ
Resistenza d'isolamento:	≅ 100 MΩ a 1.500 Vc.c.

CARATTERISTICHE MECCANICHE

Contatti:	ottone argentato
Rotore:	stampato di precisione in acetato di resina
Wafers:	resina fenolica sintetica
Statore:	acciaio cadmiato e passivato (Ø 32 x 19 mm, compresi i contatti)
Posizionatore:	ruota stampata di precisione a denti di sega e molla di torsione momento torcente: 1750 g.cm 3150 g.cm
Bussola:	ottone cadmiato e cromato
Alberino:	in acciaio cromato e cadmiato diametro 6 mm

Distribuiti dalla G.B.C. Italiana s.a.s. - V.le Matteotti, 66
20092 Cinisello Balsamo - Milano



SERVIZIO SPECIALE



Durante la realizzazione di alcuni servizi sulla stereofonia via radio siamo stati invitati a visitare una stazione FM-Stereo che recentemente si sta dedicando alla ricerca di nuovi suoni.

Il servizio è stato realizzato grazie alla collaborazione del Sig. Nat Ash, direttore responsabile della programmazione e del Sig. John Kotowski della Engineering Reproduction Corp., a cui va il merito del reportage fotografico.

A I 230 di Park Avenue in New York city vi è un vecchio edificio con gli ascensori internamente di stile barocco.

Park Avenue è come un'oasi di verde nel cuore di Manhattan, una strada che taglia l'isola in due ed il nostro edificio proprio nel bel mezzo della via è dietro al grattacielo della Pan American.

Al quindicesimo piano, in fondo ad un lungo corridoio vi sono gli studi di una speciale stazione radiofonica, la WNEW-FM, Metromedia Stereo.

La singolarità di questa stazione è connessa con alcuni fattori, sin dagli inizi, infatti, nel 1964, quando cioè incominciò ad effettuare trasmissioni in stereofonia, si è vantata di avere il senso dell'originalità, i commentatori erano ragazze (cosa del tutto insolita negli Stati Uniti).

Da cinque anni a questa parte la WNEW impiega annunciatori con una caratteristica voce che va dal cupo sussurro al cupo gagliardo.

Recentemente ciò, viene tentato, e sembra con risultati positivi, a Montreal, Canada, New Jersey e da alcune stazioni FM-Stereo nel Long Island, N.Y.

La WNEW vanta due record, il primo di toccare punte in cui gli ascoltatori si aggirano intorno alle 400.000 unità (tenendo conto che nell'area di New York vi operano ben 35 stazioni FM, 20 delle quali trasmettono in Stereo, questa è una cifra molto rilevante), il secondo di avere un pubblico composto per il 70% da teenagers.

Nelle discoteche, bar studenteschi, spiagge, boutique ed in genere in tutti i locali « in », viene diffusa la musica della Metromedia Stereo; è una musica pop, country western o psychedelic: il cosiddetto new sound o new rock.

È la musica di Woodstock, è la stazione dove è possibile ascoltare Ginger Baker per tutta la durata del tragitto tra Manhattan e il Bronx; è dove gruppi come « Ten Years After », « Tree Dog Nigt », « Led Zepplerin », compositori pop come Joe Cocker, Paul Mc Cartney, Neil Diamond, etc., sono costantemente nell'aria.

NEW FM STEREO IN

NEW YORK

di Domenico Serafini

È la musica dei grandi maestri fatta passare attraverso « fuzz box » e « wha-wha pedal », sono riviste come « Stereo Review » e « High Fidelity », le quali mensilmente non mancano di dedicare pagine a compositori della nuova filosofia musicale, che ne esaltano il carattere classico.

La WNEW, costantemente « on the air » per 24 ore al giorno, è riuscita a ridurre gli annunci economici a 9 minuti ogni ora, 5 minuti vengono dedicati ai « news » mentre solo 8 sono usufruiti dai commentatori.

La pubblicità inoltre, come ci spiegava uno degli annunciatori, Mr. Jonathan Schwartz, viene mandata in onda a gruppi in modo da dare l'impressione di avere più musica e meno comunicati commerciali.

Il Sig. Schwartz nella foto 1, studioso di sociologia, ha recentemente pubblicato un libro sulla società contemporanea, appassionato di musica è stato inviato speciale durante il passato festival di Sanremo.

I programmi radiofonici vengono irradiati con energia elettromagnetica a 102,7 Mc, tramite due antenne, una di 20 kW polarizzata verticalmente ed una

di 10 kW polarizzata orizzontalmente; quest'ultima polarizzazione si è resa necessaria dato il continuo aumento di ricevitori radio FM mono e stereofonici montati su automobili.

Entrambe le antenne sono sistemate sulla cima dell'Empire State Building. Le apparecchiature impiegate portano la firma « Spart » e, naturalmente, tutti i circuiti sono integrati.



Fig. 1 - Mr. Jonathan Schwartz.

NOTE DI SERVIZIO

DISPOSITIVO SONY DI RACCORDO TRA PROIETTORE E TELECAMERA

A seguito del sorprendente sviluppo tecnico e commerciale delle apparecchiature facenti parte della vasta categoria dei mezzi audio-visivi, si è resa indispensabile sul mercato la disponibilità di un dispositivo che permettesse la trasformazione in segnali televisivi dei fotogrammi di una pellicola: un accessorio di questo tipo, che si presta all'impiego sia negli impianti di televisione a circuito chiuso, sia negli impianti di televisione vera e propria, è stato realizzato con successo dalla Sony, a complemento delle perfezionatissime apparecchiature che questa Fabbrica giapponese ha già introdotto da tempo sui mercati mondiali. La nota che segue ne descrive le caratteristiche ed i principi di impiego.

Il raccordo proiettore-telecamera Sony modello VCR-16B, è stato progettato esclusivamente per adattare una telecamera all'obiettivo di un proiettore funzionante nel formato di 16 mm. Con l'impiego di questo prezioso accessorio, è quindi possibile sia l'osservazione contemporanea attraverso diversi monitori di una pellicola da 16 mm, sia la registrazione su nastro video dei fotogrammi in sequenza, sia ancora ottenere un segnale di modulazione per un eventuale impianto di trasmissione video.

La **figura 1** è una foto che illustra il dispositivo visto lateralmente: la parte nera visibile nell'angolo superiore sinistro racchiude un sistema ottico a specchio, mediante il quale l'immagine viene proiettata con un'angolazione di 90° esatti, onde permettere l'installazione della telecamera a fianco del proiettore. La

parte cilindrica che sporge verso il basso contiene un delicato obiettivo, attraverso il quale l'immagine uscente dall'obiettivo del proiettore viene focalizzata sullo specchio inclinato, onde ottenerne l'esatta riflessione verso destra, senza fenomeni di aberrazione né sferica né cromatica.

La parte cilindrica di maggiore lunghezza sporgente invece verso destra nella foto di figura 1, contiene del pari un sistema ottico che consente di focalizzare l'immagine riflessa nel punto ideale, per ottenere un'esatta messa a fuoco sulla superficie sensibile della telecamera.

Il congegno è realizzato con la massima robustezza, e l'intelaiatura metallica è tale da evitare che le eventuali vibrazioni possano dare luogo a fenomeni di sfarfallio e di instabilità dell'immagine ottenuta nel segnale video.

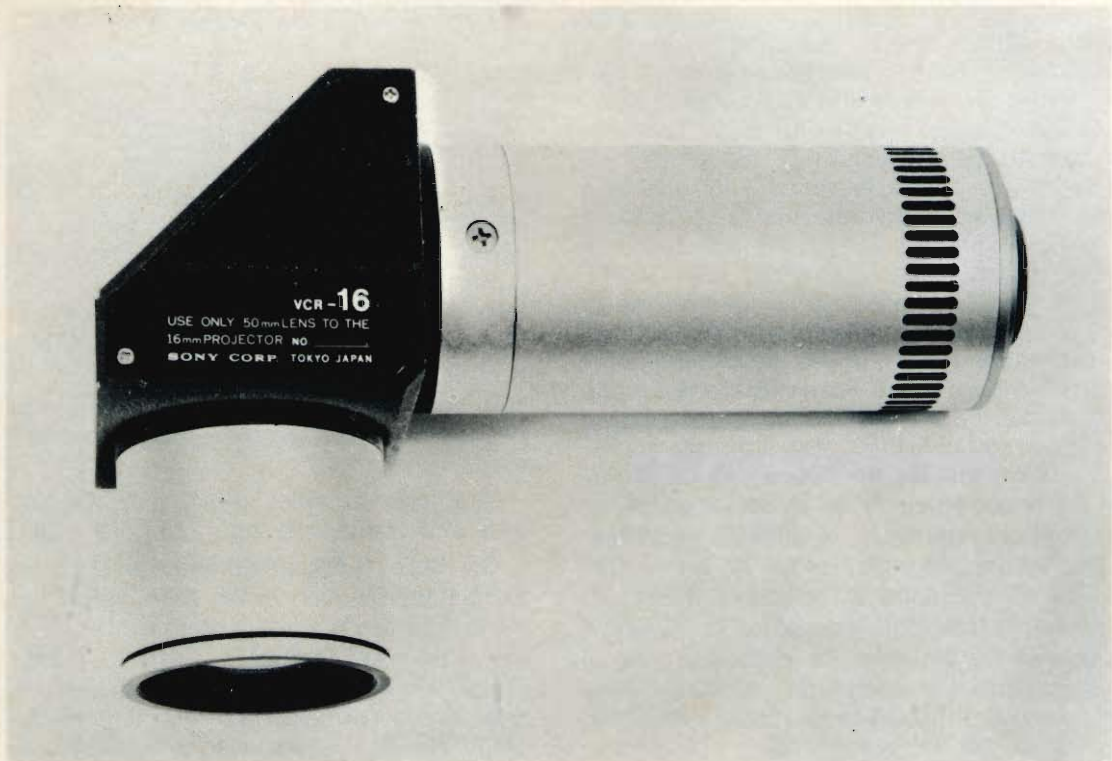


Fig. 1 - Aspetto del dispositivo visto lateralmente: esso presenta un obiettivo di minore lunghezza per il collegamento al proiettore, un obiettivo di maggiore lunghezza per l'applicazione alla telecamera, ed una scatola a specchio, attraverso la quale l'immagine viene deflessa per 90°.

OPERAZIONI PRELIMINARI D'USO

Per sfruttare nel modo più completo possibile le prestazioni di questo accessorio, sono necessarie alcune semplici operazioni, attraverso le quali esso viene installato dapprima sulla telecamera, indi sul proiettore: ad installazione effettuata, occorre inoltre effettuare alcune semplici regolazioni per ottenere un'accurata messa a fuoco.

Applicazione alla telecamera

L'apparecchio è stato progettato esclusivamente per l'impiego con una telecamera di produzione Sony, oppure con qualsiasi altro tipo di telecamera, a patto che la misura del « vidicon » sia di 2/3", pari cioè a 17 mm.

Come prima operazione occorre togliere il coperchio di protezione dell'obiettivo, visibile alla **figura 2**. Togliere anche il raccordo a « C » presente all'estremità della

parte cilindrica più lunga, facendolo ruotare in senso antiorario.

Avvitare quindi l'obiettivo da 16 mm collegato alla telecamera nel suddetto raccordo e predisporre l'obiettivo da 16 mm in modo tale che la distanza risulti regolata su « infinito », indi aprire completamente il diaframma.

Ciò fatto è possibile rimettere a posto il raccordo a « C » nella posizione in cui esso si trovava precedentemente.

Dopo aver completato l'operazione descritta è necessario avvitare il dispositivo VCR-16B direttamente sul raccordo dell'obiettivo della telecamera.

La **figura 3** illustra la telecamera Sony, col dispositivo di raccordo regolarmente installato nella posizione descritta.

Posizioni reciproche della telecamera e del proiettore

Una volta applicato il raccordo sulla telecamera, predisporre quest'ultima a la-

to del proiettore, in modo tale che l'angolo relativo tra la telecamera stessa e l'obiettivo del proiettore risulti pari a 90° . Allentare quindi la vite di regolazione dell'angolo indicata alla figura 2, presente sulla parte cilindrica di maggiore lunghezza, e ruotare la scatola del prisma a specchio in modo tale che la parte cilindrica di minore lunghezza del raccordo sia rivolta verso l'obiettivo del proiettore. Spostare quindi la telecamera verso il proiettore, in modo che la lente di proiezione risulti il più possibile vicina all'obiettivo, e che l'asse ottico della parte cilindrica più corta coincida con l'asse ottico dell'obiettivo del proiettore. Per facilitare questa operazione, è consigliabile predisporre la telecamera su di un treppiede sollevato, e che il proiettore sia invece appoggiato su di un tavolo, o su di un piano di appoggio avente la massima stabilità possibile. La **figura 4** illustra in dettaglio la posizione che il dispositivo di raccordo assume dopo l'operazione di fissaggio sia sulla telecamera, sia sul proiettore.

FUNZIONAMENTO DEL DISPOSITIVO

Per prima cosa, occorre mettere in funzione il proiettore da 16 mm. Osservando l'immagine ottenuta sullo schermo di un monitor, regolare il dispositivo di messa a fuoco presente sull'obiettivo di proiezione. Nell'eventualità che lo spazio presente tra il dispositivo di proiezione ed il raccordo VCR-16B non sia stato regolato opportunamente, ciò vien reso evidente dal fatto che i bordi dell'immagine riprodotta sullo schermo del monitor risultano sfuocati. Questo fenomeno vien definito col termine di « vignettamento ».

Regolare quindi i comandi di luminosità e di contrasto del monitor video.

Ciò fatto, il funzionamento deve essere soddisfacente, nel senso che l'immagine osservata attraverso il monitor deve risultare perfettamente a fuoco e perfettamente centrata. In tali condizioni, la telecamera fornisce naturalmente un segnale che può anche essere registrato su

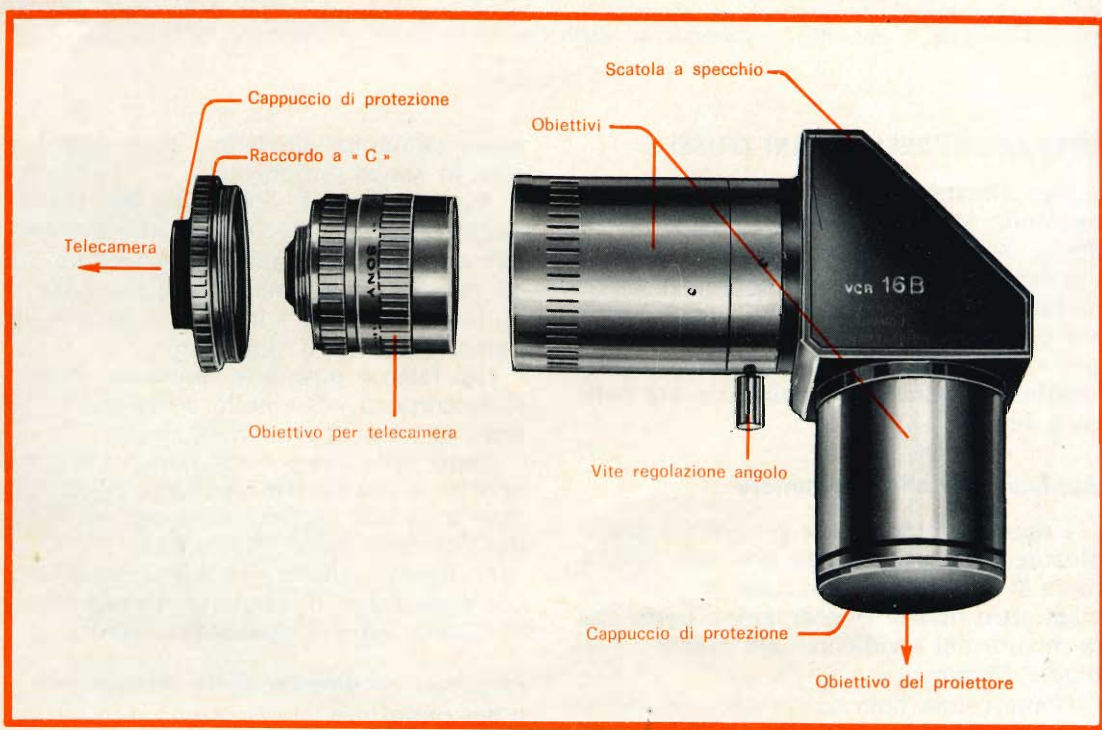


Fig. 2 - Foto illustrante le parti componenti del raccordo, onde mettere in evidenza le sue sezioni principali.

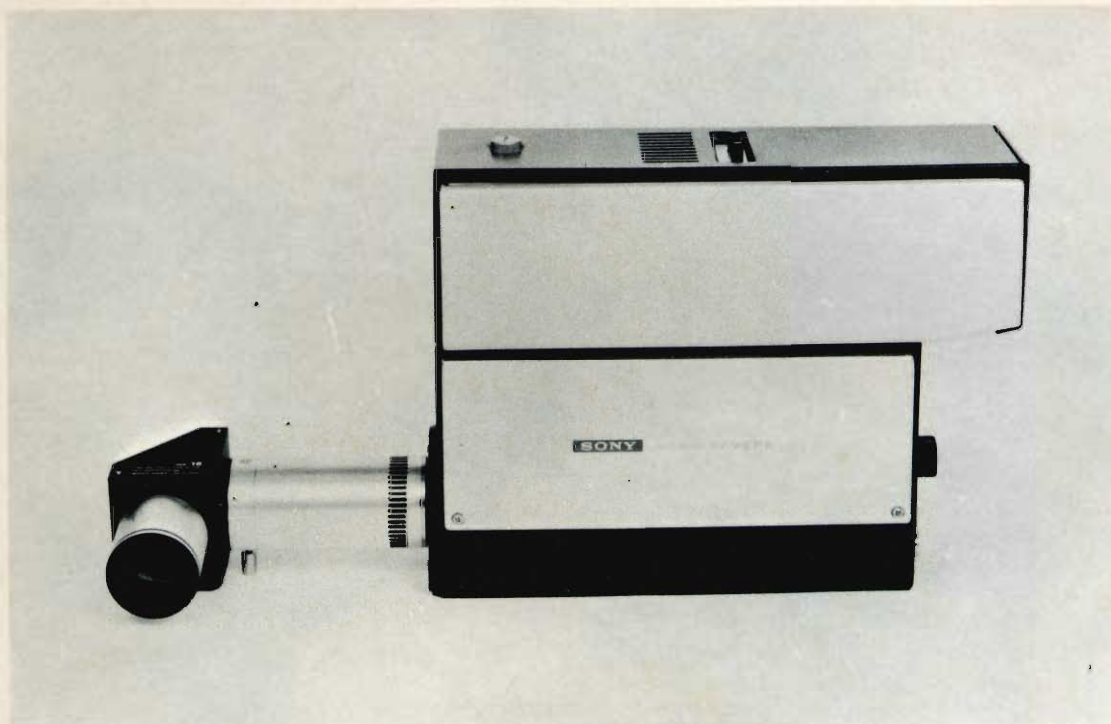


Fig. 3 - Foto illustrante il raccordo, regolarmente applicato su di una telecamera di produzione Sony.

nastro tramite un apposito registratore: per effettuare tali registrazioni nel modo più corretto, riferirsi alle istruzioni fornite a corredo del registratore. Per quanto riguarda invece la telecamera ed il monitor, riferirsi alle istruzioni fornite anche a corredo di tali apparecchiature.

ADATTAMENTO ALL'OBIETTIVO DI PROIEZIONE

Il dispositivo di raccordo VCR-16B è stato studiato esclusivamente per l'impiego con proiettori da 16 mm, come già è stato stabilito all'inizio: tuttavia, può del pari essere usato anche con proiettori da 8 mm, a patto che si osservino le precauzioni che seguono.

Quando il proiettore è del tipo a 16 mm, l'obiettivo deve presentare una lunghezza focale di 50 mm, pari esattamente a 2".

Quando invece si usa un proiettore da 8 mm, occorre tener conto della seguente differenziazione: per il formato « Super

8 » o anche per il formato « Single 8 », l'obiettivo deve avere una lunghezza focale di 28 mm. Per il formato 8 mm normale, l'obiettivo deve invece presentare una lunghezza focale di 23 o di 25 mm.

Nell'eventualità che si disponga di un proiettore del tipo « Super 8 » o « Single 8 », provvisto di obiettivo da 25 mm, può verificarsi l'eventualità che il bordo dell'immagine scompaia, ossia che non venga incluso nello schermo del monoscopio, mentre può invece accadere che con il formato 8 mm normale, l'immagine risulti contornata da una cornice nera, costituita dal bordo dello schermo del monitor che non viene illuminato. Naturalmente, se il proiettore è provvisto di obiettivo Zoom, la sua eventuale regolazione può essere sfruttata per correggere tali inconvenienti.

NOTE PARTICOLARI

Agli effetti dell'impiego pratico di questo dispositivo, occorre aggiungere che

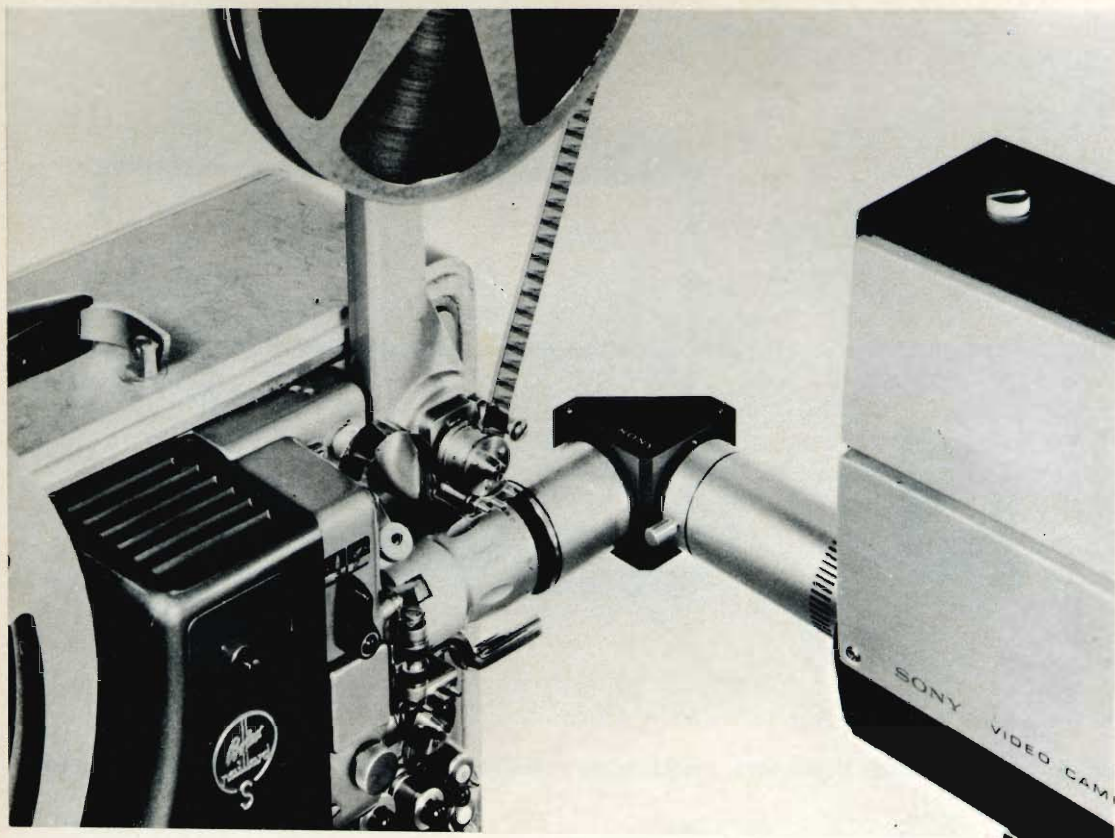


Fig. 4 - Fotografia illustrante la corretta posizione reciproca della telecamera e del proiettore, dopo l'installazione del raccordo VCR-16B.

alcuni proiettori funzionano con un'intensità di luce eccessiva: di conseguenza, può accadere che l'immagine riprodotta sul monitor risulti eccessivamente luminosa e tendente al bianco, con notevole perdita del contrasto. In tali circostanze, è indispensabile aggiungere il filtro ND ($\varnothing 46 P = 0,75$) che assorbe approssimativamente il 90% dell'intensità luminosa, lasciandone passare quindi soltanto il 10%.

Per evitare inconvenienti di qualsiasi tipo, e per ottenere da parte di questo dispositivo la massima durata, è necessario proteggerlo contro urti violenti e vibrazioni, soprattutto in considerazione del fatto che esso contiene dispositivi ottici assai delicati.

Pulire l'apparecchiatura con la massima cura. In caso di presenza di tracce di polvere, eliminarle con l'aiuto di una

pompetta ad aria, oppure con l'aiuto di un pennello molto morbido ed asciutto.

Il raccordo VCR-16B deve essere anche protetto contro l'umidità e contro l'introduzione di corpi estranei. Si rammenti di applicare i cappucci di protezione e di racchiuderlo nel suo astuccio, ogniqualvolta non viene usato.

Non tentare in alcun caso di smontare o di riparare il raccordo, in quanto difficilmente sarà possibile ripristinarne le perfette condizioni di funzionamento. Qualora si verificasse un guasto di qualsiasi genere, è sempre più opportuno consultare direttamente il distributore locale di prodotti Sony.

Le dimensioni totali del dispositivo ammontano a mm 143 di larghezza, 115,5 di altezza e 55 di profondità: il peso è di soli 600 g.

IL FUTURO DELLA OLTRE AL COLORE E AL RILIEVO



**STUDI E
BREVETTI**

Plasmi e raggi Laser per creare dei fantasmi in ampolle

quarta parte di Alberto Basso-Ricci

INTRODUZIONE

Con il termine « telecorpora » non va dimenticato che ci si propone la ricomposizione a distanza, mediante opportuni meccanismi, del fantasma intero di un oggetto o di una persona. Si avrà cioè la sensazione di assistere ad uno spettacolo come se fossimo davanti ad un palcoscenico vero e naturale.

Non ci saranno quindi falsi sistemi di stereoscopia o rilievi delle immagini, per questi ritrovati e brevetti, per chi segue le recensioni, si possono trovare sulle riviste del campo molte soluzioni, ma tutte lontane dallo scopo che l'autore si è prefisso, ossia la ricomposizione del fantasma di un soggetto preso in esame.

Per esemplificare quanto sopra menzionato dirò che si avrà l'impressione di osservare un teatrino per ragazzi nel quale esistono dei veri personaggi, le cui dimensioni sono totalmente proiettate nello spazio secondo i tre assi x-y-z.

Nell'interno di questi burattini, composti ad esempio di una sottile « pellicola » esterna, non c'è una consistenza organica. Insomma vedremo dei burattini realizzati perfettamente nel loro fantasma,

ma privi di un qualsiasi composto. Per giungere alla realizzazione tecnica del ritrovato occorre tener presente le recenti conquiste della scienza e della tecnica.

La descrizione fin qui condotta, così come quella che seguirà sarà comprensibile agli esperti in elettronica ed in fisica delle particelle, per cui non ci proponiamo la spiegazione delle caratteristiche di un sistema televisivo già noto, né la trasmissione sequenziale delle immagini, né il sistema di scansione di analisi elettronica, né il funzionamento dell'iconoscopio, né dei vari tipi di generatori elettronici, né dei concetti della modulazione video, né dei concetti della valutazione della risoluzione, né del principio della deviazione elettrostatica, né dei meccanismi di sincronizzazione, né della meccanica quantistica, né della camera a bolle, né della camera a nebbia (camera di Wilson), concetti tutti necessari alla comprensione del ritrovato in oggetto.

SI CONTINUA SUI PLASMI DEBOLMENTE IONIZZATI

Abbiamo discusso sui plasmi debolmente ionizzati e speso qualche parola sulle aurore polari, che una volta si chiama-



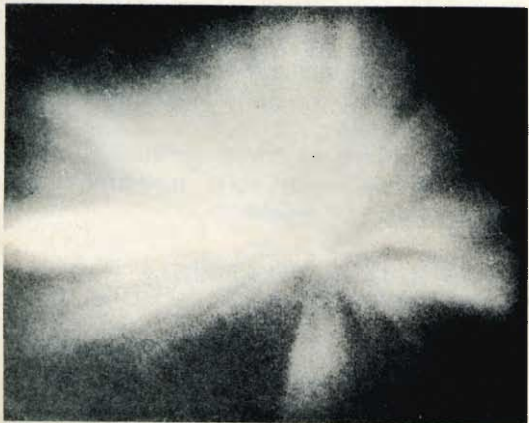
Fig. 27

vano « aurore boreali », poiché si pensava avvenissero soltanto nell'emisfero nord. Gli antichi si raffiguravano l'Aurora come una dea alata, rivestita di un mantello d'oro dal quale fluivano verso terra cascate di rose i venti erano i suoi figli, fra i quali Borea, il tramonto.

Fu il filosofo francese Pierre Gassendi che verso la fine del 1620, sensibile all'argomento mitologico, propose tale nome. Ma poi venne l'intrepido capitano James Cook (chi non ricorda le sue mirabolanti imprese!) che nel 1773 fu il primo ad usare il termine « aurora australis ».

La prima teoria delle aurore la si deve ad Aristotele. Compiendo un grande salto nel tempo, più interessanti teorie vennero prospettate nel 1700 e poi nel 1800

Fig. 28



fino ad arrivare a nomi illustri, quali Halley, Franklin ecc., con degli autentici trattati sulle aurore. Se si eliminasse, per ipotesi assurda, la Luna, e tutte le stelle meno il nostro Sole e le luci artificiali, il cielo ci trasmetterebbe ugualmente una flebile luce, quella proveniente dalle aurore polari. A questa si sommerebbe ancora la luce zodiacale, ossia quella luce propagata da quella enorme nube di polvere che pervade il sistema solare, perché in un certo modo il Sole è un « grosso calderone », con un suo combustibile termonucleare che espelle diversi detriti.

È stato forse chiudendo gli occhi di fronte alle attività assordanti di queste nostre megalopoli che l'autore, quasi aviatore fantastico, ha incominciato a volare dall'Irlanda alla Groenlandia, al Labrador e in questo viaggio immaginario ha seguito per migliaia di chilometri la fascia delle più intense e frequenti aurore boreali.

In un andirivieni di spettacoli superbi, di policromi scenari celesti ha contemplato la natura che, se ben compresa, è ordine, è bellezza ed anche tecnica. Ogni errore contro di essa viene sempre pagato!

Il viaggio attraverso la baia di Hudson, l'Alaska fino a Nord Cape su fino all'Islanda ha offerto spettacoli di aurore boreali due notti su tre, fantasmi reali che cantano in continuazione la loro gioia di essere.

Noi ruberemo questa gioia all'Olimpo degli dei per metterla in ampolle, anzi ci siamo già riusciti in laboratorio e abbiamo descritto le necessarie apparecchiature in precedenti puntate. Il nostro discorso ora continua.

Relativamente al comportamento delle aurore polari come gas debolmente ionizzati vedremo ora degli effetti reali di queste aurore e il loro modo di comparire. La fig. 27 mostra un'aurora boreale costituita prevalentemente da raggi, essa fu fotografata a Bygdø in Norvegia il 5-6 marzo 1926, a 17° di altezza e 84° di azimuth. La figura 28 mostra un'aurora boreale del tipo detto a « corona », essa fu fotografata il 22-23 marzo 1920 sempre dalla stessa stazione, in prossimità dello zenith magnetico. Essa si manifesta quando i raggi, avvicinandosi allo zenith

magnetico, sembrano, per effetto di prospettiva, convergere verso questo punto: ne risulta che l'osservatore vede una corona. La figura 29 mostra una fotografia di un'aurora polare ad arco con struttura a raggi, essa fu presa ad Oslo il 13-14 ottobre 1916, a 17° di altezza e 157° di azimuth. La parte più luminosa, a destra, era di un color rosa, molto bello; il resto era verde-giallo. La figura 30 mostra una fotografia presa a Bossekop, in Lapponia, il 3-4 marzo 1910. È di tipo a fasce con struttura a raggi. Essa da una prima visione sembra formata di fasce, ma in realtà è invece costituita da una serie di raggi talvolta disposti vicini gli uni agli altri lungo la fascia.

TRASMISSIONE A DISTANZA DEL FANTASMA DEI CORPI

Difficoltà e soluzioni (continuazione)

Nella terza parte il nostro discorso terminava illustrando quelle che potevano essere le difficoltà per la realizzazione di taluni apparati specifici per la ricezione in telecorpora. Considerando che diversi possono essere i sistemi coi quali si può arrivare alla formazione di fantasmi è a tutt'oggi prematuro stabilire quale fra i sistemi potrà essere il più adatto. Se ci limitiamo allo stato attuale della tecnica elettronica si potrebbe dire che quello « immediatamente » realizzabile sarebbe una « telecorpora » di tipo a cinescopio multiplo del quale abbiamo visto diversi progetti.

In questi esiste tuttavia il problema di una convergenza univoca, sui rispettivi piani nello spazio, degli « spots » modulati.

Cambiando la convergenza di uno qualsiasi dei fasci dal programma di scansione stabilito, si distruggerebbe o comprometterebbe l'effetto desiderato. Come quindi garantire il sincronismo dell'assieme? Una possibile distonia delle afferenze, nell'assetto spazio-temporale, è ragionevole pensare che possa essere superata impiegando circuiti elettronici reattivi. Di questi, anche se usati per altri scopi, per chi segue la bibliografia, se ne scoprono diversi. È pensabile che, opportunamente modificati, questi circuiti di controtazione, sincronismo e controllo, pos-

sano adattarsi al nostro scopo; essi sono facilmente realizzabili dai tecnici, quindi in tutta questa ricerca non discuteremo oltre questo problema, anche perché l'autore si è proposto un « iter » nella sua illustrazione e divagazioni secondarie ci scosterebbero dalla centralità del tema principale.

Il nostro incontro su « telecorpora » come possibilità di realizzazione di fantasmi si sta ormai concludendo, almeno per la parte ricevente. In questa penultima puntata l'autore continua sull'argomento dei plasmi, dopo le realizzazioni più « facilmente » realizzabili, come quelle già viste, si ipotizza ora al capitolo che segue una « fantastica camera » per la formazione dei fantasmi con plasma integrato. È stato un crescendo d'informazioni e di concetti e non poteva mancare questa « puntata estrema » di una galoppata finale verso il futuro.

CAMERA A PLASMA INTEGRATO

Ci sono dei concetti che potrebbero essere annotati in un trattato di super-scienza e che pertanto forse non troverebbero appropriate note in questo trattato, ai quali tuttavia accennerò. Fino a questo punto si è pensato ad apparati di presa dell'immagine in trasmissioni basati su processi di analisi sequenziale del tipo televisivo. Oggi la tecnica delle trasmissioni delle immagini non conosce altre soluzioni. Ora se ci stacciamo per un momento da questi processi abituali, ben conosciuti dall'esperto elettronico, e pensiamo ad esempio invece alla presa fotografica, come si sa, l'immagine viene registrata non con processo di analisi, ma appare invece in « toto » in uno stesso istante tutta ben definita e delimitata sul bromuro d'argento di una pellicola, quindi come fotografata su un piano.

Secondo la nuova ardita concezione, si tratterebbe, invece, di una speciale camera da presa che registrerebbe in questo caso l'intero contorno, secondo ogni totale proiezione di tutti gli angoli solidi, del soggetto tridimensionale da trasmettere. Tali contorni generano un inter-spazio, sottratto all'intero volume di uno spazio più grande, preso come riferimento in fig. 31. Dirò meglio: tra un qual



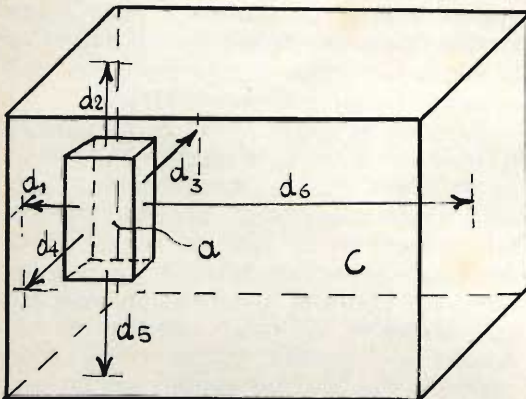
Fig. 29



Fig. 30

siasi corpo (a) che si trova in una camera C e le pareti che la delimitano, intercorrono delle relazioni spaziali definibili in misure di correlazioni spaziali (distanze d). In ricezione noi avremo la stessa camera C (ridotta in proporzioni) capace, mediante le tecniche già descritte, di ionizzarsi internamente al completo ovvero di ionizzarsi solo in determinate zone spaziali. Allo scopo potrebbero servire, riviste e modificate opportunamente, le apparecchiature già descritte, nelle quali, per raggiungere lo scopo, si userà di un coordinato criterio di pilotaggio del campo magnetico H, che può restringere o allargare a piacere la zona ionizzata del plasma. La conformazione del campo magnetico H sarà comandata sincronicamente dal trasmettitore d'origine.

Fig. 31



Stando così le cose, sarà possibile la formazione di un plasma nella camera C, che riproduce come forma tridimensionale completa tutti i profili, visti sotto autentici angoli solidi completi del corpo in trasmissione; in altre parole il soggetto da trasmettere può essere la persona, il soggetto ricreato nella camera C in ricezione, è il suo « mannequin » o fantasma formato di plasma.

Come coordinare in questo caso la voluta modulazione dei campi magnetici H? Lo ripetiamo, qui si è voluto solo suggerire l'idea senza la pretesa d'addentrarci nel campo più vasto delle tecnologie che potrebbero riguardare tale sistema molto futuro. Se si pensasse alla realizzazione di « telecorpora » secondo quest'ultimo processo, le complessità per il coordinamento dei diversi flussi del campo H, secondo quanto è già stato rappresentato alla figura 2 (prima parte), potrebbero essere tali per cui questi fantastici apparecchi del domani porterebbero incorporato un minuscolo calcolatore sincronizzato col trasmettitore che trasmette segnali di sincronismo. Detto calcolatore elettronico sarebbe di tipo a velocissimo responso. Esso coordinerebbe le relazioni inter-spaziali dei campi H affinché nei modi voluti (ossia su comando del trasmettitore) il plasma subisca alternativamente le volute « compressioni ». Altri utili parametri saranno da definirsi. L'apparizione del fantasma dovrà risultare

per le più severe
esigenze di impiego
la nuova serie di

condensatori elettrolitici

FACON

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



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



FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI

VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501



Fig. 32

APPARIZIONE DI UN FANTASMA IN UNA CAMERA A PLASMA INTEGRATO

Trattamento ONCO-OSMOTICO del plasma

I fantasmi in « telecorpora » appariranno sufficientemente definiti con l'uso di un cinescopio multiplo come ad esempio quello relativo alla figura 16 (vedasi puntata precedente). Con l'uso di camera a plasma integrato, come vuole mostrare questa figura, gli effetti fluido-dinamici dei gas ionizzati comportano invece dei problemi di onde idromagnetiche che si propagano nel plasma.

Il plasma tende a subire delle oscillazioni. Le sfumature alle estremità (testa ed arti) appaiono confuse. (La « ricchezza » dei dettagli della figura è arbitraria).

come effetto di trascinamento del plasma che durante il suo trasporto subisce, nei modi voluti e rispettando l'informazione modulante, le volute contrazioni ed espansioni. In questo caso il fantasma è conseguenza bivalente di un processo osmotico ed oncotico in pari tempo del plasma, come vuole indicare la figura 32. Sia chiaro che questa è solo una visione prevedibile ed in cui di proposito si sono esaltati gli effetti di trascinamento del plasma. Inoltre, come appare in figura, ogni estremità come le braccia, ad esempio, appaiono alquanto « distorte ». Su volumi esigui il plasma probabilmente non garantirebbe la totale afferenza. Inoltre le onde d'urto formantesi nel plasma comprometterebbero in parte la definizione del fantasma.



Fig. 33

APPARIZIONE DI UN FANTASMA IN UNA CAMERA A PLASMA INTEGRATO

Trattamento ONCOTICO del plasma

Nella apparizione di questo fantasma non viene esaltato l'effetto di trascinamento del plasma anche se intervengono altri inconvenienti come quelli già citati nella figura 32. Si osservi la testa e gli arti che appaiono sfumati. Se la costruzione del fantasma viene invece operata come effetto di sintesi di un punto plasmoidale come già si era citato alla prima soluzione (vedasi la puntata precedente), una grande parte di tutti questi inconvenienti relativi alle presenti figure scompariranno. (La « ricchezza » dei dettagli della figura è arbitraria).

La figura 33 mostra invece l'apparizione di un fantasma in cui il plasma, comandato da campi magnetici, si contrae sempre, ad esempio, verso l'asse centrale della camera e nei modi voluti per ricostruire su comando del trasmettitore le immagini desiderate. Potremmo definire tale processo di tipo oncotico. A differenza della figura 32 non esistono effetti di trascinamento del plasma. Anche in questo secondo caso si è voluto esaltare l'effetto delle onde d'urto per cui è prevedibile che, ai suoi inizi, questa « telecorpora », che affideremo ai futuri tecnici, presenti delle immagini con contorni non nettamente definiti. Per i motivi precedentemente citati, la mano, la testa, ecc., appaiono sfumati.

RICERCHE DI FUSIONE

Anche il Sole, a suo modo, produce tutt'attorno delle straordinarie apparenze di fantasmi. Sono « plasmi » del tutto particolari che si manifestano con le grandi protuberanze eruttive. Le protuberanze, raffigurate nella figura 34 sono trasformazioni subite entro poche ore sempre dalla protuberanza originale (osservatorio di Yerkes). La loro massima altezza fu di 760.000 km.

Il dischetto bianco, sul disco nero del Sole, rappresenta la Terra nella stessa scala. Questa grandiosa protuberanza solare fu vista il 22 marzo 1919, alla latitudine -35° . Si osservi come entro poche ore aveva subito una radicale trasformazione. Potremmo aggiungere altre visioni relativamente a gas in espansione o contrazione attorno agli ammassi stellari nel grande universo che ci circonda. È tutto l'universo che si esibisce davanti agli occhi attoniti degli uomini.

Non occorre molta fantasia per intravedere nella figura 34 le forme più strane, nella foto c'è addirittura chi intravede la sagoma di un enorme e spaventoso drago.

È noto che la tecnica del plasma nel campo di fusione cambia rispetto ai tipi delle altre tecniche dei plasmi, come ad esempio quelle dei plasmi debolmente ionizzati viste nel capitolo precedente. Nella tecnica dei plasmi di fusione si raggiungono temperature:

$$T > 4 \cdot 10^7 \text{ }^\circ$$

ed è necessario che questa temperatura rimanga almeno per il tempo corrispondente a un libero cammino medio molecolare τ :

$$\tau = \frac{1}{\sigma v n}$$

Non ci si dilungherà su questo interessante argomento, ma si accennerà solo alle colonnine di plasma, ottenute per fusione con tempi di durata di 1 o 2 o 3 microsecondi.

Si riportano alcuni risultati raggiunti nei Laboratori dei Gas Ionizzati CNEN e ascoltati in una conferenza. Con ramma-



Fig. 34

rico l'argomento sulle colonnine di plasma di fusione venne trattato al termine di una lunga conferenza serale e non fu possibile una più completa registrazione, a discapito forse, parzialmente, di un maggior rigore scientifico.

In che consiste questa colonnina di plasma di fusione? Con essa è possibile la realizzazione di uno strettissimo fascio di plasma super-compresso, utilizzato nei Laboratori CNEN naturalmente per fini diversi da quelli che l'autore si « proporrebbe » per la realizzazione di « telecorpora ». Con gli esperimenti si è arrivati al punto di procurare, a volontà, una leggera striscia di plasma visibile in uno spazio tridimensionale. Per ora tale striscia non è compressa nel senso della sua lunghezza, ma è pensabile, che tra non molto, ci si possa arrivare.

Il lettore che mi ha seguito nella trattazione, già intravede in questo sistema la possibilità di uno spostamento di un plasma, ridotto finalmente ad un sottile « strato lamellare », in una qualsiasi posizione rispetto a una qualsivoglia terna spaziale. A questo punto pensiamo non sia azzardato dire che « siamo vicini alla formazione di un autentico punto isolato di plasma che possiamo, a nostra volontà, spostare su una qualsiasi terna spaziotemporale della camera ».

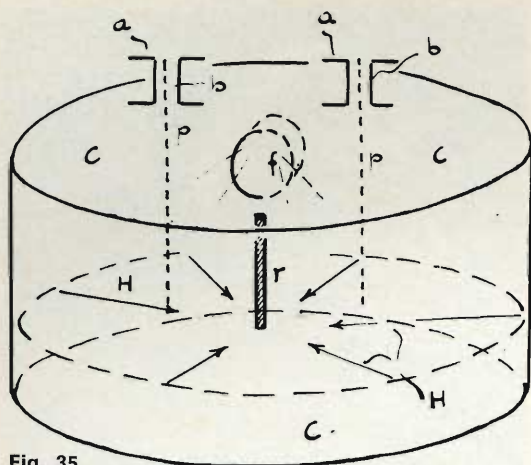


Fig. 35

Nei riguardi di « telecorporea » sarebbe un'idea estremamente impegnativa pensare ai plasmi di fusione, ciò per la enorme attrezzatura occorrente, gli equipaggiamenti ausiliari, le enormi tensioni in gioco ecc. Pensare a ciò è indebito, tuttavia non si è voluto mancare di accennare anche a questa possibilità. Poste tutte queste limitazioni, un'altra ancora più impegnativa si aggiunge: quella della ripetibilità dei vari interventi.

L'esperto elettronico può intravedere una futura possibilità di pilotaggio di questo punto che, muovendosi, può ricreare la sintesi di immagini in uno spazio tridimensionale al fine della realizzazione di « telecorporea ». In merito al valore di spostamento sequenziale di sintesi di riga, di quadro, di profondità del punto del plasma, non ci soffermeremo a dare delucidazioni in quanto già enunciate all'inizio della suddetta ricerca.

Naturalmente ardui e complessi problemi si presenteranno nel caso in cui si dovesse operare (al fine dello spostamento di questo speciale spot) un particolare criterio di variazione del campo magnetico H . Elevate tensioni sono in gioco (locali speciali con corridoi di condensatori carichi!), nonché la ripetibilità dell'intervento del flash, l'immissione di polverine, tutte cose citate descrivendo la figura 35.

Nella figura 35, trattando del problema delle ricerche di fusione, con a sono rappresentati dei piatti elettrizzati; attraverso la cavità b precipita un preparato o

polverina p che cade nell'interno della camera c , con f è rappresentato un flash, con H è rappresentato il campo magnetico. Quando la polverina p precipita nella camera c , scatta il flash f e, per il noto principio, l'intensa luce del flash ionizza la polverina, che si trasforma in plasma. Il campo magnetico H comprime il plasma, che si genera nell'interno della camera c , fino a ridurlo a una sottilissima righetta r . A tale realizzazione (strettezza della righetta) si è arrivati al fine di studiare il comportamento critico del numero delle particelle, che è una lunghezza fondamentale nella fisica del plasma e prende il nome di lunghezza di DEBYE. Ma su questo punto non ci soffermeremo oltre.

Già si è accennato agli inconvenienti per la realizzazione del trovato summenzionato, allorché si voglia sfruttare di queste note tecniche del plasma; tecniche per le quali è necessario operare con elevate temperature, affinché le collisioni interatomiche possano determinare una sempre più alta determinazione delle molecole e degli atomi per avere così, definitivamente, la trasformazione in plasma.

L'autore aveva previsto una possibile realizzazione di « telecorporea », pur conoscendo gli inconvenienti che si potevano avere, allorché si opera su alte temperature per plasmificare il gas. Ora si è recentemente escogitato il metodo di plasmificazione artificiale. Si procede in taluni apparati alla immissione nel gas, mantenuto a temperatura oscillante tra i $1400^{\circ}/1800^{\circ}$, di piccole percentuali il vapore di cesio. Il cesio, infatti, bolle a 660° e a questa temperatura perde gli elettroni delle orbite periferiche. Come si vede, questo è già un risultato non privo di interesse per lo scopo proposto, vale a dire la realizzazione di « telecorporea » si cerca di liberarci sempre più dalle alte temperature, pur impiegando plasmi fortemente ionizzati. Più vistosi ed importanti risultati si potranno ottenere, continuando su questa strada.

ULTERIORI POSSIBILITÀ DI UNA CAMERA IN « TELECORPORA » IN CUI SI PRODUCA, PER MEZZO DEL LASER, UN EFFETTO LUMINESCENTE DEL PLASMA

Pur non dimenticando che il plasma non sta fermo, poiché le correnti indotte o

assiali o azimutali di grande potenza con le quali oggi si produce il plasma, lo lasciano, per così dire, irrequieto, lo scopo degli scienziati è stato invece, quello di tener fermo il plasma per far sì che la sua energia si espanda verso l'interno, allo scopo di ottenere una « fusione ». Non era stato possibile fino ad oggi fotografare le « turbolenze » del plasma, perché esso emette una forte luce propria: per illuminarlo occorre una luce ancora più forte e tale luce è stata fornita dal Laser.

Lo scopo delle ricerche sui plasmi è quello di arrivare a procurare un'energia di plasma che si espanda verso l'interno cioè la fusione o, in altre parole, avvicinarsi ancor più alla meta della fusione termoneucleare controllata. Qui, invece, ci varrà delle esperienze effettuate al fine di concepire un'ulteriore possibile applicazione di « telecorpora », impiegante un raggio Laser (oggi gli esperimenti hanno portato la durata di tempo di questo raggio per gli scopi citati, ad appena 50 nanosecondi). I raggi Laser, quindi, potrebbero risolvere nel plasma o nei gas (e questa volta, al fine della « telecorpora », non sarà necessario un plasma fortemente ionizzato, in modo da lavorare con potenziali minori ed apparecchiature più accessibili) l'importante funzione del raggio di sintesi verso una qualsiasi terna spazio-temporale nell'interno della camera, per la quale sarà necessaria la convergenza di due raggi sequenziali, già visti e descritti nella camera di figura 12 affinché si ionizzi un puntolino.

Torna ormai inutile ripetere i concetti più volte accennati nella presente ricerca. Risulta facilmente intuibile che il plasma può rendersi visibile sequenzialmente nell'interno della camera, e, a piacimento, in virtù di ciò, può riprodursi una qualsiasi forma di un qualsivoglia fantasma del corpo. I raggi fotonici Laser formano col loro pennello lo spot di sintesi nella camera di ricezione. Ogni singolo raggio Laser può essere modulato nei modi voluti in intensità.

EVENTUALI PRESTAZIONI DELLA RADIAZIONE LASER

Nelle camere precedenti i « beams di particelle » possono essere di diversa natura in rapporto al tipo di apparato che

si userà. Si rileva che già oggi si conoscono effetti ionizzanti della radiazione Laser che colpisce del deuterio allo stato solido (idrogeno); sono questi recenti esperienze condotte nel Laboratorio Gas Ionizzanti CNEN di Frascati.

Questi esperimenti sono abbastanza complessi: si pensi che la luce da rilevare è di circa $10.000.000.000 \cdot 10^{-3}$ volte più debole di quella del rubino. Per capire come avviene la diffusione della luce occorre ricordare che una carica elettrica è in grado di rimettere in tutte le direzioni l'onda elettromagnetica che l'investe. Tuttavia la frequenza dell'onda emessa è uguale a quella dell'onda ricevuta solo se la particella è in riposo, in caso contrario, la variazione percentuale di frequenza è proporzionale al rapporto tra la velocità della particella e quella della luce (effetto Doppler). Stando così le cose apparirebbe indebito sfruttare la luminescenza dovuta agli effetti ionizzanti dei raggi Laser, trattandosi di scarsissime luminescenze. In rispetto ai concetti della più ampia generalizzazione su cui si basa in parte la ricerca in oggetto, anche se oggi a mezzo Laser la realizzazione di un apparato in « telecorpora » si presenta ardua, non possiamo dimenticare che altri importanti risultati seguiranno nei campi dei Laser. Può essere azzardato pensare alla generazione di un fascio di luce coerente Laser non visibile? Chi, con certezza, può escludere che in un tempo abbastanza vicino si arrivi a tale generazione? Anzi sembra che ci si sia già arrivati. In tale ipotesi quale sarà la luce che si potrà ottenere per effetto ionizzante e che costituirà in « telecorpora » lo « spot » di sintesi?

Ricollegandoci a quanto più su si diceva, a tutt'oggi chi scrive è in possesso di parziali dati che qui cita: questa ionizzazione si è originata allorché il raggio Laser colpisce un piccolo volume di deuterio, 10^{-6} cm³ e si hanno $T = 10^7$ K°. Bisogna intervenire con una $E = 10$ joules in 10^{-9} /s ed il plasma ha una densità $h = 5 \cdot 10^{27}$ per un numero di atomi $N = 10^{17}$.

Il plasma, dopo aver perforato la materia, passa al di là di questa e si espande. I problemi che nascono sono di estremo interesse e non tutti i fenomeni sono

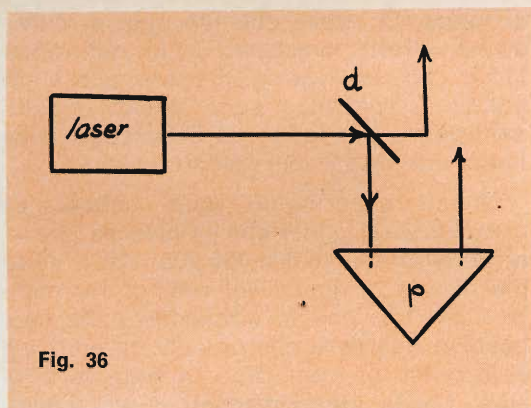


Fig. 36

conosciuti, ma dirò soltanto che si formano problemi interni d'onde d'urto.

Il fenomeno dura per pochi tempuscoli, si può ripetere più volte, ma non illimitatamente, una trentina di volte, dopo il Laser non è più efficiente, i fenomeni stessi non permettono una continua ripetibilità sui quarzi medesimi ed inoltre viene ad ionizzarsi tutto il blocchetto. Sintetizzando: il raggio origina il plasma e si ionizza tutto il blocchetto di materiale.

Due raggi Laser possono convergere in un unico punto spazio-temporale nell'interno di una camera *c*. Il plurimo apporto energetico dei due raggi permetterà la ionizzazione in un punto particolare dei materiali o dei gas nella camera citata.

In questo senso nuovi ed importanti successi potrà avere la tecnica dei Laser per cui, a tale punto, non risulta lecito porre ipotesi che potrebbero risultare azzardanti, non di meno, si può considerare chiuso l'argomento su questi ultimi importanti processi di ionizzazione del plasma.

Si dovranno studiare nuovi mezzi al fine di ottenere confinato il plasma per tempi più lunghi. Il magnetismo, allorché lo si usi per procurare un plasma non totalmente ionizzato, dovrà essere in grado di tener confinato il plasma, dato che dopo un certo tempo l'equilibrio si distrugge.

Si dovrà avere a che fare con sistemi di misura e di esplorazione che non turbino lo stato del plasma. Possiamo anche dire che allorché si consideri una diagnostica ottica del Laser si dovrà tener conto della rifrattività del Laser nonché della densità elettronica del plasma. Le rispet-

tive rifrattività del gas e degli elettroni sono espresse dalle relazioni:

$$n - 1 = \sum C_i N_i + C_e N_e$$

in cui N_i = densità del gas ed N_e = densità elettroni.

Il primo termine è trascurabile rispetto al secondo, quindi viene a dominare la rifrattività degli elettroni.

È noto anche come con un opportuno interferometro si possano discriminare due gradienti di densità del plasma, fenomeno capace di produrre su una lastra fotografica le frange di interferenza; quindi il metodo della misura di sfasamento è messo in evidenza da frange.

Stupende fotografie su queste frange di interferenze mettono in evidenza la differenza di informazione del plasma.

Allorché vi sono radiazioni spaziali — gradiente densità — il plasma agisce sul fascio come una lente per cui l'immagine non sarà focalizzata al centro, ma prima o dopo, con apparizione di frange.

Altro importante argomento è quello che l'impulso Laser ha un tempo di salita rapido, perciò la pressione di radiazione supera quella termica, ed i plasmi inizialmente a temperatura bassissima acquistano alla fine la temperatura dell'ordine di Kelvin.

Con i Laser a gas o con quelli al rubino od al rutilio, al corindone, ecc., il maggiore inconveniente risiede nel basso rendimento. Ad esempio in un Laser a rubino occorrono lampi (con tubi flash) della durata di mezzo millisecondo e di energia pari a 4-5 Kilojoule per ottenere emissioni di durata equivalente di impulsi aventi energia di soli 0,2 joule. Tale basso rendimento ne escluderebbe un pratico impiego se la coerenza di fase non permettesse una concentrazione del fascio di radiazioni emergenti in minime dimensioni, teoricamente pari ad una circonferenza avente il diametro di una lunghezza d'onda e praticamente dell'ordine di un decimo di millimetro.

PRODUZIONE DI FASCI LASER PER « TELECORPORA »

Come appare in fig. 36, è possibile prelevare dal raggio Laser primario un secondo fascio sonda, all'uopo ci si servirà di un divisorio di fascio *d*, il quale, attra-

verso il prisma di ritardo **p**, rimanda il raggio nella direzione desiderata.

Secondo esperimenti effettuati il raggio primario ed il raggio ritardato andranno a cadere, ad esempio, su un fototubo, nel caso si volesse rilevare le diverse intensità di questi.

Agli effetti di « telecorpora » già si è visto l'importanza della formazione di due raggi fotonici proiettati dai due diversi guns. Nella figura 12 la rappresentazione citata richiedeva la perfetta sincronizzazione dell'esplorazione nonché dell'emissione dei due fasci fotonici, problemi che oggi sono piuttosto difficili ma non impossibili in quanto si deve lavorare su frazioni di nanosecondi.

Il sistema in oggetto, sopra citato ed sperimentato, deriva un secondo fascio fotonico da un primo fascio primario ed è garantita la sincronizzazione dei cammini spaziali. Di questo ci varremo in « telecorpora », ma si è citato solo un primo modo per produrre i due raggi sincroni nella loro emissione di onde in quadratura; ovviamente, altri sistemi si potranno idealizzare per la realizzazione di « telecorpora » come è stato rappresentato in figura 12, senza tuttavia allontanarci dal campo della presente ricerca che la riguarda.

(continua)

(Estratto dai Depositi Ministeriali dell'autore)

PERSONAL

TV

PER ASCOLTARE RADIO E TV SENZA DISTURBARE NESSUNO.

Per goderVi la trasmissione preferita anche sino a tarda ora, senza disturbare il bimbo che dorme o il vicino che riposa.

Può essere usato contemporaneamente da due persone.

Richiedete opuscolo gratuito.



ACUSTICA VACCA
Via Sacchi, 16 - Torino

Reperibile presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia.



VITTORIA SOLINAS

BEOMASTER 3000



il nuovo amplificatore - sintonizzatore stereo HI-FI

BEOMASTER 3000

Tipo 2402
Rispetta le Norme DIN 45.500
(Norme Industriali tedesche)

Misure e peso

DIMENSIONI: altezza 95 mm,
larghezza 580 mm, profondità
260 mm.

PESO: 8,7 kg.

Collegamento di rete

TENSIONE: 110 - 130 - 220 - 240 volt.

FREQUENZA: 50-60 Hz.

CONSUMO: 20-180 W.

SEZIONE AMPLIFICATORE

Potenza d'uscita

2 x 30 W sinusoidale.

2 x 60 W musicale.

Impedenza altoparlanti

4 Ω. (Per il collegamento di
impedenze più alte vedere la curva
delle impedenze HT).

Distorsione

Inferiore al 0,6% a tutte le
frequenze da 40-12.500 Hz e ad
una potenza d'uscita fino a 30 W
su entrambi i canali contempora-
neamente. (Vedere inoltre la curva
di distorsione con potenza
d'uscita variante)

Intermodulazione

Minore dello 0,6% ad una potenza
di 2 x 30 W con frequenze
di misurazione 250 e 8.000 Hz
in un rapporto di ampiezza 4 : 1
DIN 45.403.

Attenuazione

Superiore a 15 a 4 Ω.

Risposta di frequenza
40-20.000 Hz \pm 1,5 dB.

Rapporto segnale/disturbo

Min. 60 dB a 50 mW con tensione
nominale d'ingresso (tutti gli
ingressi).

Min. 65 dB a 30 W e tensione
nominale d'ingresso su
« PHONO LOW ».

Min. 75 dB a 30 W estensione
nominale d'ingresso su
« PHONO HIGH » e « TAPE ».

Separazione tra i canali

Maggiore di 45 dB a 1 kHz
e maggiore di 30 dB tra 250 e
10.000 Hz. DIN 45.500.

Separazione tra gli ingressi

Maggiore di 60 dB a 1 kHz
e maggiore di 45 dB tra 250 e
10.000 Hz. DIN 45.500.

Rapporto segnale/disturbo e
separazione misurati con i seguenti
carichi sugli ingressi e livello
nominale d'ingresso:

« PHONO HIGH »: 5,6 kΩ.

« PHONO LOW »: 1,5 kΩ.

« TAPE »: 5,6 kΩ.

Regolazioni effettuate alle
sensibilità nominali d'ingresso.

Controlli di tono lineari.

« LOUDNESS » interrotto.

Controllo bassi

\pm 17 dB a 50 Hz.

Controllo alti

\pm 14 dB a 10 kHz.

Filtro bassi

80 Hz, 12 dB per ottava.

Filtro alti

4 kHz, 12 dB per ottava.

Differenza canale

Minore di 3 dB da 0 a 40 dB

nella regolazione verso il basso
del controllo volume.

SEZIONE SINTONIZZATORE

Sintonia

87,5-104 MHz.

Limitazione \pm 3 dB

1 μ V.

Sensibilità utilizzabile

(IHFM 6. 03. 02.)

2 μ V.

Selettività: $f_0 \pm$ 400 kHz

(IHFM 6. 03. 05.)

55 dB.

Capture ratio (IHFM 6. 03. 04.)

3 dB.

Soppressione AM

45 dB.

Larghezza gamma detector

1 MHz.

Risposta di frequenza \pm 1,5 dB

20-15.000 Hz.

Rapporto segnale/disturbo:

1000 Hz, 75 kHz oscil., 100 μ V

70 dB.

Distorsione: 1000 Hz, 40 kHz, 100 μ V

0,4 %.

Separazione stereo tra i canali

40 dB.

Soppressione delle onde pilota

e portanti

40 dB.

DOTAZIONE

Transistors: 63.

Circuiti integrati: 2.

Fuochi

PRIMARIO: 2 da 1000 mA.

SECONDARIO: Fusibile elettronico
per sovraccarico e corto circuito
uscite HT.

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

Una nuova
antenna
per autovettura

L'ANTENNA ELETTRONICA "ALFA" 3 DI FUBA

**LE
ANTENNE**

In collaborazione con l'Istituto Tecnico di alta frequenza di Monaco, gli Ets FUBA hanno sviluppato una nuova antenna in miniatura per autovetture con l'intenzione di mettere a punto un dispositivo per la ricezione delle HF; tale dispositivo a prima vista non sembra adatto a tale scopo ma il suo rendimento in pratica è eccellente; le sue dimensioni, come già è stato detto, sono estremamente ridotte.

Tale antenna elettronica denominata « Alfa 3 » è stata presentata dalla FUBA all'esposizione tedesca della radio tenuta a Stoccarda.

Questa nuova antenna ha un'altra particolarità: serve anche da specchio retrovisore ed ha una forma molto elegante. La parte che costituisce l'apparato ricevente è il contenitore dello specchietto retrovisore.

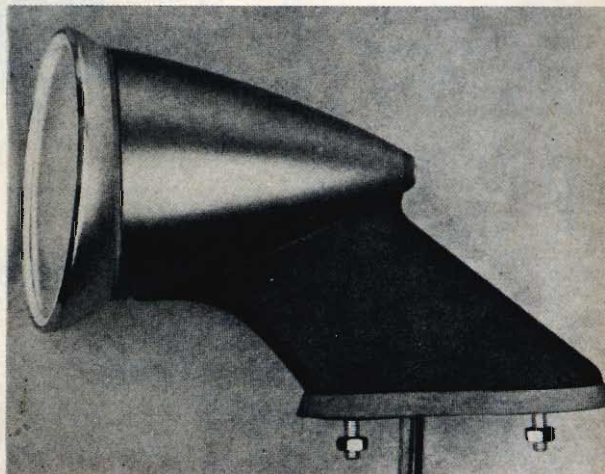
All'interno di questo contenitore sono sistemati due amplificatori, che, assieme alla capacità del contenitore stesso, costituiscono un'unità funzionale.

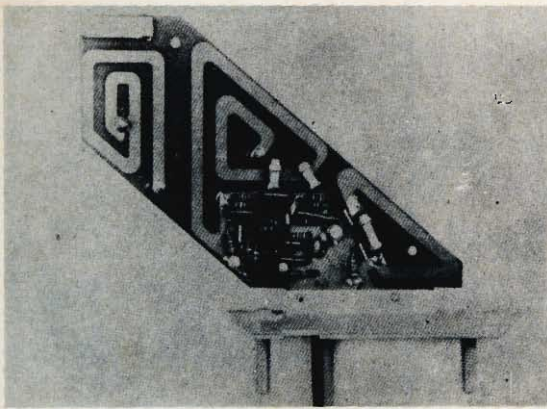
Gli amplificatori non sono stati progettati per aumentare semplicemente il livello di ricezione, ma sono stati integrati nell'apparato dell'antenna per avere la massima sensibilità.

L'impedenza dell'antenna, tramite un

montaggio speciale è adattata perfettamente al transistor d'ingresso dell'amplificatore corrispondente, tutto questo per avere un adattamento ottimale per quanto riguarda la sensibilità e al fine di ottenere il minimo disturbo; in tal maniera si ottengono le migliori prestazioni.

Il quadripolo FM si presenta sotto forma di un circuito stampato ed ha le caratteristiche del filtro di banda, evitando in tal modo le eventuali interferenze dovute a segnali che occupano bande esterne a quella di ricezione.





Oltre al quadripolo di adattamento FM con l'amplificatore FM, l'antenna « Alfa 3 », si avvale anche di un amplificatore per le gamme GO, PO e OC. Quest'ultimo amplificatore ha uno stadio d'ingresso fortemente contro-reazionato; tale contro-reazione linearizza tale stadio conferendogli una larghezza di banda che si estende da 150 kHz a 25 MHz.

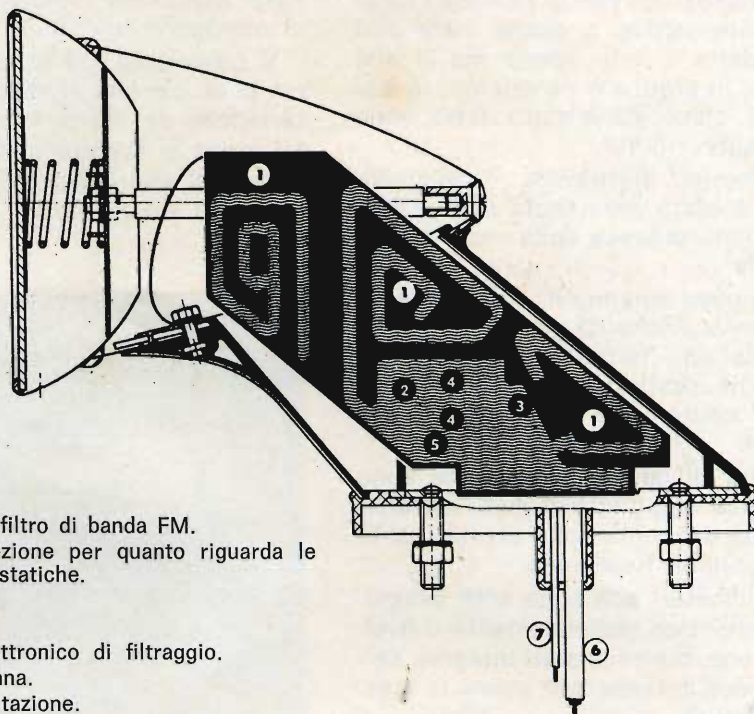
Questo amplificatore si trova anche

sulla piastrina del circuito stampato. Grazie alla grande linearità dell'amplificatore AM, si ottiene un'alta resistenza alle eventuali intermodulazioni che sorgono soprattutto nelle immediate vicinanze di trasmettitori molto potenti.

La separazione delle due bande FM ed AM si effettua nella zona passiva dell'antenna, prima dell'amplificazione. Le due uscite degli amplificatori sono successivamente riunite mediante un accoppiatore per raggiungere quindi il cavo dell'antenna.

La capacità di tale cavo è considerata, come si usa abitualmente, conglobata nella capacità del circuito d'ingresso AM.

Una notevole lunghezza del cavo richiede l'utilizzazione di un condensatore di adattamento, provocando un abbassamento di livello che può arrivare a 6 dB. Nel caso di antenne a stilo (telescopiche o no) questa diminuzione del livello provoca anche un rapporto segnale/rumore sfavorevole dello stesso ordine di grandezza.



1. Circuito AM e filtro di banda FM.
2. Diode di protezione per quanto riguarda le cariche elettrostatiche.
3. Transistor FM.
4. Transistor AM.
5. Dispositivo elettronico di filtraggio.
6. Cavo dell'antenna.
7. Cavo di alimentazione.

FET meter

Voltmetro elettronico a transistori di alta qualità per apparecchi a transistori e TVC

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 500 mA. Lo strumento è protetto contro i sovraccarichi e le errate inserzioni. Misura delle pile interne di alimentazione senza aprire lo strumento con pulsante frontale. Alimentazione: 2 pile piatte da 4,5 V, durata 800 ore min. pila da 1,5 V per l'ohmmetro. Particolarmente utile per i tecnici viaggianti e per riparazioni a domicilio.

Caratteristiche:

- V.e.e.**
- 1.....500 V impedenza d'ingresso 20 Mohm
 - 0,6 V " " 12 "
 - 1000 V " " 40 "
 - tolleranza 2% f.s.
- V.c.a.**
- 300 mV 1000 V impedenza d'ingresso 1,2 Mohm, 15 pF in parallelo
 - tolleranza 5%
 - campo di frequenze: 20 Hz 20 Mhz lineare
20 Mhz.....50 Mhz ± 3 db
- Ohm**
- da 0,2 ohm a 1000 Mohm 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, 150 KHz.
- Milliampere**
- da 0,05..... 500 mA
 - tolleranza 2% f.s.

Prezzo L. 58.000

NOVITÀ

GENERATORE DI BARRE TV

Per il controllo della sensibilità dei TV, della taratura approssimata 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. 18.500

TRANSIGNAL FM

Per la taratura della media frequenza dei televisori e radio FM. Strumento portatile da laboratorio.

- 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. 18.500

TRANSIGNAL AM

Per l'allineamento dei ricevitori AM e per la ricerca dei guasti.

- Gamma A: 550 - 1600 KHz
- Gamma B: 400 - 525 KHz
- Taratura singola a quarzo.
- Modulazione 400 Hz.

Prezzo L. 12.800

ALIMENTATORE A BASSA TENSIONE DI POTENZA

Per l'alimentazione di apparecchiature transistorizzate normali e di potenza (amplificatori di BF, autoradio, registratori, ecc.). Semplice e robusto.

- Caratteristiche:
- 2.....24 V in 12 scatti
 - 0..... 3 A max
 - tensione residua alternata a 3 A \approx 0,1 V pp
 - utilizzabile anche come caricabatterie.

Prezzo L. 29.500

ALIMENTATORE STABILIZZATO Professionale a circuiti integrati

Per fabbriche, scuole e laboratori professionali.

Caratteristiche:

- tensione d'uscita 3.....30 V
- corrente d'uscita 0.....2 A
- limitazione della corrente d'uscita da 80 mA.....2 A
- stabilità 0,2% per variazioni del carico da 0 al 100% a 3 V
- stabilità < 0,1% per variazioni del carico da 0 al 100% a 30 V
- ripple \leq 3 mV p.p. a pieno carico
- indicazione della tensione e della corrente d'uscita con strumenti separati classe 1,5.

TRANSISTOR DIP-METER

Nuova versione

Strumento portatile da laboratorio per la verifica dei circuiti accordati passivi e attivi, sensibile come oscillatore e come rivelatore.

- Caratteristiche:
- 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 - 50000 Hz circa. Galvanometro con calotta granluce 70 mm. Precisione 2% f.s.

Prezzo L. 29.500

PROVATRANSISTORI IN-CIRCUIT/OUT-OF-CIRCUIT

Per la verifica dell'efficienza del transistor senza dissalderlo dal circuito e per la misura approssimata del beta del transistor con indicazione acustica.

- Utile anche per l'identificazione della polarità del transistor e delle connessioni. Signal Tracing incorporato per la ricerca del guasto con armoniche fino a 50 MHz.

Prezzo L. 14.800

GRATIS

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

TEST INSTRUMENTS

DAVOLI



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

Poiché l'antenna che stiamo considerando dispone di una notevole amplificazione, la sua utilizzazione non presenta tali inconvenienti anche utilizzando cavi abbastanza lunghi.

L'antenna a transistor « Alfa 3 » è alimentata con una tensione compresa tra i 5 e i 15 V.

Il rendimento è il medesimo, qualunque sia la tensione di alimentazione compresa tra i due limiti suddetti.

La corrente massima è di 10 mA.

L'antenna « Alfa 3 » è provvista di un dispositivo di filtraggio elettronico, che elimina eventuali fenomeni parassiti che possono derivare dall'impianto elettrico dell'autovettura.

Un dispositivo di sicurezza incorporato rende inutile ogni precauzione per quanto riguarda la polarità della tensione di alimentazione.

L'antenna può in tal modo essere montata sulle vetture con + 0 — a massa senza bisogno di commutazione.

Le prestazioni di ricezione dell'antenna elettronica « Alfa 3 » sono parecchio sorprendenti.

Parecchi fenomeni fisici permettono di constatare una netta superiorità dell'antenna « Alfa 3 » rispetto ad un'antenna convenzionale per ciò che concerne la gamma FM.

In particolare c'è da tener presente:

— adattamento ottimale in funzione del disturbo, impedenza dell'antenna ben definita, amplificazione, posizione ottimale dell'antenna rispetto al trasmettitore.

Per quanto riguarda le gamme AM, la nuova antenna equivalente ad un'antenna convenzionale, le è tuttavia superiore quando si tratta di usare ricevitori meno

recenti, che ovviamente hanno una sensibilità meno elevata; questo succede grazie alla notevole amplificazione dell'« Alfa 3 ».

Tale amplificazione nelle gamme AM è dell'ordine di $10 \div 15$ dB e non provoca intermodulazione anche con ricevitori sensibilissimi.

Oltre ai suoi vantaggi elettrici, la nuova antenna presenta alcuni punti di superiorità meccanica:

1) Essa, presentandosi nella forma e nelle funzioni di specchio retrovisore, diventa un accessorio indispensabile per qualsiasi autovettura.

Questo specchio retrovisore offre una ampia visibilità senza pericolo di abbagliamento grazie alla sua tinta blu.

2) Tale nuova antenna è molto più robusta di una qualsiasi antenna a stilo e non provoca rumore a grande velocità.

3) Essa non « invita » persone male intenzionate o i bambini a danneggiarla.

4) Il suo rendimento è sempre ottimo, anche in inverno, anche quando si ha formazione di ghiaccio.

5) Essa non comporta alcun organo in movimento o la necessità di tirarla su o giù come avviene nelle comuni antenne a stilo. Il contenitore dell'antenna elettronica « Alfa 3 » è in acciaio inossidabile.

6) Con tale antenna non si corre più il rischio di danneggiamento quando si passa sotto delle porte di garage molto basse.

7) Il montaggio di questa antenna si fa molto rapidamente, su tutti i tipi di vetture, unicamente dall'esterno.

(Da « Le Haut-Parleur » 16 ottobre 1969)

Il mercato della radio e della televisione è un mercato molto sofisticato nel quale il gap tecnologico fra gli USA e l'Europa, argomento sempre attuale, è, una volta tanto, a favore del vecchio continente.

Per venire incontro alle sempre più esigenti richieste dei costruttori europei di apparecchi radio e televisori ed in collaborazione con essi, i laboratori di ricerca della SGS hanno realizzato una serie di circuiti integrati appositamente progettati per la radio e la televisione.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione:	9 ÷ 12 Vc.c.
Sensibilità d'ingresso:	100 mV
Impedenza d'ingresso:	200 k Ω
Impedenza d'uscita:	4 Ω
Potenza d'uscita (a 12 Vc.c.):	2 W
Distorsione armonica totale:	5%
Risposta in frequenza (a -1,5 dB):	100 Hz ÷ 10 kHz
Corrente di riposo:	25 ÷ 30 mA
Dimensioni:	75 x 28 x 15 mm

**SCATOLE
DI
MONTAGGIO**

AMPLIFICATORE B.F. MINIATURA DA 2 W

Principale caratteristica dell'amplificatore di bassa frequenza miniatura UK 195 è di avere delle dimensioni notevolmente ridotte che ben difficilmente si riscontrano in apparecchi di questo tipo, che siano costruiti mediante l'impiego di componenti convenzionali, cioè senza ricorrere all'impiego di circuiti integrati. Ciò malgrado, utilizzando una coppia di transistori complementari, è stato possibile ottenere una potenza di uscita di ben 2 W con una distorsione armonica più che accettabile.

La scatola di montaggio UK 195 permette di realizzare un amplificatore di notevole potenza in relazione alle dimensioni estremamente ridotte le quali non sono comuni ad altri amplificatori di questo tipo.

La risposta in frequenza dell'amplificatore è dell'ordine di -1,5 dB per le frequenze comprese fra i 100 Hz ed i 10 kHz. Tale risposta è determinata, per le frequenze più basse, dal condensatore elettrolitico C5 (1.000 μ F), la cui capacità è

stata scelta con un valore piuttosto elevato per raggiungere questo scopo.

SCHEMA ELETTRICO

Come si può osservare dallo schema elettrico dell'amplificatore riportato in figura 1 lo stadio finale è del tipo a simmetria complementare (single-ended) e di esso fanno parte i due transistori TR3, AC187K e TR4, AC188K.

L'utilizzazione dei transistori comple-

mentari permette di ottenere, come è noto, delle prestazioni migliori, e con minore spesa, rispetto a quelle che si possono conseguire con gli amplificatori che dispongono di un circuito finale in push-pull, il cui rendimento, e la stessa larghezza di banda, dipendono essenzialmente dalla qualità dei trasformatori pilota e di uscita.

Il valore dei resistori R8, 2,2 Ω e R9, 0,5 Ω , è stato scelto in modo da stabilire un giusto compromesso fra la necessità di dare una buona stabilità termica ai transistori finali ed ottenere, con una sensibilità accettabile, la potenza di uscita di 2 W con un altoparlante avente l'impedenza di 4 Ω .

Ad assicurare la stabilità termica contribuisce pure il resistore NTC che provvede a ridurre la tensione fra le basi dei transistori finali, quando si manifesta un aumento della temperatura ambientale,

in modo da limitare entro un intervallo relativamente ristretto le variazioni della corrente di riposo dei transistori stessi.

Il valore della corrente di riposo risulta in ogni caso sufficiente a mantenere al minimo la distorsione d'incrocio in corrispondenza dei valori più bassi della potenza di uscita.

Allo scopo di avere la certezza che fino ad una temperatura ambientale di 45 $^{\circ}\text{C}$ non possa essere superata la massima dissipazione ammissibile, i transistori finali sono stati muniti di un dissipatore avente un elevato potere dispersivo del calore.

Dello stadio preamplificatore fa parte il transistor TR1, BC108B, che essendo caratterizzato da un basso rumore di fondo consente una elevata preamplificazione dei segnali mantenendo alto il rapporto segnale-rumore.

L'impedenza d'ingresso dell'amplificato-

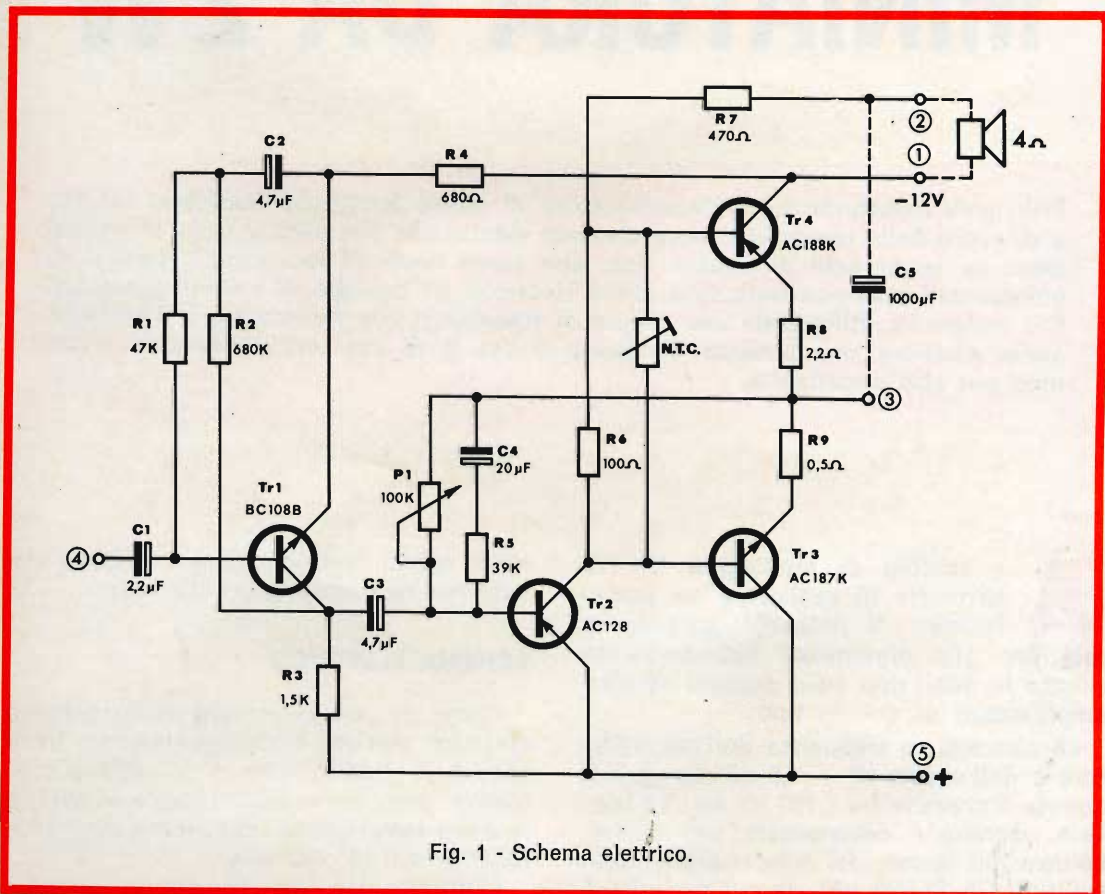


Fig. 1 - Schema elettrico.

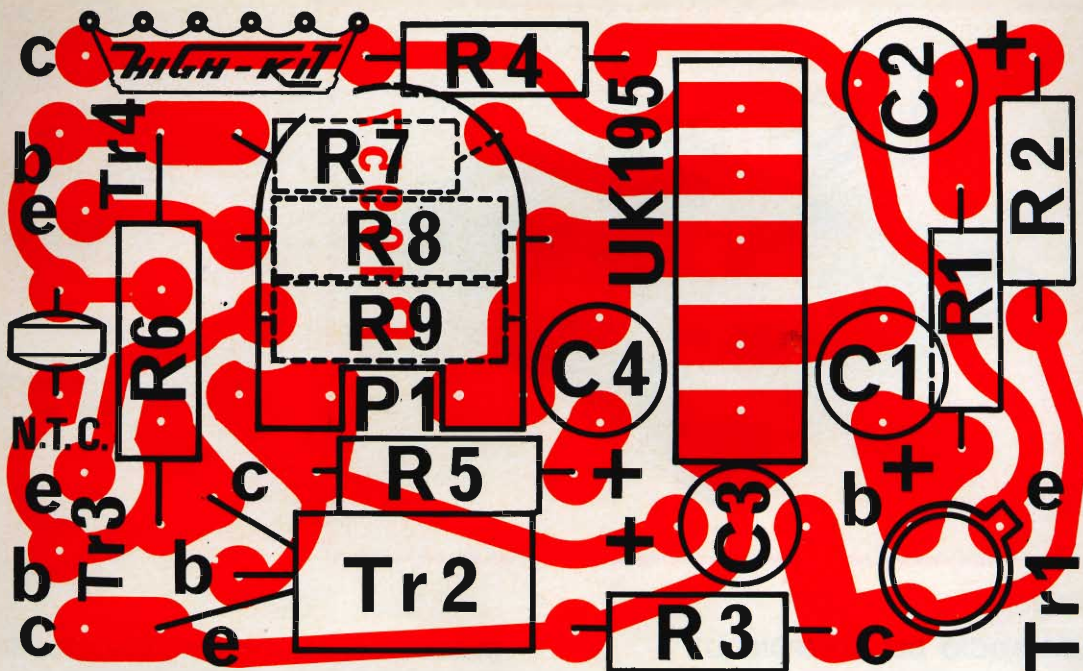


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

re, 200.000Ω dipende strettamente dai resistori R1 e R2, il cui valore è rispettivamente di $47 \text{ k}\Omega$ e di $680 \text{ k}\Omega$.

Il valore dei resistori R4 — 680Ω — e R3 — $1,5 \text{ k}\Omega$ — è stato scelto in modo da ottenere un buon compromesso fra la sensibilità d'ingresso, la distorsione (che aumenta con l'aumentare della sensibilità), ed il valore dell'impedenza d'ingresso.

Il collettore del transistor TR1 tramite il condensatore C3 da $4,7 \mu\text{F}$, è collegato alla base del transistor pilota TR2 AC128, nel cui circuito è inserito il trimmer potenziometrico P1 da $100 \text{ k}\Omega$ che serve a regolare la giusta corrente di riposo.

Il resistore R5 da $39 \text{ k}\Omega$ ed il condensatore elettrolitico C4, da $20 \mu\text{F}$ applicati al punto centrale dello stadio finale ed alla base del transistor TR2, servono ad introdurre nello stadio pilota una giusta tensione di controreazione in c.a.

La tensione di alimentazione deve essere di 12 Vc.c. , ma in pratica l'amplificatore può funzionare regolarmente con tensioni comprese fra i 9 V ed i 12 V .

Mentre con l'alimentazione a 12 V si otterrà una potenza di uscita di 2 W , por-

tando l'alimentazione a 9 V la potenza di uscita diminuirà a $1,5 \text{ W}$.

I suddetti valori di potenza, per i differenti valori di tensione di alimentazione, sono i massimi ammissibili affinché la distorsione non superi il 5%.

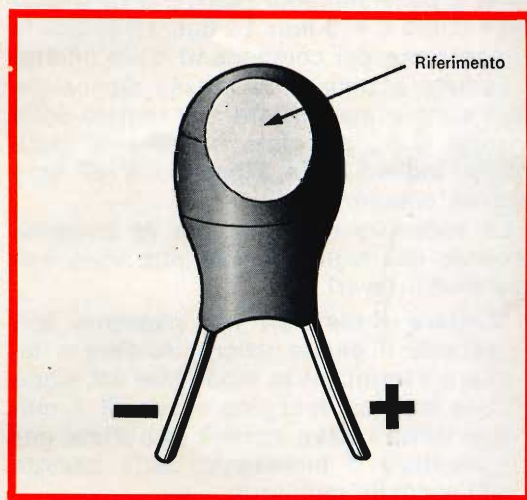


Fig. 3 - Polarità dei condensatori elettrolitici C1-C2-C3 e C4.

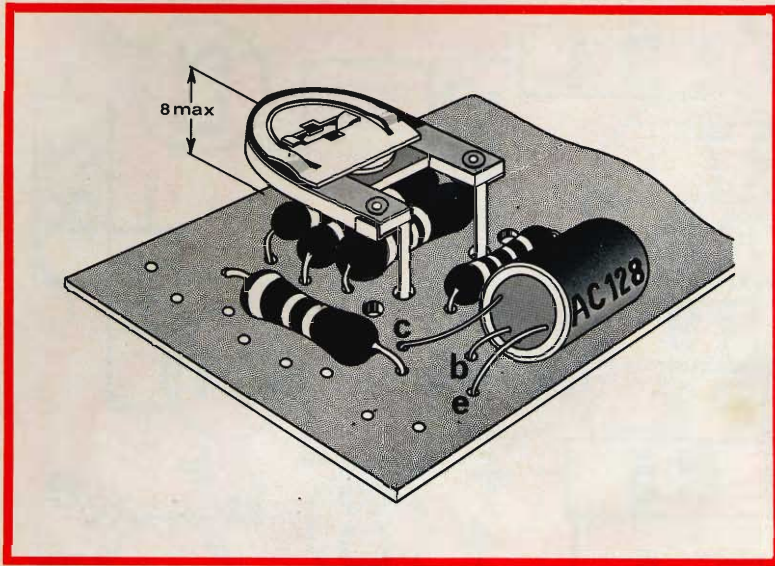


Fig. 4 - Particolare di montaggio del trimmer T1 e del transistor TR2 sulla basetta C.S.

MONTAGGIO DEI COMPONENTI

Il montaggio di questo singolare amplificatore, date le sue dimensioni potrebbe sembrare abbastanza ostico ma, seguendo attentamente la successione ed i consigli di montaggio sotto riportati, l'operazione diventa di una semplicità tale da permettere una buona riuscita anche al dilettante meno esperto.

Prima di iniziare il montaggio dei componenti, onde evitare spiacevoli inconvenienti, occorre munirsi di un saldatore da ~ 20 W o comunque non superiore ai 30 W e possibilmente ridurre la larghezza della punta a ~ 3 mm. La figura 2 indica la disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato, la stessa disposizione è serigrafata sul lato non ramato della basetta C.S., con tale sistema è facilmente individuabile l'inserzione di ogni singolo componente.

La sequenza di montaggio va eseguita secondo una logica ben definita onde evitare inutili lavori.

- Montare i resistori nei rispettivi fori secondo il giusto valore, saldare e tagliare i terminali in modo che dal piano della basetta sporgano meno di 2 mm tale misura deve essere rispettata per consentire il montaggio della basetta nell'apposito mobiletto.
- Montare il termistore N.T.C. e il connettore a 5 terminali.

- Montare i condensatori C1-C2-C3-C4 rispettando il senso della polarità indicata nella figura 3.
- Montare il transistor TR2 AC128 in senso orizzontale, come si può notare dalla figura 4, e il transistor TR1 in senso verticale, mantenendo una distanza tra la basetta e il corpo del transistor di ~ 3 mm.
- Montare il trimmer P1 piegandone prima di tutto i terminali a 90° per poi posizionarlo secondo le indicazioni di figura 4 in modo da evitare il contatto con i componenti sottostanti.
- Montare i transistori finali TR3-TR4, come si nota in figura 5 mantenendo una distanza massima di 1 mm tra la basetta C.S. e il corpo dei transistori stessi. La figura 6 rappresenta la basetta c.s. a cablaggio ultimato.

N.B. - Durante la saldatura dei componenti è opportuno limitare la quantità di stagno per evitare di provocare l'unione delle piste di rame adiacenti.

Evitare di scaldare eccessivamente i terminali dei transistori. La tranciatura di tutti i terminali saldati, non deve superare i 2 mm dal piano della basetta.

La tabella e il disegno di figura 7 rispecchiano i collegamenti utili al funzionamento del montaggio stesso, vale a dire che tra il punto 2 e 3 va collegato il

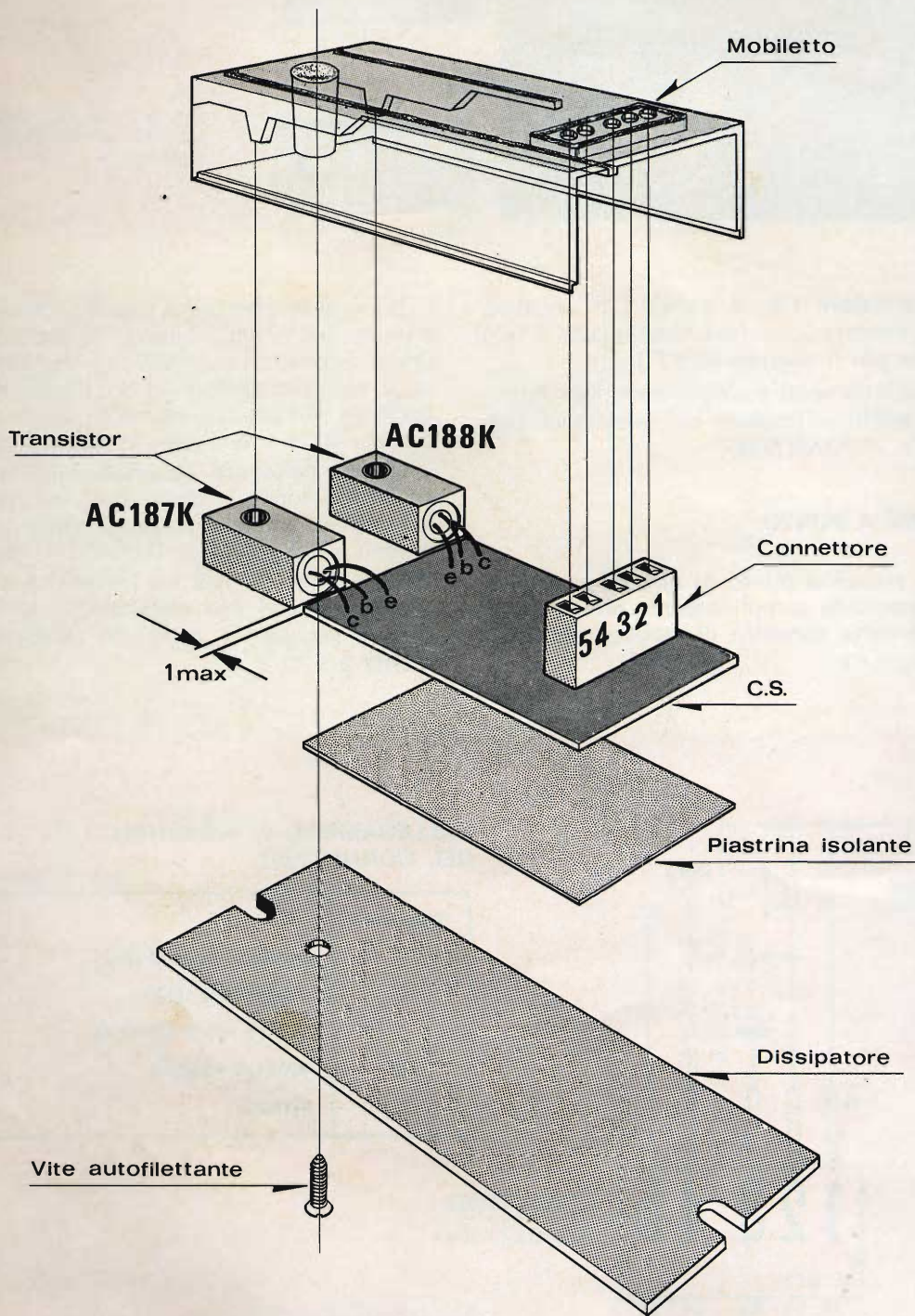


Fig. 5 - Esploso di montaggio dell'UK 195; si noti il particolare di montaggio dei transistori TR3 e TR4.

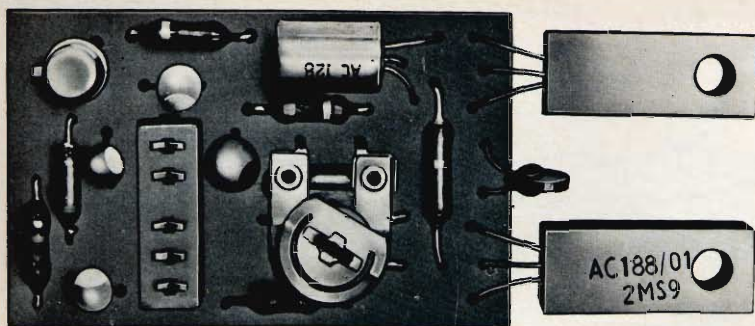


Fig. 6 - Aspecto della basetta a montaggio ultimato.

condensatore C5, al punto 1 il negativo dell'alimentazione (che costituisce il lato massa per il segnale di B.F.) ecc.

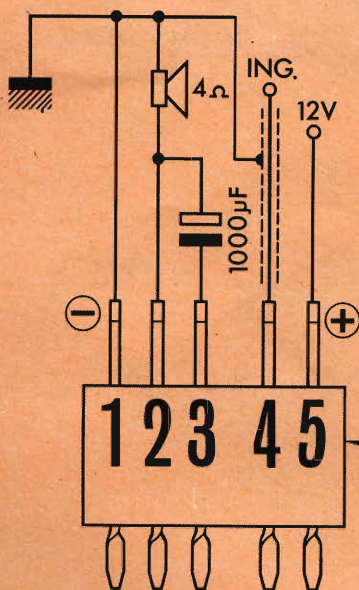
I collegamenti suddetti sono facilmente accessibili utilizzando un connettore tipo G.B.C. - GQ/0477-00.

MESSA A PUNTO

La messa a punto di questo amplificatore consiste semplicemente nella regolazione della corrente di riposo tramite il trimmer P1.

Dopo aver effettuato i collegamenti come prescritto nella figura 7 è necessario unire il connettore all'UK 195. Per la messa a punto è preferibile sostituire l'altoparlante con una resistenza di valore equivalente 4Ω e con dissipazione di 2 W.

Quindi collegare un milliamperometro da 50 mA fondo scala in serie all'alimentazione — nessun segnale audio in ingresso. — Regolare il Trimmer P1 per un valore di ~ 25 mA se l'amplificatore è alimentato con una tensione di 12 Vc.c. oppure regolare a ~ 15 mA se lo si alimenta a 9 Vc.c.



COLLEGAMENTI AI TERMINALI DEL CONNETTORE

Terminale	
1	negativo (massa - ING)
2	altoparlante (1-2)
3	condensatore C5 (2-3)
4	ingresso segnale
5	positivo

Fig. 7 - Collegamenti necessari per il funzionamento dell'UK 195.

Per chi disponesse di un oscilloscopio, la regolazione di P1 può essere effettuata per la migliore forma d'onda in uscita. Dopo aver eseguito la messa a punto si procede all'ultima fase di montaggio, che è chiaramente illustrata in figura 5. Infatti, come si può notare, il fissaggio tra il dissipatore supporto, la basetta cablata e il mobiletto, si riduce ad una sola vite autofilettante. La piastrina isolante deve essere interposta tra la basetta C.S. e il dissipatore.

Le due cavette laterali sul dissipatore consentono, tramite relative viti, il fissaggio dell'UK 195 ad un qualsiasi telaio aumentando in tal modo la superficie dissipante per i transistori finali.

Il montaggio così ultimato è visibile nella figura riportata nel titolo.

IMPIEGHI

L'amplificatore di bassa frequenza UK 195 si presta ai più svariati usi ma la sua utilità risulta ancor più evidente quando si abbia la necessità di disporre di un amplificatore di buona potenza che occupi uno spazio estremamente ridotto. Infatti 2 W di potenza d'uscita non sono poca cosa se si pensa che la maggior parte dei radioricevitori a transistori forniscono una potenza di uscita compresa fra i 200 mW e 1 W.

Inoltre, essendo l'UK 195 alimentato a 12 V, il suo impiego può essere esteso vantaggiosamente agli apparecchi che debbano essere installati a bordo di mezzi mobili quali autovetture, motoscafi, ecc.



HITACHI

ELETRONICA ED APPARECCHIATURE DOMESTICHE

KC-770 E RADIO SVEGLIA CON OROLOGIO

DIGITALE in raffinato mobile di legno pregiato - Radio OM/FM con scala luminosa, 7 transistor, 7 diodi - Controllo automatico della frequenza in FM (AFC) - Accensione e spegnimento automatico della radio per addormentarsi e svegliarsi al suono della musica - Potenza di uscita: 2 W - Alimentazione: 220 V c.a. - Dimensioni: mm 302 x 96 x 140.



CHIEDETE TUTTA LA GAMMA AL VOSTRO FORNITORE:

Agente Generale per l'Italia:

elektromarket INNOVAZIONE

Sede: Corso Italia, 13 - Via Rugabella, 21 - Milano

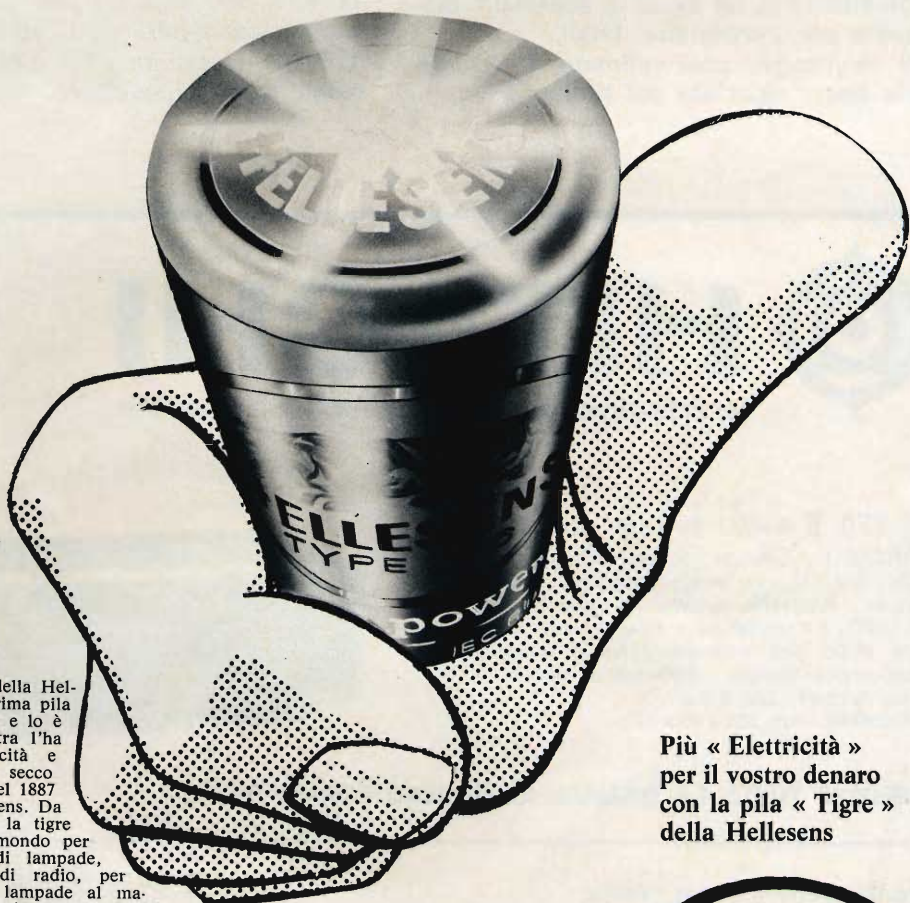
Tel. 873.540/541 - 861.648 - 861.478

Succ.: Via Tommaso Grossi, 10 - Milano - Tel. 879.859

Più "Elettricità" per il vostro denaro!

Questa è la
pila « Tigre »
della
Hellekens!

La pila « Tigre » della Hellekens è stata la prima pila a secco nel mondo e lo è rimasta. Nessun'altra l'ha superata in capacità e durata. La pila a secco è stata inventata nel 1887 da Wilhelm Hellekens. Da allora la pila con la tigre serve in tutto il mondo per la illuminazione di lampade, per l'accensione di radio, per l'illuminazione di lampade al magnesio e per il funzionamento di telecamere. Le fabbriche Hellekens della Danimarca sono le più moderne in Europa e forniscono anche la Casa Reale danese. La pila « Tigre » della Hellekens è una pila con indomabile potenza, dura più a lungo e presenta una maggiore capacità. Questi pregi sono stati ampiamente dimostrati dalle prove. Se siete ora orientati verso la pila Hellekens, potrete rilevare voi stessi le sue doti. Usatela per gli apparecchi a transistor, per le radio, per gli impianti di allarme, per le cineprese. Con la pila « Tigre » della Hellekens il vostro denaro acquista più elettricità. La Hellekens ha la « Tigre » fin dal 1923.



Più « Elettricità »
per il vostro denaro
con la pila « Tigre »
della Hellekens



CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione:	9 Vc.c.
Assorbimento di corrente:	3 : 30 mA
Assorbimento lampadina:	80 mA
Sensibilità ingresso microfono:	3 μ V a 1.000 Hz
Impedenza di ingresso:	300 Ω a 1.000 Hz
Regolazione del tempo di eccitazione:	2 : 10 s
Corrente massima commutabile dal relé:	2 A a 220 V

SCATOLE DI MONTAGGIO

INTERRUTTORE MICROFONICO

Il « fono-relé » che si può costruire mediante la scatola di montaggio UK 760 può essere utilizzato per le più impensate applicazioni come l'apertura a distanza di una porta, l'accensione automatica delle lampade ed anche come antifurto. La sensibilità di questo dispositivo è tale che può essere eccitato a distanza da un fischio.

Ora le apparecchiature elettroniche le cui possibilità di impiego sono molto vaste, il fono-relé occupa uno dei primi posti: infatti la gamma delle sue applicazioni è particolarmente ampia ed oltre ad abbracciare il campo tecnico vero e proprio si estende a quello dello svago.

Si tratta perciò di un dispositivo che, anche in considerazione del suo costo veramente limitato, non dovrebbe man-

care nel laboratorio del tecnico e nella casa del radioamatore.

Presto o tardi infatti si presenterà sempre un'occasione per cui la sua utilità si renderà utile.

IL CIRCUITO ELETTRICO

L'interruttore microfonico UK 760, il cui schema elettrico è illustrato in figura 1, pur essendo abbastanza semplice, ed essenzialmente costituito da un amplificatore a cinque transistori, si dimostra particolarmente efficiente. Dei cinque transistori impiegati, tutti dello stesso tipo BC 209, uno ha la funzione di pilotare il relé.

Come si può constatare osservando lo schema elettrico il microfono (Mike), è collegato al trasformatore microfonico T che a sua volta è accoppiato al primo transistor TR1 mediante il condensatore elettrolitico C1 da 5 μ F. Su questo transistor non vi è nulla di particolare da dire

se si esclude il fatto che la polarizzazione è ottenuta mediante il resistore R1 che consente di ottenere anche quel minimo di controreazione necessaria per assicurare una migliore risposta audio.

Il segnale proveniente dal transistor TR1, viene inviato al secondo transistor, TR2, attraverso il condensatore C2 da 0,1 μF , dove viene ulteriormente amplificato ed avviato al terzo transistor amplificatore, TR3, tramite i condensatori elettrolitici C4 e C6, entrambi da 5 μF , ed il potenziometro P1, il cui compito è di consentire la regolazione della sensibilità.

Si tratta di un controllo della massima utilità che permette di regolare il dispositivo per il livello più opportuno evitando che i suoni non desiderati, od altri rumori, possano eccitare il relé. Questo comando dovrà essere regolato con giudizio tenendo presente che un eccesso di sensibilità in genere si dimostra più dannoso che utile.

Il trimmer potenziometrico P2, da 22 k Ω , serve a regolare la corrente di collettore di TR3, quindi il livello di soglia. Tale livello va regolato (in assenza di segnale in ingresso) al limite della eccitazione del relé.

Il segnale, così amplificato, viene quindi rettificato dal diodo D1 (OA95).

Il transistor TR4 funge da amplificatore di corrente e pilota il transistor finale TR5.

Quando al diodo D1 giunge una tensione, dovuta al segnale, essa viene trasmessa rettificata al transistor TR4 che conduce una certa quantità di corrente che polarizza il transistor TR5 il quale assorbendo una maggiore corrente attraverso il relé lo obbliga a scattare dalla posizione di riposo a quella di lavoro.

Il condensatore C7, che fa capo al trimmer P3, oltre ad avere il compito di livellare, anche se lievemente, il segnale rettificato dal diodo evita anche la formazione di qualsiasi innesco reattivo che si potrebbe manifestare in considerazione della notevole amplificazione del circuito. Il trimmer potenziometrico consente di regolare opportunamente il tempo di eccitazione del relé.

La corrente massima commutabile dal relé è di 2 A a 220 V, ciò significa che la potenza commutabile è dell'ordine di 440 W quindi sufficiente agli usi comuni. In casi speciali, ove occorra commutare delle potenze maggiori, si può sempre ricorrere all'impiego di un servorelé.

MONTAGGIO DEI COMPONENTI

La parte descrittiva di montaggio, assume una importanza notevole in quanto

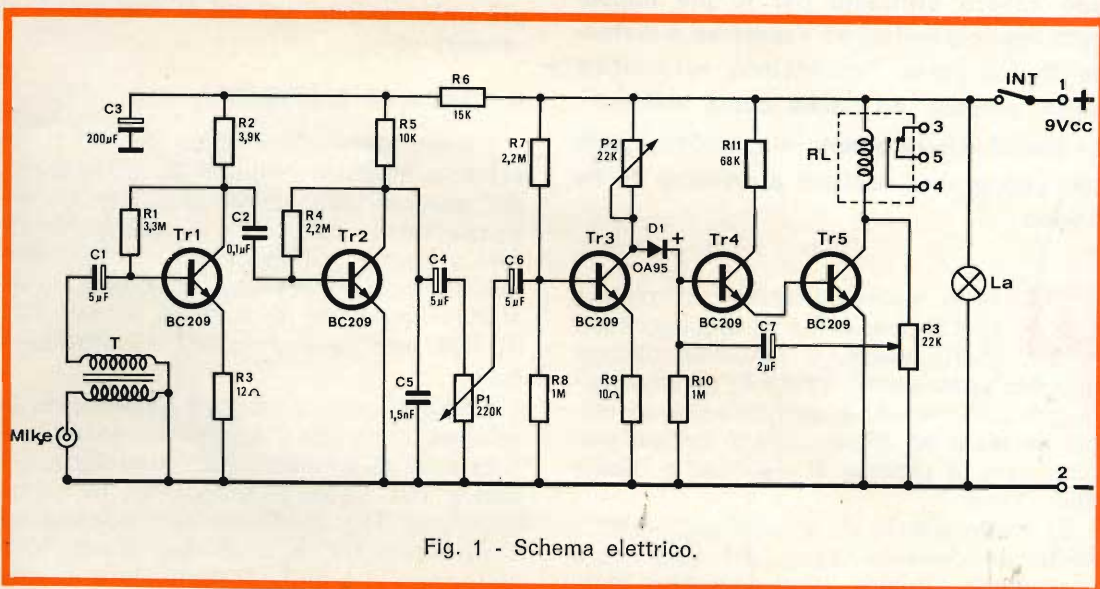


Fig. 1 - Schema elettrico.

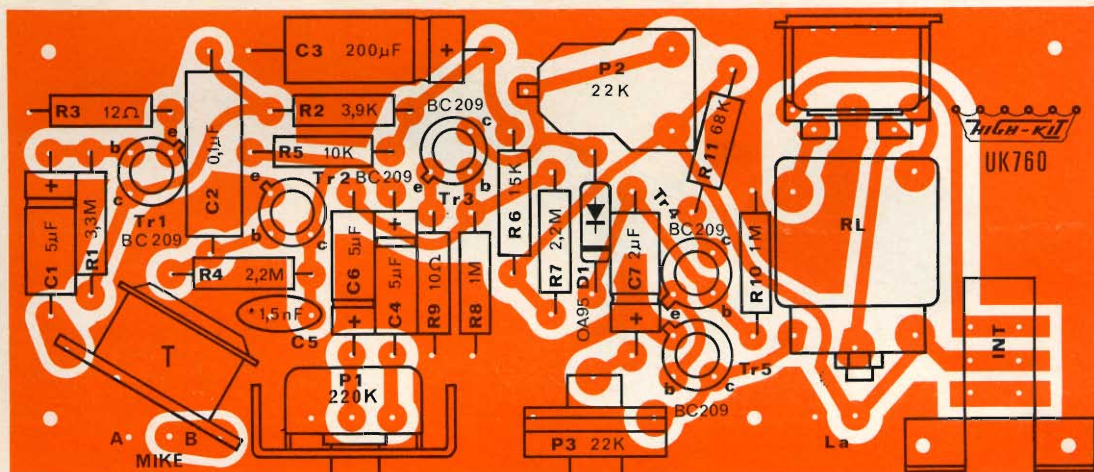


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

consente di risolvere brillantemente ogni difficoltà costruttiva.

La figura 2, come è consuetudine dei montaggi « HIGH-KIT », indica la disposizione dei vari componenti sulla piastra a circuito stampato. La stessa disposizione è riportata in forma serigrafica sul lato non ramato della basetta stessa.

Una sequenza logica e funzionale di inserzione dei componenti è la seguente:

- Montare i resistori iniziando da quello di valore ohmico più basso, quindi saldare.
- Montare gli ancoraggi per C.S. ai punti A-B-La-, poi gli zoccoli per i transistori e il trimmer P2.

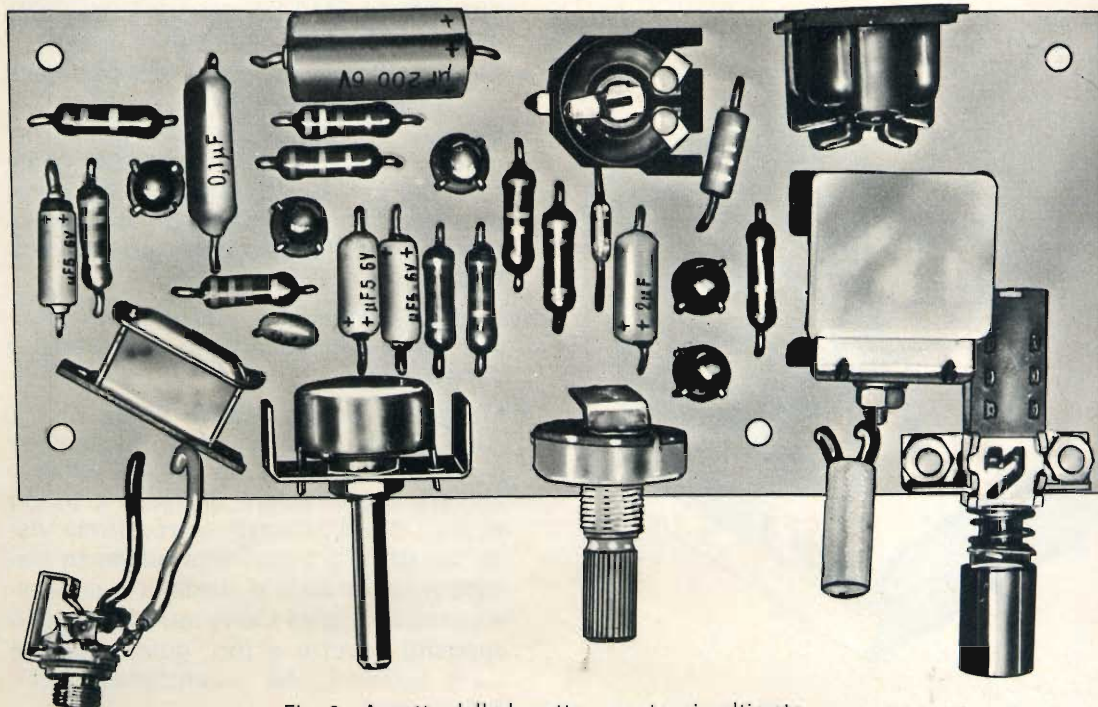


Fig. 3 - Aspetto della basetta a montaggio ultimato.

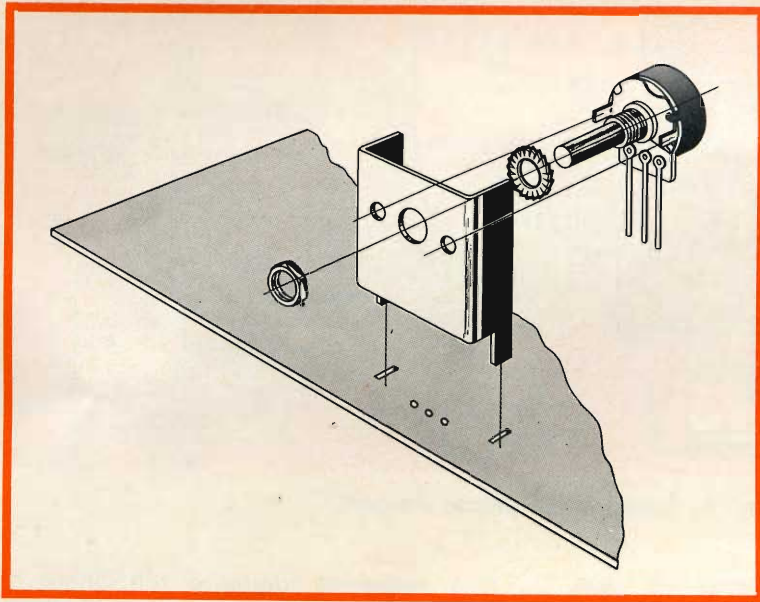


Fig. 4 - Particolare di montaggio del potenziometro P1.

- Montare i condensatori facendo riferimento alla giusta polarità per i tipi elettrolitici, tale polarità è chiaramente indicata sul corpo stesso del condensatore.
- Montare il diodo D1 secondo la giusta polarità, facilmente riconoscibile da una

fascetta colorata indicante il positivo riportata sul corpo stesso del diodo. Durante la saldatura di D1 non bisogna scaldarne eccessivamente i terminali onde evitare la distruzione del componente stesso.

- Montare l'interruttore a tasto tramite due viti da 3MA x 6 con relativo dado, come illustrato in figura 3.

- Montare l'apposita presa a 5 posizioni, poi il trasformatore T.

Durante il fissaggio di quest'ultimo occorre prestare molta attenzione in quanto il filo dell'avvolgimento collegato ai terminali di fissaggio è di dimensioni capillari e quindi soggetto a facile rottura.

- Inserire i transistori nei rispettivi zoccoli dopo aver accorciato i terminali a circa 6 mm.

- Montare il potenziometro P3 da 22 k Ω , come dalla citata figura 3, mentre per il potenziometro P1 da 220 k Ω occorre seguire il particolare di figura 4 in cui si nota che il potenziometro, prima viene fissato alla squadretta supporto tramite relativo dado e rondella e successivamente il tutto viene introdotto nelle apposite cavette e fori, quindi saldare sia i terminali del potenziometro che del supporto.

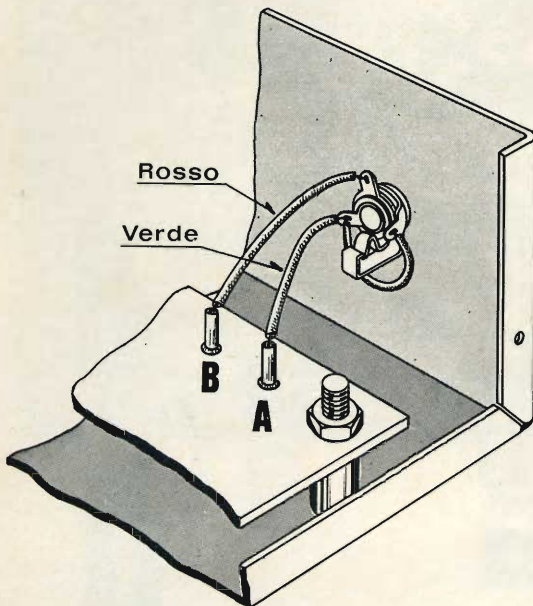


Fig. 5 - Collegamenti ai punti A e B.

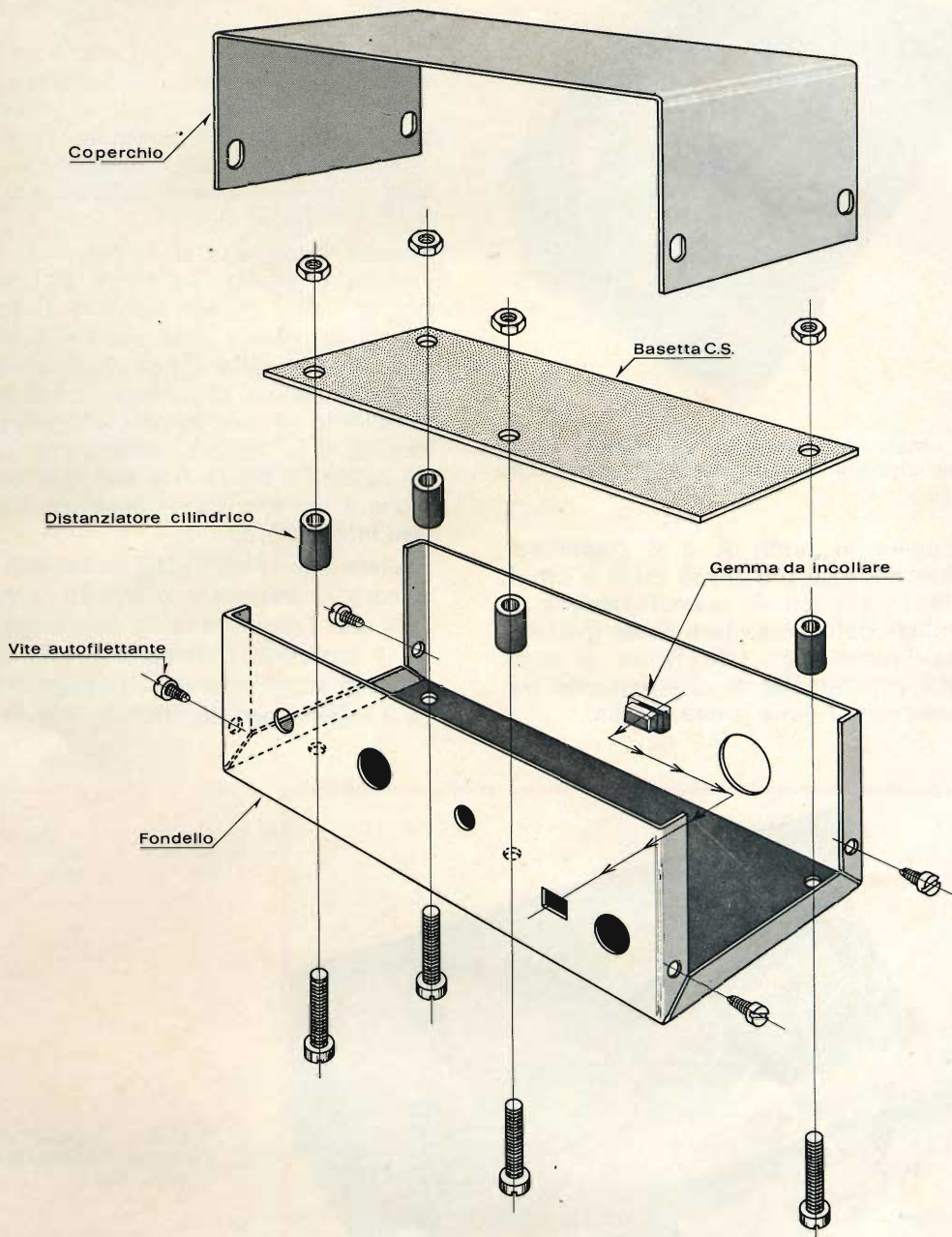


Fig. 6 - Esploso di montaggio fra il circuito stampato e relative parti meccaniche.



Fig. 7 - Vista del contenitore sistemato in modo da poter ricevere adeguatamente la basetta C.S.

- Collegare ai punti A e B rispettivamente cm 4 di filo rosso su B e cm 4 di filo verde su A, quindi saldarli ai terminali della presa jack come indicato nella figura 5, in tale figura si nota anche il ponticello di collegamento tra due terminali della presa stessa.

- Collegare ai punti La la lampadina, isolandone i terminali con 2 cm di tubetto rosso, mentre il bulbo stesso deve essere ricoperto con tubetto del diametro di 5 mm onde evitare il diffondersi della luce quando la lampadina è accesa.

Inserire infine il relé nel punto ad esso riservato. La basetta completa dei suoi componenti risulta come da figura 3. La parte finale del montaggio riguarda l'assieme tra circuito stampato e relative parti meccaniche chiaramente illustrato in figura 6.

Fissare la gemma al contenitore, nella posizione visibile in figura 6, con un po' di colla, quindi disporre il contenitore con viti e distanziatori come si può notare dalla figura 7. Tenendo il contenitore su un piano in modo da contenere le quattro viti, introdurre la basetta C.S. montata, inclinata nel modo illustrato in figura 8 e per tale operazione è indispensabile premere il tasto dell'interruttore.

Fissare con relativi dadi la basetta, applicare la manopola e fissare la presa jack con l'apposito dado, infine applicare il coperchio e fissarlo con le apposite viti autofilettanti. Il disegno di figura 9 rappresenta la disposizione di col-

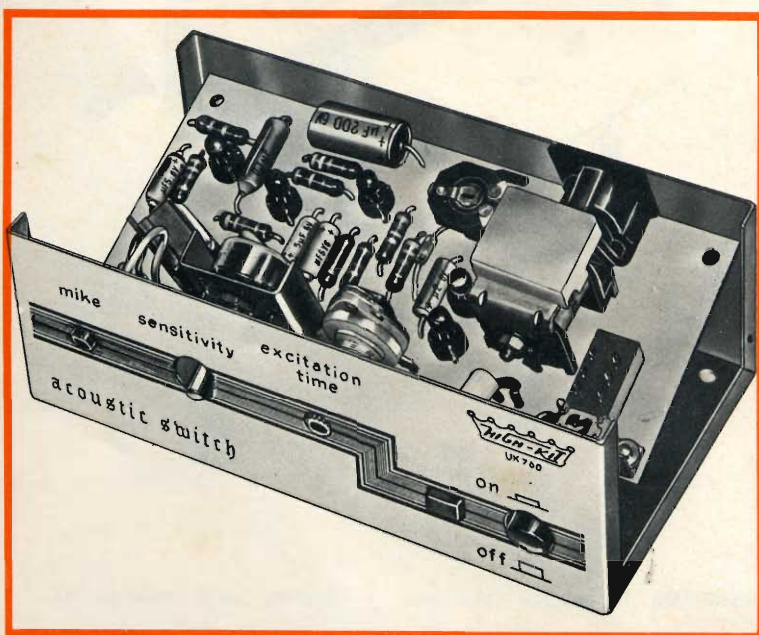


Fig. 8 - Aspetto del contenitore completo di basetta C.S.

scoprite un nuovo mondo con le luci psichedeliche

HIGH-KIT

150 W	800 W
UK 720	UK 745
L. 6.500	L. 7.500



150 W	800 W
UK 725	UK 750
L. 6.500	L. 7.500



150 W	800 W
UK 730	UK 755
L. 6.500	L. 7.500



150 W	800 W
UK 735	UK 740
L. 6.500	L. 7.500



GRUPPI PER LUCI PSICHEDELICHE

POTENZA MASSIMA 150 W CAD.		FUNZIONAMENTO DIPENDENTE DALLA FREQUENZA MUSICALE	POTENZA MASSIMA 800 W CAD.	
PREZZO	TIPO		TIPO	PREZZO
L. 6.500	UK 720	Sensibile alle frequenze acute. Impiego con lampade blu Sensibile alle frequenze medie. Impiego con lampade gialle Sensibile alle frequenze basse. Impiego con lampade rosse	UK 745	L. 7.500
L. 6.500	UK 725		UK 750	L. 7.500
L. 6.500	UK 730		UK 755	L. 7.500

LUCI PSICHEDELICHE CASUALI

POTENZA MASSIMA 150 W		FUNZIONAMENTO INDIPENDENTE DALLA FREQUENZA MUSICALE	POTENZA MASSIMA 800 W	
PREZZO	TIPO		TIPO	PREZZO
L. 6.500	UK 735	Impiego con lampade di diverso colore	UK 740	L. 7.500

Escluso il contenitore



Fig. 9 - Collegamenti della presa a 5 poli.

legamento della presa posto sul retro del contenitore.

Lo spinotto, collegato tramite cavetto schermato al microfono tipo G.B.C. QQ/0281-48 non compreso nella confezione, è adatto al tipo di presa impiegata.

APPLICAZIONI PRATICHE

Il « fono-relé » UK 760, che può essere definito un vero e proprio orecchio elettronico, agisce esattamente come un qualsiasi interruttore ma, a differenza di questo, viene comandato a distanza da qualsiasi fonte di energia sonora; pertanto è evidente che le sue applicazioni possano essere numerose.

Accoppiato ad un apri-porta elettrico permette di aprire qualsiasi ingresso ad una certa distanza: ad esempio con un solo colpo di clacson è possibile far spalancare la porta del garage senza dover scendere dalla propria auto. Collocato nel-

le vicinanze di una qualsiasi suoneria elettrica, compresa quella del telefono, può servire da ripetitore informando gli interessati, che si trovino ad una certa distanza, che il campanello sta squillando.

Installato nell'interno di un locale da sorvegliare funge da ottimo antifurto: sarà infatti sufficiente il minimo rumore affinché il relé scatti e l'apparecchio ad esso collegato, sirena elettronica od altro, entri immediatamente in funzione dando l'allarme.

Quando esistono delle difficoltà per accendere le luci di casa, rincasando nelle ore serali, o di qualsiasi altro locale, che può essere difficilmente accessibile al buio, il fono-relé è in grado di eseguire automaticamente questa operazione al solo comando di un fischio o di una battuta di mani.

Gli amici certamente si stupiranno nel vedere accendersi una lampada, l'apparecchio radio, il televisore o mettere in moto il ventilatore, od altro apparecchio del genere, senza che nessuno agisca sul relativo interruttore.

Queste sono soltanto alcune delle molte applicazioni pratiche, ma i problemi che il fono-relé UK 760 permette di risolvere sono veramente molti ed è per questa ragione che abbiamo affermato che l'utilità di questo dispositivo si rende evidente nel tempo.

Per concludere diremo che come microfono è particolarmente adatto il tipo G.B.C. QQ/0281-48 col quale sono state eseguite tutte le verifiche di funzionamento.

Nel quadro dell'ammodernamento dei sistemi nel campo dell'editoria, ed in particolare dell'editoria giornalistica, sempre maggior successo riscuote l'adozione dell'elaboratore elettronico per la composizione tipografica. È recente la notizia infatti che anche i più famosi quotidiani hanno inserito o stanno per inserire un computer per la composizione nel proprio processo di stampa.

Il 27 settembre 1970 si è tenuta a Milano, nei locali del Circolo Culturale « Paolo Bentivoglio » dell'Unione Italiana Ciechi, siti in via Bellezza, 16; l'assemblea generale dell'Associazione Radioamatori Ciechi Italiani.

Nel corso della riunione si è tenuta un'ampia relazione sui programmi futuri.

Riportiamo in questo secondo articolo alcuni esempi di impiego di un vumetro usato come misuratore di livello sui registratori.

REGISTRAZIONE

INDICATORI DI MODULAZIONE E REGOLAZIONE AUTOMATICA DEL LIVELLO DI REGISTRAZIONE

seconda parte

Per molto tempo si sono usati sui registratori, degli indicatori di modulazione ad indice elettromeccanici che permettevano di ottenere delle indicazioni di elevata precisione, e malgrado i loro elementi meccanici, intervenivano in modo efficace sulle variazioni del livello di registrazione.

Il controllo di modulazione ad indice mobile, o vumetro, è attualmente un elemento essenziale dei registratori di qualità, quando si deve ottenere una regolazione razionale e precisa della profondità di modulazione al momento della registrazione e anche su certi apparecchi durante la riproduzione. È sempre più usato e viene anche adottato su un numero elevato di registratori d'amatore, di dimensioni medie o anche portatili. Questo è dovuto anche all'utilizzazione di transistori e, in particolare, sugli apparecchi portatili alimentati a batteria di bassa tensione, non è possibile impiegare evidentemente un occhio magico ad alta tensione.

Questo vumetro, chiamato anche indi-

catore di volume, è in realtà, uno strumento di misura che misura la grandezza dinamica delle onde elettriche complesse a bassa frequenza della parola e della musica. I segnali corrispondenti complessi e aperiodici non possono, in effetti, essere espressi dai valori o parametri usuali, in corrente, tensione e potenza.

L'unità vu, come il decibel, è per definizione, una unità logaritmica, — 20 dB corrispondono come è noto, a un rapporto di tensione da 1 a 10, mentre 20 vu indicano un rapporto di volume da 1 a 10. Il vumetro, è così in pratica, un indicatore di tensione con una scala graduata per dei segnali complessi dipendenti dal funzionamento dell'apparecchio sotto l'effetto dei transistori. Esistono anche dei dati normalizzati che definiscono le caratteristiche di questo apparecchio, quando esso è realizzato in modo assolutamente preciso e razionale. Infatti sulla maggior parte dei registratori, il vumetro è presentato sotto una forma semplificata; esso ha l'apparenza di un voltmetro con un quadrante di calibrazione che comporta

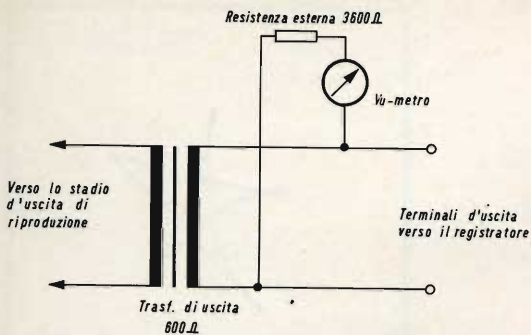


Fig. 9 - Esempio d'impiego di un vumetro.

delle cifre più o meno arbitrarie da reperire e dei settori di diversi colori che indicano le zone di deviazione dell'indice, raccomandabili o dannose.

Il vumetro presenta all'inizio un certo numero di vantaggi molto importanti rispetto al modulometro elettronico.

1. Esso fornisce una indicazione quantitativa molto chiara del superamento del livello ammissibile di registrazione o, al contrario, di un livello di modulazione molto basso. Così, l'operatore può far variare in ogni istante il livello di registrazione del valore necessario rispetto alla natura della registrazione effettuata.

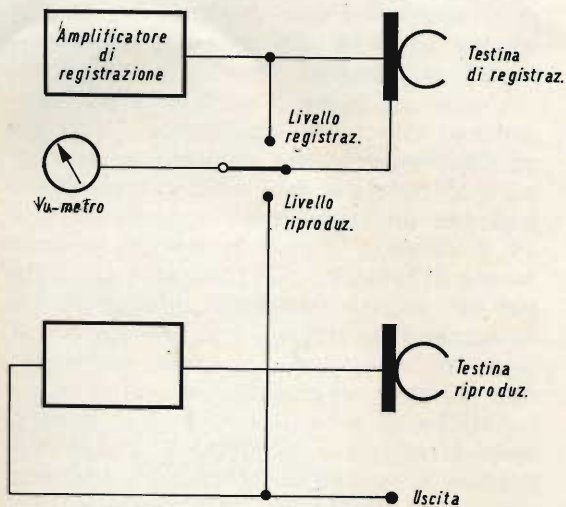


Fig. 10 - Vumetro impiegato come misuratore del livello di riproduzione.

2. Questo modulometro può essere ammesso dai fabbricanti in condizioni uniformi e standard, in modo tale che un apparecchio fornisca essenzialmente le stesse indicazioni di un altro. È così possibile avere delle indicazioni valide da un apparecchio all'altro, e la sostituzione, se si deve fare, di un modulometro, non necessita di un nuovo montaggio. Non è così per i modulometri elettronici, con i quali delle differenze di lettura spesso molto importanti si possono constatare quando si impiegano due tubi o due lampade al neon della stessa serie, anche se il livello di registrazione è infatti lo stesso.

3. Le caratteristiche del vumetro rimangono stabili, la maggior parte dei casi, durante un tempo molto lungo e l'apparecchio comporta, allora, un dispositivo di calibrazione, estremamente facile da usare, allorché le caratteristiche degli indicatori elettronici possono variare ed è impossibile effettuare una correzione.

4. Il vumetro può servire ad altri controlli addizionali importanti e, in particolare, per misurare la corrente di polarizzazione o anche, su alcuni apparecchi portatili, per controllare lo stato delle batterie. Il valore di corrente di polarizzazione applicata sulla testina di registrazione, è molto critico, in realtà, se si vogliono ottenere i migliori risultati per ciò che riguarda la risposta in frequenza, la distorsione e il rapporto segnale/rumore.

Su alcuni apparecchi di alta qualità, si trovano dei dispositivi a contatore che permettono all'operatore di verificare la corrente di polarizzazione con un vumetro come si vede in figura 10; in modo analogo, si può collegare l'apparecchio di misura per controllare la corrente che agisce sulla testina di cancellazione.

Simili apparecchi contengono evidentemente dei dispositivi di controllo facilmente accessibili per regolare la corrente di polarizzazione, e la corrente di cancellazione, nel caso in cui l'apparecchio di misura indichi dei valori corrispondenti anormali. I modulometri elettronici non danno più delle

indicazioni abbastanza precise, a causa delle loro caratteristiche stesse, per assicurare il controllo della corrente di polarizzazione.

5. Il vumetro può servire per misurare il livello di lettura, e si può così usare, su alcuni registratori, un dispositivo di commutatori destinati ad ottenere questo risultato (figura 10).

Negli studi di registrazione e di diffusione, è in effetti necessario conoscere il livello del segnale di riproduzione raccolto sul nastro magnetico allo scopo di assicurare che le installazioni costruite non sono sovraccaricate e non sono più azionate da un segnale d'intensità troppo bassa per assicurare un funzionamento conveniente.

Il vumetro è spesso, quando si tratta di un modello di qualità, più costoso di un modulometro elettronico, esso richiede un montaggio speciale per essere azionato e per isolarlo dal segnale di registrazione e ne risulta un aumento del prezzo di utilizzazione del magnetofono.

Come abbiamo già indicato in precedenza, non segue immediatamente le variazioni transitorie, ma resta indietro, a causa del suo principio stesso e quest'ultimo punto merita una precisazione.

L'indice dell'apparecchio di misura non può seguire gli impulsi bruschi e rilevanti, a causa della sua inerzia meccanica; la lettura dell'apparecchio di misura può così essere inferiore di 10 dB, e spesso anche di 20 dB, al livello esatto del segnale, come si vede in figura 11. In queste condizioni, l'apparecchio di misura deve essere regolato per assicurare una compensazione per le differenze fra il livello del segnale indicato e il livello del segnale reale.

Alcuni fabbricanti di registratori realizzano spesso questa compensazione, calibrando il vumetro in modo che la lettura di « zero vu » si produce quando il livello di registrazione è posto in realtà fra 6 e 10 dB al disopra del valore che produce la distorsione massima ammissibile e generalmente dell'ordine del 3% della distorsione armonica.

In altri termini, l'apparecchio di misura è disposto, in qualche modo, in avanti per compensare il suo ritardo meccanico; quindi in alcuni registratori l'apparecchio di misura non è disposto in modo da dare



Fig. 11 - Diagramma di un picco improvviso.

le indicazioni in anticipo, ed è importante che l'utilizzatore conosca la realtà, o l'assenza di questo calo e se esiste il suo valore.

Anche se l'apparecchio di misura è disposto in modo da dare delle indicazioni in anticipo, la regolazione del livello di registrazione, osservando l'apparecchio di misura non è più solamente una operazione meccanica.

La differenza fra le indicazioni dell'apparecchio di misura e il livello reale di registrazione tende, in effetti a variare con il tipo di programma registrato; è dunque raccomandabile interpretare con un poco di esperienza e di giudizio le indicazioni date dal vumetro.

In pratica un vumetro completo deve avere due scale di cui una è graduata in percentuale e l'altra in « unità vu », l'indicazione di 100 % sulla scala corrisponde a zero vu e questo punto si deve trovare fra i 2/3 e i 3/4 dal lato destro della scala.

Il vumetro è generalmente previsto per essere collegato su un'impedenza d'ingresso di 600 Ω e offre una resistenza di 7.500 Ω di cui 3.600 su una resistenza in serie e 3.900 sullo strumento stesso (figura 9).

All'inizio, deve sempre essere adattato, infatti alla stessa resistenza nel circuito di misura, ma questa può essere costituita da una resistenza serie di 3.900 Ω di un filtro a T o per un montaggio in serie di una resistenza virtuale di 300 Ω costi-

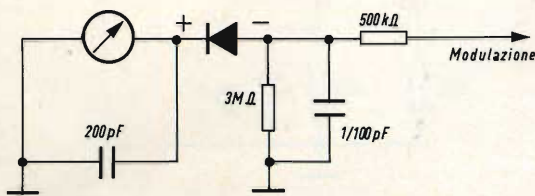


Fig. 12 - Esempio di vumetro semplificato.

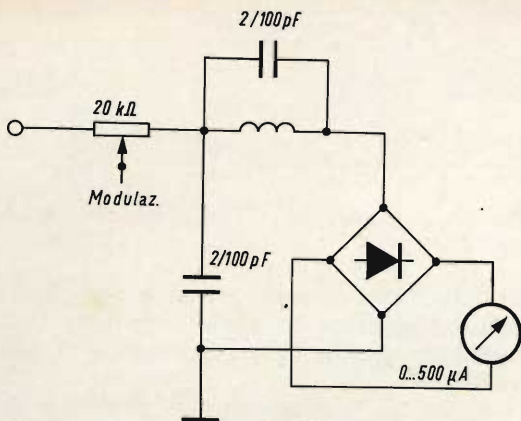


Fig. 13 - Altro esempio di vumetro semplificato.

tuito da un montaggio in parallelo di una sorgente di 600Ω con un carico di 600Ω .

Questo principio è indicato in figura 9; in certi vumetri però le posizioni delle due scale sono invertite, cosa questa che aumenta la facilità di lettura per la scala delle percentuali.

Per facilitare il controllo per l'operatore di segnali musicali particolari, alcune caratteristiche standard possono essere

adottate; l'apparecchio di misura deve avere una frequenza non variabile di ± 2 dB fra 35 e 16.000 Hz.

Esso deve rispondere immediatamente all'azione dei segnali musicali, in modo tale che quando un segnale sinusoidale di 2,5 mW agisce repentinamente su di lui, l'indice deve raggiungere 99 della scala della percentuale in 0,3 s.

L'applicazione brusca di un segnale non deve determinare il superamento dell'indice e fornire una indicazione inesatta del livello. Le caratteristiche standard limitano il superamento all'1,5%, quindi il vumetro deve essere un dispositivo robusto e deve sopportare in modo continuo una tensione 5 volte più elevata di quella che corrisponde alla lettura dello zero.

Esso deve poter sopportare durante un semisecondo un sovraccarico uguale a 10 volte questo valore.

Infatti, cosa questa molto importante, evidentemente, sugli apparecchi d'amatore, è di conoscere il valore limite della intensità di registrazione, che non si deve superare per evitare le distorsioni.

La qualità essenziale dell'apparecchio di misura deve essere evidentemente di dare delle indicazioni esatte e in questo caso, senza dover attendere dei risultati più precisi con un modulometro catodico, o anche un tubo al neon, almeno se esso può essere posto sui registratori in questione, che sono generalmente degli apparecchi a transistori con alimentazione a pile a bassa tensione.

Non si deve però esagerare. Alcuni apparecchi di misura che non sono dei veri vumetri possono quindi rendere dei servizi pratici utili. Alcuni costruttori di registratori impiegano degli apparecchi di misura molto meno sensibili di un vero vumetro, ma con un amplificatore a valvole o a transistori per ottenere un segnale sufficiente per azionare l'apparecchio di misura meno sensibile. Un dispositivo di questo genere non ha le stesse caratteristiche che un vero vumetro può realizzare più facilmente (figure 12, 13 e 14).

La regolazione automatica della modulazione

È sempre utile usare un modulometro per il controllo del livello di modulazione,

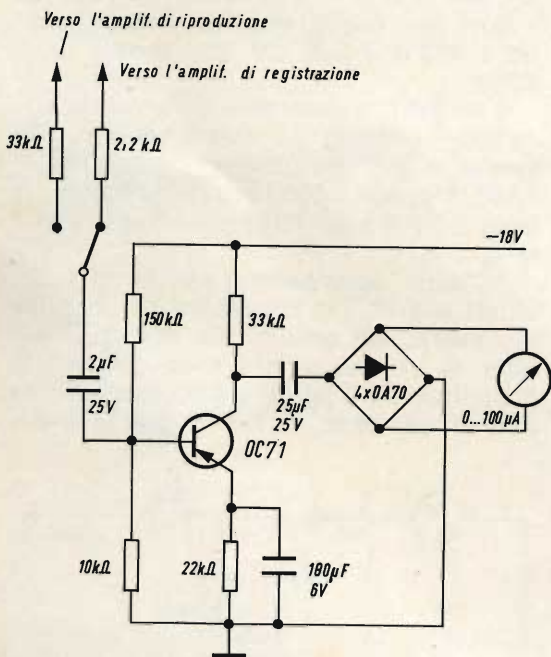
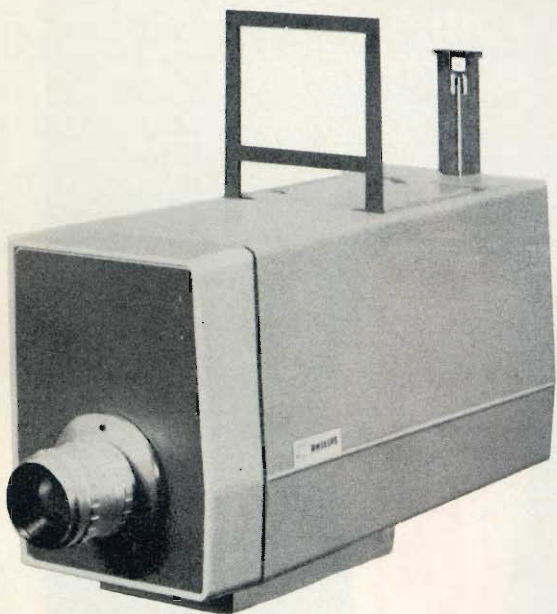


Fig. 14 - Esempio di vumetro amplificato con un transistor.

impianti di televisione a circuito chiuso.

telecamera mini-compact

per riprese in bianco e nero
praticità e versatilità d'impiego
completamente transistorizzata



- scansione interlacciata 2:1 • compensazione automatica delle variazioni di intensità luminosa • controllo e correzione automatici dell'invecchiamento Vidicon • risoluzione 600 linee • uscite video e radiofrequenza • alimentazione 220 V c.a. $\pm 10\%$ 50 Hz oppure 12 V c.c. • codice ordine LDH 0050

registratore video

per bianco e nero o per colore
(con apposito adattatore)
semplicità e sicurezza di funzionamento.



- gamma frequenza video 3,3 MHz • possibilità di registrazioni sia da telecamera che da televisore con M.F. europea • massima stabilità dell'immagine anche in fase di rallentamento e arresto del nastro • possibilità di registrare un segnale audio • durata della registrazione 83 minuti con nastro da 1" lungo 620 m • codice ordine EL 3402

- telecamere professionali ed industriali, in bianco e nero, completamente transistorizzate
- telecamere professionali a colori, per applicazioni didattiche e scientifiche
- proiettori televisivi Eidophor a grande schermo, in bianco e nero o a colori

PHILIPS



Philips s.p.a. - Reparto Radioprofessionale
20162 Milano - Viale F. Testi, 327 - Tel. 6420951

TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMOELETTRICHE**

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

in certi casi, è anche interessante impiegare un dispositivo automatico che assicura un livello medio di registrazione, qualunque siano le condizioni di utilizzazione e senza intervento dell'operatore.

Il registratore può essere collegato a diverse sorgenti, fonorivelatore, radioricevitore o televisore e le sorgenti sonore dirette che agiscono sul microfono che possono avere delle intensità molto diverse, essere poste a delle distanze diverse anche variabili nel caso della registrazione.

Si è così arrivati a spostare costantemente il microfono o a far variare le posizioni delle sorgenti sonore, si devono osservare costantemente le indicazioni del modulometro, se esso esiste, in modo da compensare le variazioni di livello dei segnali.

La difficoltà è grande, in particolare, quando si tratta di registrare delle parole provenienti da diversi annunciatori alla volta, posti in posizioni diverse rispetto al microfono, nelle sale di conferenze, di assemblee, ed è molto difficile ottenere così una regolazione media costante del livello di modulazione.

Una soluzione automatica interessante, applicata già su diversi registratori industriali, o usando un circuito addizionale, consiste nell'usare un dispositivo destinato a compensare automaticamente le variazioni di livello sonoro, aumentando in una proporzione inversa il guadagno di amplificazione.

Il circuito applicato sul registratore deve così fare variare l'amplificazione fornita dal montaggio elettronico di registrazione, in ragione inversa dell'intensità del segnale sonoro. Se il segnale è basso, l'amplificatore deve agire più intensamente; se il segnale è intenso l'amplificatore deve essere più basso.

Alcuni modelli di registratori recenti, spesso semplificati, sono così equipaggiati di questi dispositivi automatici che permettono di sopprimere la regolazione della modulazione durante la registrazione di alcuni limiti, lasciando, ben inteso la possibilità d'impiegare anche la regolazione manuale, agendo sulla manopola di controllo normale.

(Da « Le Haut Parleur » 1252)

LA PRIMA STAZIONE RADIO-TELEFONICA DI ROMA (1909)

**LE
COMUNICAZIONI**

a cura di Piero Soati

Per giustificare la ragione di essere di questa saltuaria rubrica potrebbe essere sufficiente fare riferimento al Rotrou, che soleva dire « possiamo leggere l'avvenire guardando il passato » od ancor meglio ad Oscar Wilde quando affermava « quegli a cui il presente è la sola cosa presente, non conosce nulla dell'età in cui vive. Per comprendere il secolo decimonono bisogna comprendere tutti i secoli che lo hanno preceduto e che hanno contribuito a formarlo ». Devo invece precisare che la sua origine è stata alquanto diversa.

Sonnecchiavo, in attesa di giungere alla meta, sul rapido Milano-Napoli, quando una bella creatura che sedeva di fronte a me, una studentessa al terzo anno della facoltà di fisica, mi chiese testualmente « se poteva dare una sbirciatina » alla rivista, che insieme ad altre, avevo deposto sul tavolino. Si trattava di « Selezione Radio TV ».

Dopo aver letto alcuni articoli osservai che la bella viaggiatrice si interessava attentamente alla rubrica dello zio Ruben, « La scrivania dello zio », e infatti dopo averla letta, mi pose il seguente interrogativo: perché mai molti giornali quotidiani dedicano una rubricetta agli avvenimenti che si sono verificati cinquanta o cento anni or sono mentre le riviste tecniche raramente pubblicano qualche articolo sulle prime conquiste della scienza? Eppure, continuò, c'è qualcuno che scrive su questa rivista, che del passato ha un

certo rispetto, e mi fece leggere un brano scritto dallo zio Ruben in cui si affermava « ... il futuro non è altro che il passato che si presenta rinnovato nelle forme. Tutto è racchiuso nelle nostre coscienze ed opera secondo delle leggi eterne malgrado le nostre ribellioni tragicomiche ».

Mi fu facile dimostrare alla mia interlocutrice che un appunto del genere non poteva essere mosso alla redazione di « Selezione Radio TV » visto che era appena ultimata la pubblicazione della sintesi della storia delle comunicazioni, ma per la verità il suggerimento non mi dispiacque. Nella suddetta storia infatti, per ragioni di spazio avevo dovuto trascurare molte notizie tecnicamente importanti, d'altra parte è noto come molti nostri uomini illustri del passato siano del tutto ignorati dalla generazione attuale.

Ad esempio, ho potuto constatare personalmente, che in Italia, molti laureati in elettronica ignorano chi siano stati e che cosa abbiano inventato Tosi e Bellini,

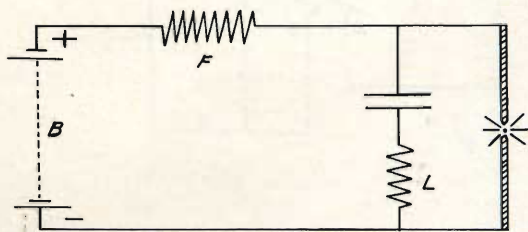


Fig. 1 - Disposizione classica dell'arco sonante del Duddell (1908).

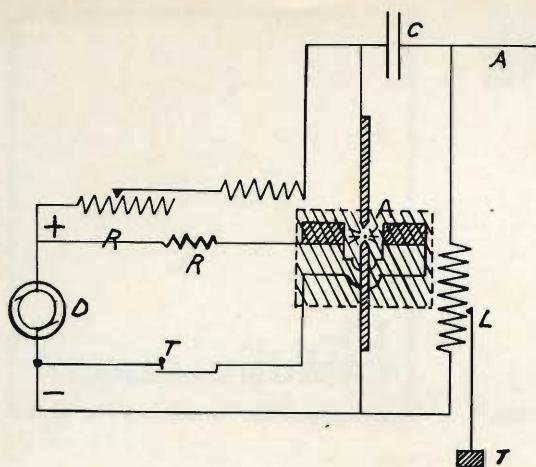


Fig. 2 - Trasmettitore radiotelegrafico Poulsen. L'arco scocca in idrocarburo (1908).

mentre in Inghilterra, negli Stati Uniti ed in quasi tutto il mondo il sistema di radiogoniometria a telaio viene chiamato testualmente « sistema Tosi e Bellini ». È pertanto evidente che la pubblicazione integrale di qualche articolo relativo un tempo ormai lontano non può che essere utile ai lettori, tanto più che ad essa si avvicinerà la pubblicazione di alcune inserzioni pubblicitarie molto rare, relative ad apparecchi scientifici costruiti nel secolo scorso o nei primi anni di questo secolo.

Da notare che la raccolta di questi arti-

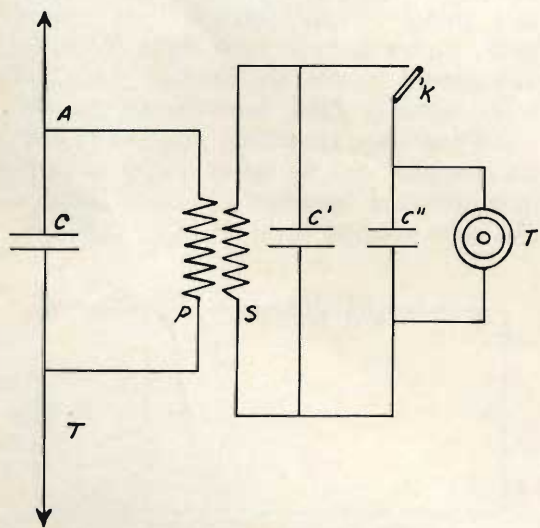


Fig. 3 - Ricevitore radiotelegrafico Poulsen. K = ticker (1908).

coli e delle inserzioni può presentare in un avvenire non lontano un vantaggio economico.

Il primo della serie di questi articoli si riferisce alla radiotelegrafia ed a questo proposito si deve dire che se è ben vero che la prima stazione radiofonica fu inaugurata in Italia il 6 ottobre 1924, la prima stazione radiotelefonica entrò in funzione a Roma nell'anno 1909, come si può desumere dal seguente articolo che fu pubblicato su una rivista tecnica dell'epoca.

LA STAZIONE RADIOTELEFONICA DI ROMA (articolo del 15 aprile 1910)

« Allorché Guglielmo Marconi, ed in seguito altri scienziati stranieri riuscirono a portare dal campo della teoria a quello della pratica i principi della radiotelegrafia, un altro problema, quello della telefonia senza fili, si presentò subitaneamente alle ricerche degli studiosi. Ma questo problema appariva assai più difficile e complicato, sebbene si fosse riconosciuto che tanto nel telegrafo senza fili quanto nel telefono senza fili fossero necessarie le stesse onde hertziane determinate da una manifestazione elettrica.

Ecco, in poche parole, senza voler entrare in considerazioni troppo tecniche, in che consisteva la maggiore difficoltà per la soluzione del problema della radiotelegrafia.

Tutti sanno che le onde sono il risultato di vibrazioni prodotte dalla scarica d'un apparecchio elettrico. Queste vibrazioni corrispondono a delle brevi o lunghe scintille di cui l'ampiezza decresce gradatamente.

Esiste dunque, da una vibrazione all'altra, o di una serie di scintille, un intervallo durante il quale la voce umana ricevuta nell'apparecchio ascoltante non può più produrre l'effetto elettrico che permetterebbe la sua trasmissione.

Per eliminare ciò bisognava quindi trovare un procedimento che permettesse di produrre delle vibrazioni senza soluzione di continuità e di cui l'ampiezza rimanesse sensibilmente costante.

L'inglese Duddell, senza pensare affatto alla telefonia senza fili, trovò la soluzione, costruendo un arco voltaico, detto dal suono che accompagnava la sua emissione, **arco suonante**. Lo scienziato danese

Poulsen andò più lungi ancora, giacché, producendo l'arco sonante nell'idrogeno, e non nell'aria libera, poté adottarlo per l'emissione delle vibrazioni della telefonia afile.

I primi esperimenti fortunati della radiotelefonia furono tentati da Poulsen e da De Forest; essi riuscirono a comunicare alla distanza di 12 km sulla terra e di 20 km sul mare. Più recentemente altri esperimenti furono compiuti fra Parigi e Dieppe, impiegando per antenna la torre Eiffel, e i giornali annunziarono allora che gli ufficiali francesi, incaricati delle prove, avevano potuto comunicare sino a 550 km, ma la notizia non fu mai confermata ufficialmente.

Tutti i record dovevano anche in ciò essere battuti dagli italiani, che nel Marconi avevano avuto il primo ideatore della trasmissione senza fili della parola.

L'onore di questa nuova e bella vittoria spetta ad un nostro giovane e valoroso scienziato: al professore Quirino Majorana, Direttore dell'Istituto Superiore Postale Telegrafico-Telefonico di Roma.

Il prof. Majorana aveva per primo compreso che i microfoni usati per la telefonia ordinaria non potevano essere adatti alla radiotelefonia, nella quale occorreva

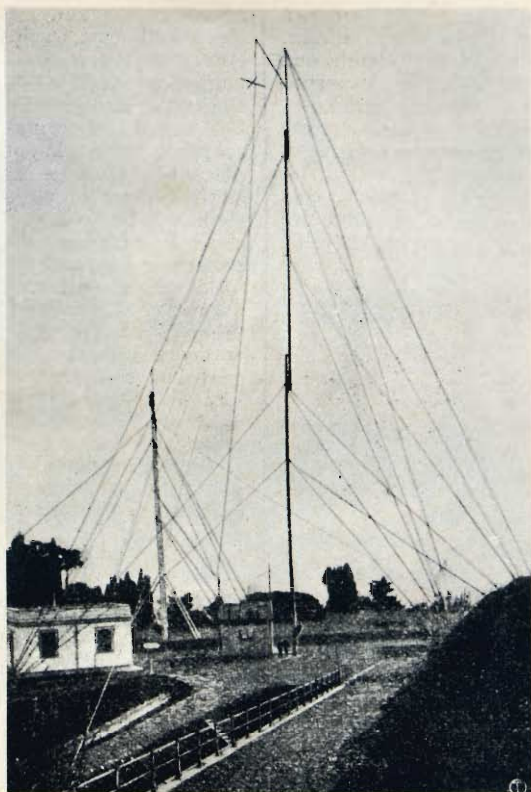


Fig. 4 - Stazione radiotelefonica e radiotelegrafica entro il forte Monte Mario a Roma (1909).

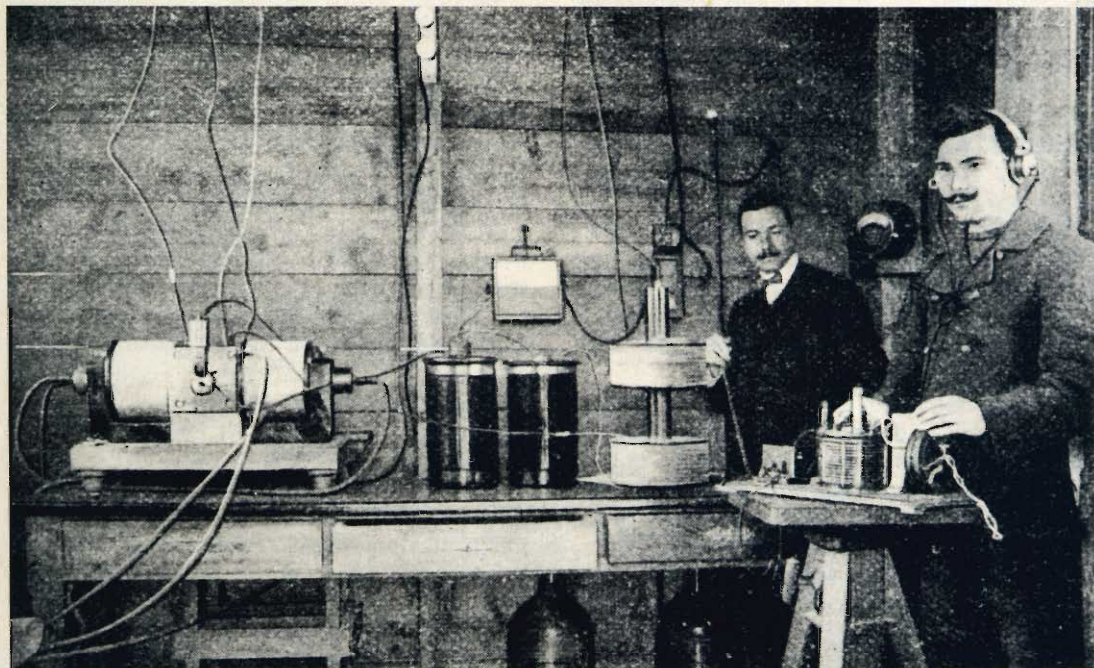


Fig. 5 - Cabina della stazione radiotelefonica di Monte Mario (1909), durante le prove di trasmissione a distanza.

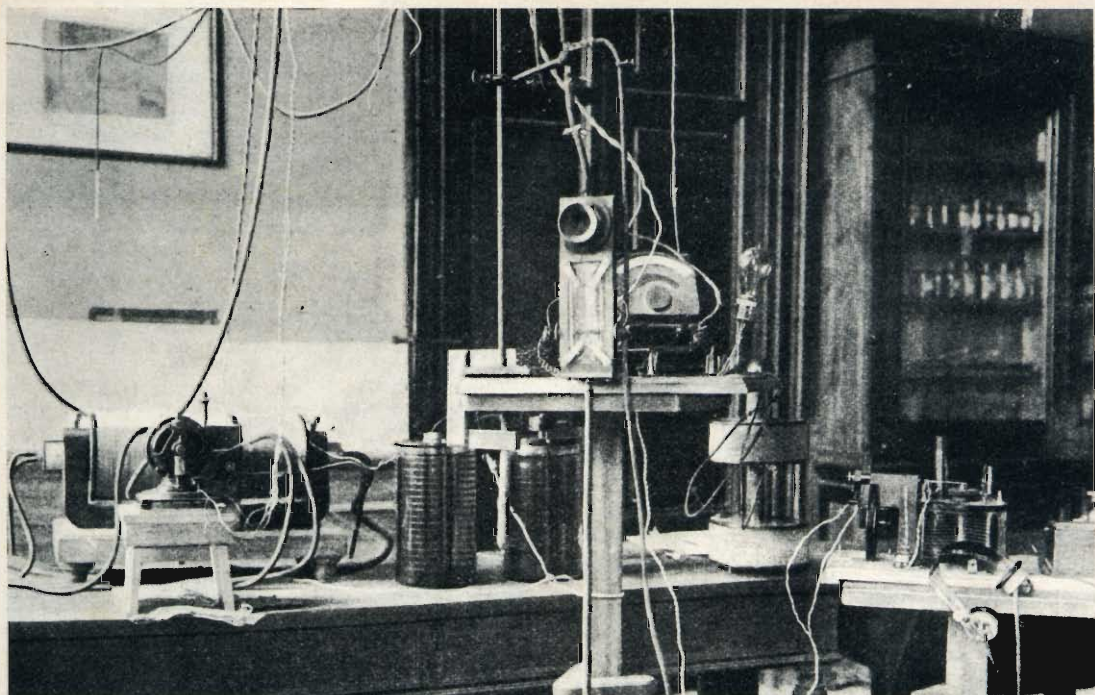


Fig. 6 - Il microfono idraulico del prof. Q. Majorana e gli altri strumenti di trasmissione all'Istituto Superiore Postale-Telegrafico-Telefonico di Roma (1909).

far uso di tensioni altissime e di correnti di forte intensità. E piuttosto che cercare un microfono di eccezionale resistenza elettrica, capace di sopportare le tensioni più forti, immaginò un nuovo microfono, il microfono **idraulico**.

Questo microfono è costituito essenzialmente da un tubetto, dal quale esce un getto continuo di acqua leggermente acidulata con acido solforico.

Parlando davanti al microfono, le vibrazioni sonore della parola producono nel getto liquido delle contrazioni, le quali, a loro volta, determinano delle notevoli variazioni della resistenza elettrica dell'apparecchio.

Il funzionamento elettrico del microfono idraulico è dunque identico a quello dei microfoni ordinari; ne segue, come naturale conseguenza, che esso può essere applicato tanto nella telefonia ordinaria, quanto nella telefonia senza fili.

Una volta inserito dunque il microfono idraulico nel circuito dell'antenna di una stazione radiotelefonica trasmittente, per mezzo delle sue variazioni di resistenza dà luogo a sensibili variazioni d'intensità delle onde elettriche irradiate dal trasmet-

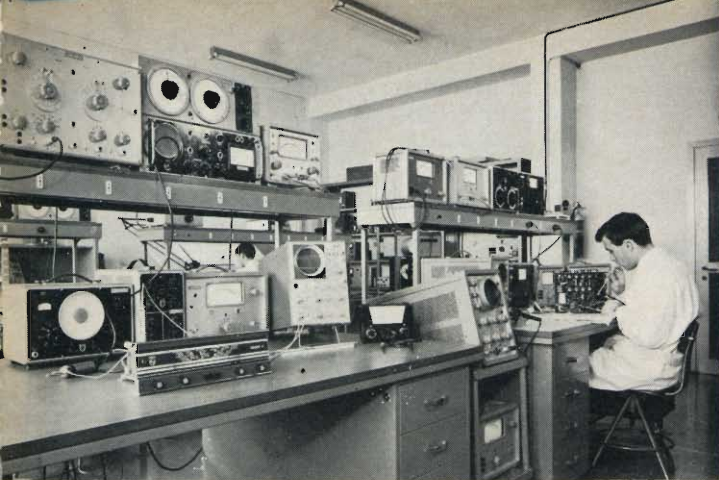
titore, e quindi dei suoni e delle parole trasmesse.

Le onde elettriche così modulate, giungendo alla stazione ricevente, producono nella membrana del ricevitore telefonico delle vibrazioni meccaniche che trasformandosi in onde sonore nell'aria circostante, permettono di udire distintamente i suoni e le parole pronunciate dinanzi al microfono trasmittente.

In tal modo il prof. Majorana è riuscito fin dal 1908 a stabilire una buona stazione radiotelefonica fra l'Istituto Superiore e la stazione radiotelegrafica militare di Monte Mario, e poi tra quest'ultima e Anzio, Ponza e Maddalena. E l'anno scorso l'egregio scienziato poté facilmente comunicare a 300 km di distanza fra la Maddalena e la stazione di Monte Mario, e poi fra questa e Trapani (circa 500 km).

La voce trasmessa da Monte Mario, fu udita con sufficiente intensità e chiarezza a Trapani, tanto che fu persino possibile di poter riconoscere le diverse persone che parlavano davanti al microfono.

Non è dunque lontano il giorno in cui la voce giungerà nitidissima oltre l'oceano (M. C.) ».



**SERVIZIO
RADIO-TV**

CONSIDERAZIONI SUI TRASFORMATORI DI BASSA FREQUENZA

di P. Soati

Sappiamo che un trasformatore consiste in un nucleo di materiale magnetico su cui sono avvolti due avvolgimenti, il primario ed il secondario, con accoppiamento il più stretto possibile, di modo che applicando una tensione al circuito primario circolerà in esso una corrente che darà luogo ad un flusso magnetico il quale induce una forza elettromotrice in ciascuno dei due avvolgimenti. Non ci dilunghiamo nel prendere in considerazione il comportamento delle tensioni e delle correnti che circolano nei due avvolgimenti essendo già stato l'argomento trattato in altra occasione, analizzeremo invece il comportamento dei trasformatori di bassa frequenza in relazione ai fenomeni di distorsione e della risposta in frequenza.

DISTORSIONE NEI TRASFORMATORI DI B.F.

Se si trascurano le perdite che sono proprie di un trasformatore, si può affer-

mare che il flusso provocato dall'applicazione di una tensione alternata al circuito primario dà luogo ad una forza elettromotrice nel primario stesso che ha un valore tale da equilibrare la tensione applicata.

Tenuto conto che questo equilibrio si deve mantenere istante per istante ne consegue che la forza contro elettromotrice del primario, e di conseguenza anche la forza elettromotrice del secondario, hanno una forma uguale a quella della tensione primaria.

Applicando al primario una tensione sinusoidale si può dimostrare che anche l'andamento del flusso magnetico assume una forma sinusoidale. Se però si tiene conto che le caratteristiche di magnetizzazione dei materiali magnetici non sono lineari desiderando ottenere un flusso sinusoidale la corrente di magnetizzazione, come indica la figura 2, anziché essere sinusoidale dovrà essere alquanto distorta. Di conseguenza quando un trasformatore è alimentato mediante una tensione

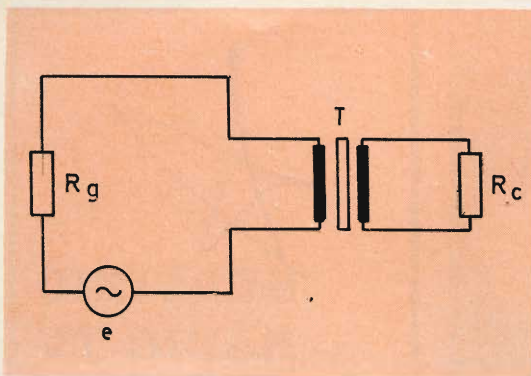


Fig. 1 - Trasformatore sotto carico. e = f.e.m. del generatore; R_g = impedenza interna del generatore; R_c = carico.

sinusoidale la tensione del secondario ha anch'essa una forma sinusoidale mentre risulta distorta la corrente assorbita a vuoto.

Se però si prendono in considerazione le resistenze degli avvolgimenti e le induttanze di dispersione, si può constatare che esse danno luogo a delle cadute di tensione, che hanno la stessa forma della corrente dalla quale sono percorsi, che, come abbiamo precisato più sopra è distorta, e di conseguenza anche la forza contro elettromotrice del primario, il flusso e la forza elettromotrice secondaria risulteranno leggermente distorte. Questo è il caso comune che si riscontra quando un trasformatore è alimentato con

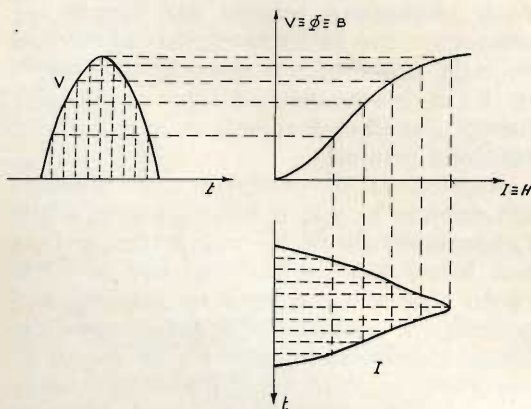


Fig. 2 - Andamento della corrente di magnetizzazione per ottenere un flusso sinusoidale.

un generatore di tensione avente una impedenza interna nulla.

Ammettiamo invece che il trasformatore sia alimentato da un generatore che presenti una elevata impedenza interna, cioè da un generatore a corrente costante, e supponiamo che la corrente erogata abbia una forma sinusoidale e che il trasformatore non sia caricato.

In queste condizioni dovendo essere la corrente di magnetizzazione sinusoidale, il flusso e la forza elettromotrice del primario e del secondario non risulteranno sinusoidali bensì distorti come è mostrato dal grafico di figura 3. In altre parole si può affermare che quando il trasformatore è alimentato da un generatore la cui impedenza interna è vicina allo zero la distorsione delle tensioni, che è dovuta alla resistenza ed alla induttanza dispersa degli avvolgimenti è trascurabile mentre se il trasformatore viene alimentato mediante un generatore avente una impedenza interna molto elevata, cioè mediante un generatore del tipo a corrente costante, la distorsione della tensione è molto elevata.

Ora se è ben vero che non è possibile ottenere dei generatori i quali presentino una impedenza nulla (e neanche infinita) è facile comprendere **che comunque la distorsione delle tensioni è tanto più elevata quanto maggiore è l'impedenza del generatore.** Da quanto abbiamo esposto se ne ricava che è sempre conveniente alimentare i trasformatori di bassa frequenza con amplificatori che abbiano una forte contoreazione di tensione i quali, come è ben noto, si comportano come dei generatori aventi una impedenza interna particolarmente bassa.

Dato che in questo caso le tensioni del primario e del secondario sono entrambe sinusoidali anche la corrente secondaria, purché il carico sia lineare, avrà tale forma.

La corrente primaria di reazione, dovendo equilibrare la forza magnetomotrice prodotta dalla corrente secondaria, avrà anch'essa una forma sinusoidale che componendosi con la corrente di magnetizzazione, che è distorta, darà luogo ad una corrente che sarà notevolmente meno distorta della corrente assorbita a

vuoto, cioè della corrente magnetizzante. Essa sarà percentualmente meno distorta quanto più bassa sarà l'impedenza del carico.

Nei casi in cui un trasformatore sia alimentato con generatore a forte impedenza interna si può rilevare che la somma delle correnti di magnetizzazione e di reazione dovrà avere una forma sinusoidale di modo che la loro distorsione sarà complementare. Se però si diminuisce l'impedenza di carico la corrente di magnetizzazione diverrà del tutto trascurabile rispetto a quella di reazione e pertanto questa avrà tendenza a diventare sinusoidale e di conseguenza, nel caso di un carico lineare, la tensione secondaria avrà una forma identica.

Pertanto caricando un trasformatore la sua distorsione diminuisce qualunque sia l'impedenza interna del generatore.

Le suddette considerazioni ci permettono di affermare che i trasformatori a vuoto distorgono maggiormente dei trasformatori caricati.

È evidente dunque che le misure di distorsione relative ai trasformatori di bassa frequenza devono essere accompagnate dal valore dell'impedenza interna del generatore che è stato utilizzato per effettuare la misura e dal carico sul quale è stato chiuso il secondario, altrimenti l'indicazione della misura è priva di qualsiasi significato.

In genere si ritiene che il carico sia quello normale di lavoro del trasformatore e l'impedenza interna sia uguale a quella del carico riportata al primario.

Qualora il generatore abbia una impedenza interna minore di quella necessaria è sufficiente aggiungere in serie al generatore stesso una impedenza avente il valore pari alla differenza tra le due impedenze mentre se invece l'impedenza interna del generatore è superiore al valore richiesto è opportuno collegare in parallelo al generatore stesso una impedenza che consenta di ottenere il valore richiesto.

In pratica l'impedenza interna di un generatore può essere stabilita caricando il generatore stesso in modo che la tensione di uscita si riduca di 6 dB, cioè diventi la metà, passando dalle condizioni a vuoto a quelle di carico. In queste con-

dizioni l'impedenza di carico sarà uguale a quella interna.

È altrettanto utile vedere come vari la distorsione in funzione del livello della tensione applicata.

Quando si varia la tensione applicata ad un trasformatore varierà naturalmente, nella identica misura, anche la forza contro elettromotrice che la deve equilibrare, e di conseguenza anche il flusso magnetico: ciò provoca una alterazione della caratteristica di magnetizzazione. È dunque evidente che in questo caso il comportamento della distorsione dipende dalla caratteristica di magnetizzazione.

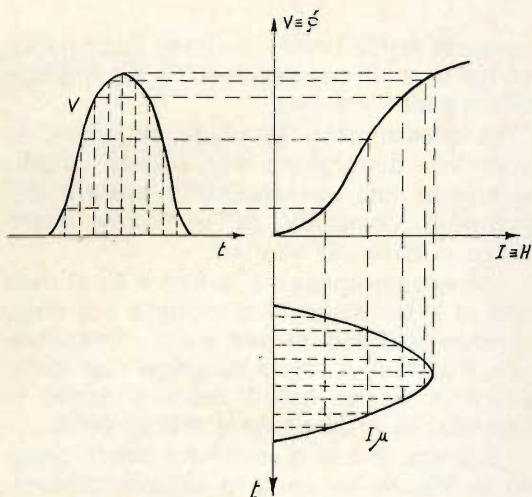


Fig. 3 - Grafico che mette in evidenza la distorsione del flusso e delle tensioni per una corrente magnetizzante sinusoidale.

A questo proposito si deve tenere presente che le caratteristiche di magnetizzazione dei materiali magnetici possono essere suddivise in tre gruppi: il primo, visibile in figura 4a, con ginocchio nella parte iniziale della curva, il secondo, figura 4b, con ginocchio nella parte superiore della curva (saturazione) ed il terzo con ambedue i ginocchi, cioè in basso ed in alto come è mostrato dalla figura 4c.

Nella curva di figura 4a si può constatare che quando i livelli sono elevati, la distorsione è poco sentita ed aumenta con il diminuire del livello perché si manifesta nel tratto curvilineo inferiore. Quando i livelli sono molto bassi si inte-

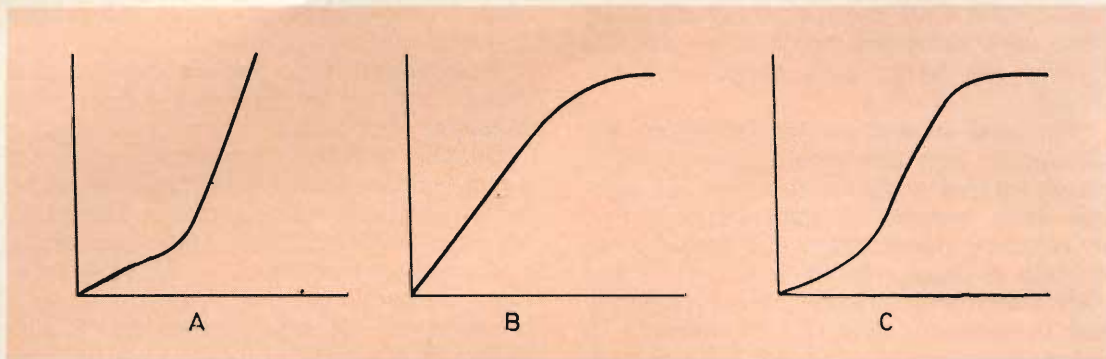


Fig. 4 - Caratteristiche di magnetizzazione dei materiali magnetici, A = con ginocchio inferiore, B = con ginocchio superiore, C = con ginocchi inferiore e superiore.

ressa la prima parte rettilinea della caratteristica e di conseguenza la distorsione diminuisce di nuovo.

In questo caso si viene ad avere la massima distorsione per i livelli medi; è questa una caratteristica propria dei materiali costituiti da permoloy, ferro dolce e materiali similari.

Per quanto concerne la figura 4b si nota che la distorsione si manifesta per saturazione nei livelli elevati e che diminuisce con il diminuire della tensione applicata; pertanto a dei livelli medi e bassi la distorsione è da ritenere trascurabile.

Si tratta di una distorsione che in genere si riesce in parte a ridurre notevolmente aumentando il numero di spire, senza però aumentare eccessivamente le induttanze di dispersione e la resistenza. In genere si riesce ad ottenere che anche con livelli molto elevati non si raggiunga il punto di saturazione della curva.

Il terzo caso, rappresentato in figura 4c è caratteristico dei materiali che danno luogo a notevoli distorsioni sia ai livelli elevati sia a quelli bassi e medi. Da quanto abbiamo esposto risulta evidente che la migliore delle caratteristiche è quella rappresentata in figura 4b che è propria del metal e di altri materiali similari.

Quest'ultima soluzione è consigliata anche dal fatto che i livelli molto elevati si hanno all'uscita degli amplificatori di potenza ed in questo caso i trasformatori possono essere alimentati con dei generatori aventi una bassa impedenza interna, cioè mediante degli amplificatori con controreazione di tensione.

Quanto abbiamo detto ci permette dunque di ampliare la definizione di distorsione di un trasformatore di bassa frequenza, precisando **che la distorsione di un trasformatore deve essere misurata per i vari livelli che interessano.**

Bisogna altresì tenere presente che lasciando invariato il livello della tensione ma aumentandone la sua frequenza si ha una riduzione proporzionale del flusso magnetico e quindi una diminuzione della corrente magnetizzante la quale come abbiamo detto è causa di distorsione.

Pertanto ne deriva che **la massima distorsione in un trasformatore di bassa frequenza si riscontra sulla frequenza più bassa** (che nel campo audio varia da 20 a 30 Hz) e che di conseguenza le misure di distorsione devono essere effettuate a tale frequenza.

RISPOSTA DI FREQUENZA DEI TRASFORMATORI DI BASSA FREQUENZA

Tutti i trasformatori di bassa frequenza, malgrado i notevoli perfezionamenti che la tecnica moderna ha consentito di apportare ai processi costruttivi, non riescono a dare una curva di risposta perfettamente uniforme su tutto il campo di frequenze udibili. I maggiori inconvenienti si riscontrano alle due estremità della gamma cioè nelle frequenze basse ed in quelle alte.

Esaminiamo brevemente il comportamento dei trasformatori di b.f. alle frequenze basse, a quelle medie ed alle frequenze alte.

Basse frequenze

Quando la frequenza acustica diminuisce il flusso magnetico, e di conseguenza la corrente magnetizzante aumenta notevolmente e quindi è tutt'altro che trascurabile nei confronti della corrente di carico.

Il circuito caratteristico in questo caso anziché quello di figura 5 (nel quale un trasformatore con carico fortemente induttivo diventa pochissimo induttivo quando è caricato con un carico ohmico), si trasforma nel circuito di figura 6.

Ammettiamo che il suddetto circuito sia alimentato da un generatore che abbia una forza elettromotrice E con una impedenza R_i e che il secondario del trasformatore sia aperto cioè con impedenza infinita. Diminuendo la frequenza aumenterà pure la corrente magnetizzante e di conseguenza si avrà una caduta della impedenza interna R_i .

In conseguenza di ciò la tensione ai capi della induttanza magnetizzante L_m e di conseguenza la tensione al secondario diminuirà rapidamente. Se l'impedenza interna R_i fosse praticamente nulla, cioè con un generatore a tensione costante, la tensione al secondario resterebbe invariata anche alle frequenze basse.

Possiamo pertanto affermare che quanto è maggiore l'impedenza interna del generatore, tanto più forte è la perdita di tensione via via che diminuisce la frequenza.

Se si carica il secondario la corrente che viene assorbita dal trasformatore è data dalla somma vettoriale della corrente assorbita dal carico e dalla corrente di magnetizzazione (cioè indipendentemente dalla frequenza).

In tal caso l'impedenza interna R_i del generatore subirà una caduta notevolmente elevata ma nello stesso tempo risulterà molto più costante al variare della frequenza; ciò per il fatto che la corrente assorbita è indipendente, almeno in massima parte, dalla frequenza.

Ne risulta perciò **che più bassa è l'impedenza del carico minori sono le perdite di tensioni che si notano passando dalla gamma delle frequenze medie a quella delle frequenze basse.**

Da notare che per impedenze di carico uguali, la perdita di tensione che si mani-

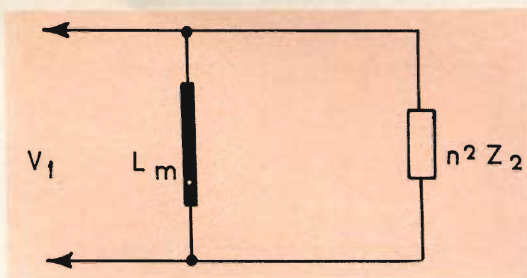


Fig. 5 - Circuito caratteristico di un trasformatore.

festa con il variare della frequenza sono tanto minori quanto minore è l'impedenza interna del generatore.

Le perdite di tensioni che si manifestano nella gamma delle frequenze basse dipendono essenzialmente dalla induttanza di magnetizzazione L_m la quale dovrà avere un valore molto elevato allo scopo di mantenere le perdite stesse nei minimi limiti possibili. Ciò significa che il primario del trasformatore dovrà essere composto da un notevole numero di spire.

L'induttanza di magnetizzazione L_m , che dipende evidentemente dalla permeabilità magnetica del nucleo, cioè dalla induzione magnetica, e di conseguenza dalla tensione applicata, pertanto la induttanza L_m , in genere diminuisce con il diminuire del livello della tensione applicata. Ciò significa **che quanto è minore il livello della tensione applicata maggiori sono le perdite della tensione secondaria, passando dalla gamma di frequenze medie a quella delle frequenze basse.**

La prova della risposta alle frequenze basse di un trasformatore dovrà perciò essere effettuata con il trasformatore stesso caricato alla sua impedenza di carico e alimentato mediante un generatore che abbia una impedenza interna

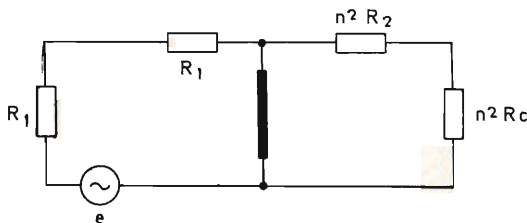


Fig. 6 - Equivalente di un circuito di trasformatore soggetto a delle frequenze basse.

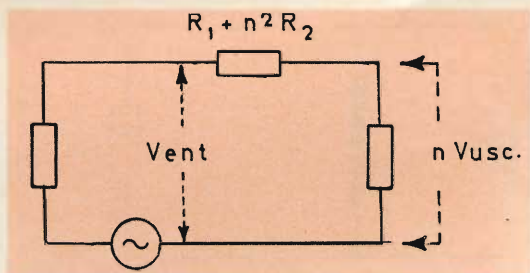


Fig. 7 - Equivalente del circuito di un trasformatore funzionante sulle frequenze medie.

uguale all'impedenza di carico riportata al primario.

Questa prova viene definita « a forza elettromotrice costante ». Durante la prova il livello della tensione di alimentazione dovrà essere il più basso al quale il trasformatore dovrà lavorare.

Frequenze medie

La gamma delle frequenze medie, è quella in cui un trasformatore dà la migliore risposta.

Infatti alle frequenze medie l'induttanza di magnetizzazione L_m ha una reattanza così elevata che la corrente di magnetizzazione è praticamente trascurabile rispetto a quella assorbita dal carico. Pertanto il circuito illustrato in figura 5 si trasforma in quello di figura 7 nel quale si è tenuto conto anche delle perdite.

In un circuito del genere la sola perdita di tensione, a parte il rapporto di trasformazione, è dovuta alla caduta di tensione provocata dalla resistenza ohmica degli avvolgimenti.

Siccome questa caduta è indipendente dalla frequenza, essa non ha alcuna influenza sulla risposta delle frequenze medie (tale caduta in effetti ha una note-

vole importanza sulle perdite effettive del trasformatore su tutta la gamma delle frequenze).

Frequenze alte

Quando la frequenza in un trasformatore aumenta la corrente magnetizzante assume un valore del tutto trascurabile e quindi l'induttanza di magnetizzazione L_m può essere eliminata dal circuito equivalente. Inoltre la porzione del flusso magnetico, che è prodotto dall'avvolgimento primario (che non è concatenata con il secondario (che malgrado l'accoppiamento fra i due avvolgimenti sia il più stretto possibile non è mai nulla) non costituisce utilità alcuna per il trasformatore ed è perciò rappresentata come una induttanza di dispersione L_d' , messa in serie al circuito; essa alle frequenze alte presenta una reattanza di notevole valore.

Anche la parte di flusso che è prodotto dalla corrente secondaria e che non si concatena con il circuito primario rappresenta una induttanza di dispersione in serie, e nello schema è indicata con la lettera L_d'' .

Le capacità che si formano tra spira e spira e tra gli strati dell'avvolgimento provocano a loro volta delle correnti di natura capacitiva che diventano piuttosto sensibili alle frequenze alte.

Nello schema le suddette capacità distribuite negli avvolgimenti sono rappresentate dalle due capacità C_s e C_{ss} , messe in derivazione ai due avvolgimenti.

Il circuito che equivale ad un trasformatore relativo alle frequenze alte è rappresentato in figura 8.

Se, considerando il comportamento del trasformatore a vuoto, supponiamo che l'impedenza interna del generatore R_g sia uguale a zero si avrà una frequenza alla

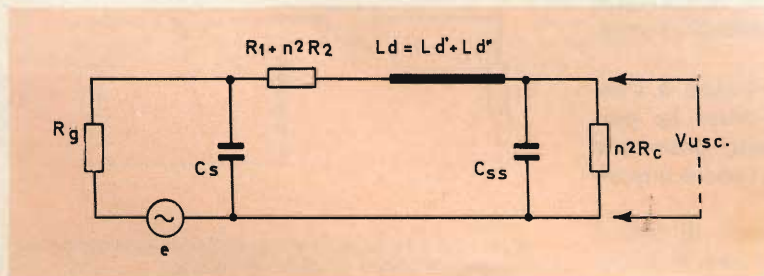


Fig. 8 - Equivalente del circuito di un trasformatore funzionante nella gamma delle frequenze alte.

REVOX

LA REALTÀ DEL SUONO

Suono: la dimensione della realtà in cui più fitto si intreccia l'intimo dialogare di esseri e cose.

Suono possente, delicato, armonioso, lacerante, confuso, cristallino, suono che genera sensazioni ed emozioni personali, segrete.

Suono modulato da infinite sfumature essenziali,

che soltanto una tecnica di altissimo livello può riprodurre con perfezione assoluta.

Tecnica degli apparati Revox, trasparenti al suono.

Registratore stereofonico professionale a 2 o 4 piste Revox A77

Amplificatore stereofonico Hi-Fi 40+40 W sinus. -75+75 W di picco Revox A50

Sintonizzatore stereofonico FM Revox A76

Radiatori acustici Hi-Fi Revox da 15 a 40 W

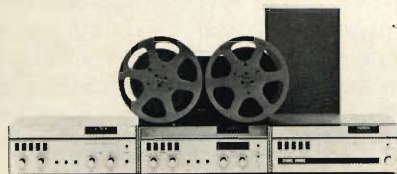
Microfono cardioide dinamico a bobina mobile Revox 3400

Presentati e garantiti in Italia da:



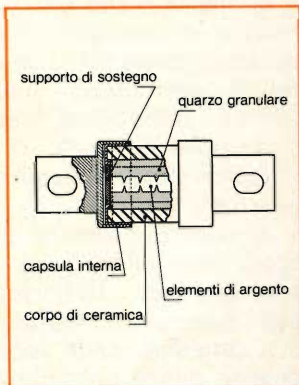
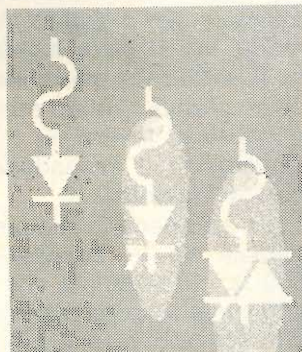
SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.

Sede, direzione generale e uffici: 20149 Milano - p.le Zavattari, 12



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

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



Fusibili indicatori a scatto - Tipi: I 700 e I 1000

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



INTERNATIONAL RECTIFIER
 CORPORATION ITALIANA S.p.A.

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

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

Esiste perciò un valore della resistenza di carico che consente di raggiungere un compromesso fra i due casi suddetti e per il quale la risposta è la più lineare possibile: si tratta del valore sul quale dovrà essere caricato il trasformatore.

Ciò ci permette di affermare che in un trasformatore di bassa frequenza non è sufficiente preoccuparsi di segnalare il rapporto di alimentazione, come si fa ad esempio per i trasformatori di alimentazione, ma si deve dichiarare con esattezza il carico sul quale esso dovrà lavorare.

In pratica viene specificato il carico normale di lavoro ed il carico del primario quando il secondario è sottoposto al carico suddetto.

Se ad esempio diciamo che un trasformatore ha le caratteristiche di 25.000-500 Ω , ciò significa che il carico normale che deve essere applicato al secondario allo scopo di ottenere la migliore risposta è di 500 Ω e che una volta che il trasformatore è collegato a questo carico dal primario viene visto un carico di 25.000 Ω . Se il secondario venisse caricato su 250 Ω , l'impedenza vista dal primario risulterebbe di 12.500 Ω e si avrebbe una notevole perdita di tensione alle frequenze alte.

Possiamo pertanto concludere queste brevi note affermando che un trasformatore che non sia caricato è soggetto ad una distorsione molto elevata e che la sua tensione cade rapidamente alle frequenze basse ed aumenta eccessivamente alle frequenze alte. Un trasformatore la cui resistenza di carico sia troppo elevata (cioè un trasformatore eccessivamente caricato) subisce una notevole perdita alle frequenze alte anche se in queste condizioni migliorano tanto le distorsioni quanto la risposta alle frequenze basse.

Inoltre un trasformatore se viene lasciato a circuito aperto, o comunque poco caricato, quando è eccitato in modo brusco dà luogo a delle oscillazioni, alle frequenze di risonanza delle induttanze di dispersione con la capacità degli avvolgimenti, provocando delle notevoli alterazioni dei segnali acustici. La resistenza di carico normale infatti deve essere tale da smorzare nel modo più assoluto le oscillazioni di questo genere.

Per quanto concerne la resistenza interna del generatore equivalente si nota che un trasformatore alimentato da un generatore con elevata impedenza interna oltre a distorcere, ha una pessima risposta alle frequenze basse e di conseguenza non è da usare anche se la risposta alle frequenze alte è buona.

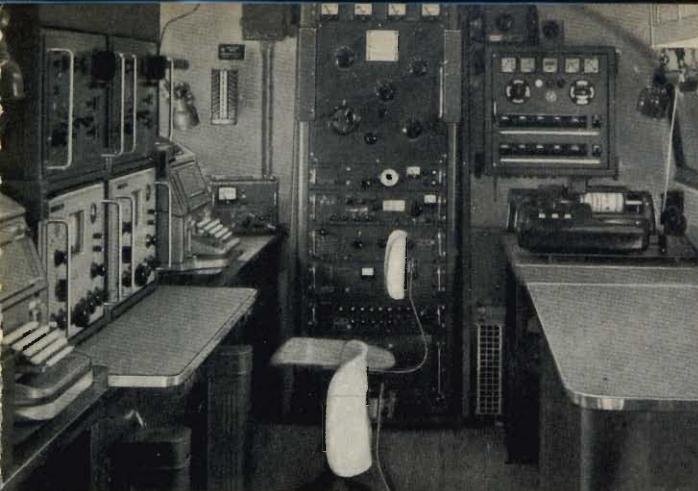
Un'alimentazione a tensione costante, per lo meno il più possibile, consente invece di ottenere una buona risposta anche alle frequenze più alte.

Un trasformatore subisce delle distorsioni che sono differenti ai vari livelli. In genere la caratteristica di magnetizzazione, che è dovuta al numero delle spire, viene adattata al livello al quale il trasformatore dovrà essere normalmente sottoposto. Si possono perciò avere dei trasformatori, come ad esempio quelli di entrata, che sono adatti a lavorare a livelli deboli ed altri trasformatori, come quelli di uscita, adatti a lavorare con livelli alti.

Un ultimo avvertimento deve essere necessariamente dato sul modo di misurare la distorsione la quale dovrà essere controllata mediante un generatore del tipo a bassa distorsione, con impedenza di uscita identica a quella normale di lavoro del primario. Il trasformatore dovrà essere caricato al secondario per il valore nominale del carico, e si prenderà in considerazione la frequenza più bassa prevista dalle caratteristiche del trasformatore stesso (20,25 o 30 Hz). Il livello sarà scelto in modo da corrispondere a quello normale di lavoro: se il trasformatore dovrà lavorare su differenti livelli le prove saranno effettuate su ciascuno di essi.

La risposta alle frequenze elevate si eseguirà a tensione costante, cioè mantenendo costante la tensione del generatore che è applicata al primario. Il secondario dovrà essere caricato sul normale carico di lavoro, tenendo presente che non ha alcuna importanza il livello al quale il controllo viene effettuato.

Per controllare che non si abbiano delle oscillazioni parassite si può applicare al primario una tensione a 1.000 Hz avente forma rettangolare con un livello molto elevato e controllando la forma d'onda all'oscillografo quando il secondario è normalmente caricato.



RADIO AMATORI

GENERATORE DI SEGNALI MORSE A TRANSISTORI

di W. W. Diefenbach

Si tratta di un generatore RC capace di dare segnali con frequenze comprese tra 600 e 1.000 Hz. L'amplificazione di questi segnali è effettuata in tre stadi successivi. La potenza di uscita è 1 W. Questo generatore è trasportabile in quanto funziona con due batterie piatte da 9 V.

Un generatore di segnali Morse a transistori ha il vantaggio rispetto ad un analogo generatore a valvole, di essere facilmente trasportabile e di poter essere usato in qualsiasi luogo. Questo pregio sarà molto apprezzato da tutti coloro che desiderano esercitarsi sull'alfabeto Morse. Il generatore descritto oltre che con il suo altoparlante può lavorare con un altoparlante esterno e con cuffia. In quest'ultimo caso, a causa della notevole potenza di cui è capace, è possibile l'inserimento contemporaneo di più di una cuffia.

Descrizione del circuito

In figura 1 è riportato lo schema elettrico. Come oscillatore viene impiegato

un tipo a resistenza e capacità (RC); la rete sfasatrice è formata dai componenti C_3 , C_4 , C_5 , R_1 , R_2 , P_1 .

Il tasto-Morse è inserito nel circuito di emettitore. L'inserzione del tasto in questa parte del circuito evita di sentire in altoparlante il click « meccanico » dei contatti del tasto. Il condensatore C_2 sull'emettitore di T_1 ha un valore di capacità basso in quanto diversamente avremo tempi di innesco e di disinnesco del generatore troppo lunghi. Per avere una interruzione « dolce » della **nota** (segnale Morse) si è diviso in due (R_3 , R_4) il resistore di emettitore e si è parzialmente disaccoppiato. Il potenziometro semifisso R_6 da 25 k Ω permette di regolare il punto

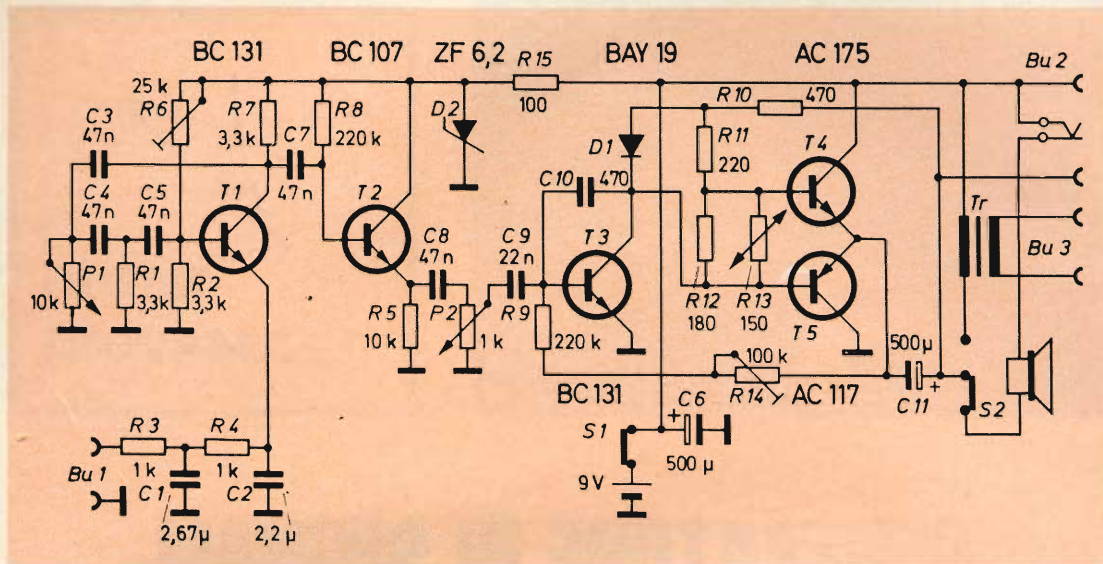


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore di segnali Morse a transistori. Il condensatore elettrolitico C_{11} ha una tensione di lavoro 30-35 V mentre il condensatore C_6 lavora con una tensione di 15 V. I resistori sono da 0,5 W. I termistori NTC sono del tipo « K11 » (Siemens). I diodi BAY 19 e ZF 6,2 sono Intermetall, mentre i transistori BC 107 A, 2 x BC 131 C, AC 117, AC 175 sono Telefunken.

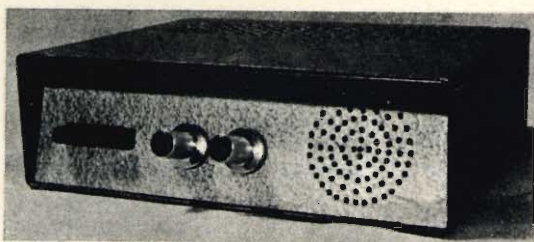


Fig. 2 - Il generatore visto dalla parte anteriore.

di lavoro del transistor T_1 (un BC131). La frequenza dei segnali Morse viene invece variata da 600 Hz a 1.000 Hz mediante il potenziometro P_1 da 10 k Ω .

Variando i valori dei condensatori C_3 ,

C_4 e C_5 è possibile ottenere anche altri valori di frequenza per il segnale Morse.

Il generatore RC descritto produce un segnale sinusoidale quasi perfetto che viene prelevato dal condensatore di accoppiamento C_7 da 47 nF. Per fare in maniera che l'uscita del generatore non venga caricata dal successivo amplificatore di bassa frequenza si è provveduto ad inserire uno stadio separatore (Buffer) costituito dal transistor T_2 (BC107). Questo transistor è montato in un circuito emitter-follower (collettore comune). Questo stadio è stato dimensionato in maniera da poter ricevere al suo ingresso segnali di notevole ampiezza senza cor-

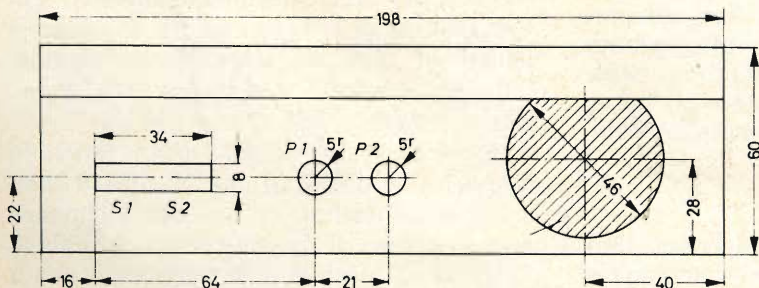


Fig. 3 - Come deve essere forato il pannello anteriore.

rere il pericolo che esso possa essere sovraccaricato. L'amplificazione di tensione di questo stadio è 1. Il segnale viene prelevato da questo stadio mediante il condensatore C_8 da 47 nF e applicato al potenziometro P_2 da 1 k Ω . Il potenziometro P_2 serve da regolatore di volume.

La tensione di alimentazione dell'oscillatore (T_1) e dello stadio separatore (T_2) viene stabilizzata dal diodo zener D_2 . In questa maniera, la frequenza di oscillazione rimane invariata anche se la tensione della batteria scende al valore di 7 V. Il segnale viene prelevato dal cursore del potenziometro P_2 (regolatore del volume) mediante il condensatore C_9 da 22 nF e successivamente applicato alla base del transistor T_3 (BC 131). Quest'ultimo stadio pilota lo stadio finale dove sono montati due transistori AC 175 (T_4, T_5). Lo stadio pilota (T_3) possiede un circuito di contoreazione costituito dal semplice condensatore C_{10} da 470 pF collegato tra collettore e base; questo circuito di contoreazione è efficace alle frequenze elevate.

Lo stadio finale, costituito da T_4 e T_5 , è a simmetria complementare. Esso è, cioè, formato da un transistor PNP e da un transistor NPN. Per fare in maniera che lo stadio finale a simmetria complementare possa lavorare egregiamente anche quando la tensione della batteria si discosta dal valore nominale è necessario che il punto di lavoro del transistor pilota possa seguire le variazioni della suddetta tensione. Ciò si ottiene regolando il punto di lavoro del transistor T_3 mediante il potenziometro semifisso R_{14} da 100 k Ω .

Contemporaneamente, inoltre, mediante R_9 e R_{14} viene ottenuta una buona stabilizzazione della corrente di collettore dello stadio pilota nei confronti della variazione della temperatura. Le tensioni di polarizzazione base-emettitore dei transistori finali, che lavorano in un circuito con collettore comune, vengono prelevate da un partitore formato dai resistori $R_{10}, R_{11}, R_{12}, R_{13}$. In parallelo a questo partitore di tensione è inserito il diodo stabilizzatore D_1 (BAY 19) che lavora in senso diretto. Tutto questo circuito parallelo si trova nel circuito del collettore del transistor pilota T_3 . Il termistore R_{13} da 150 Ω provvede a stabilizzare le correnti di riposo

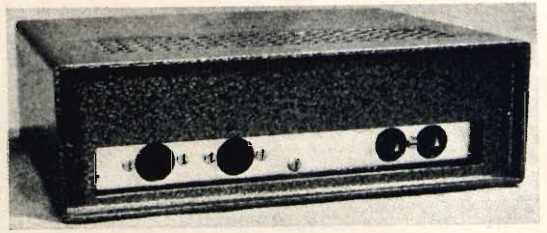


Fig. 4 - Come si presenta il generatore visto dalla parte posteriore.

di collettore dei transistori finali T_4 e T_5 nei confronti delle variazioni della temperatura. Attraverso il condensatore C_{11} da 500 μ F, il segnale di bassa frequenza viene applicato all'altoparlante.

Il condensatore C_6 da 500 μ F impedisce che l'amplificatore produca l'oscillazione caratteristica di bassa frequenza (motorboating) nel caso in cui la tensione della batteria dovesse scendere a valori molto bassi. Bisogna fare in maniera che quando si inserisce un altoparlante esterno nella presa Bu_2 venga contemporaneamente escluso l'altoparlante incorporato nell'amplificatore. Volendo collegare all'uscita dell'amplificatore una o più cuffie è necessario inserire il trasformatore BF (T_7) e disinserire l'altoparlante incorporato. Le cuffie dovranno essere collegate ai terminali Bu_3 mentre il tasto Morse dovrà essere collegato in corrispondenza dei morsetti di Bu_1 .

Realizzazione pratica del generatore

Come indicato nelle figure 2 e 3, a sinistra del pannello frontale si trovano l'interruttore S_1 e il commutatore S_2 per l'inserimento cuffia/altoparlante. Successivamente abbiamo il potenziometro P_1 che, come abbiamo visto, serve a regolare la **frequenza** del segnale e il potenziometro

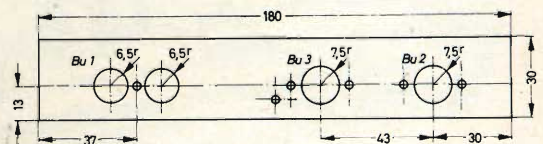


Fig. 5 - Foratura del pannello posteriore per la sistemazione delle bocche di collegamento.

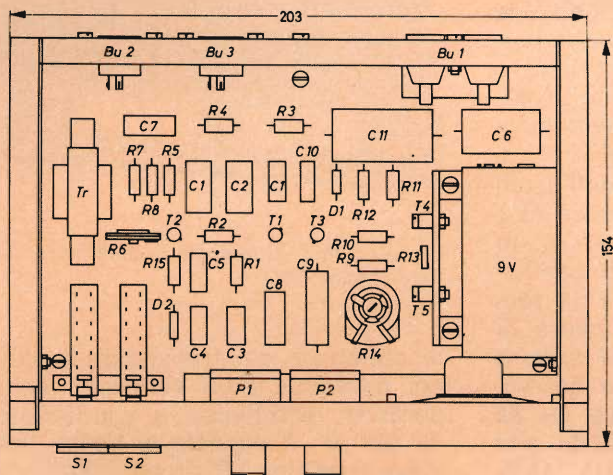


Fig. 6 - Disposizione topografica dei vari componenti sulla piastrina di resopal.

P_2 che serve invece a regolare il **volume** del segnale. L'altoparlante si trova a destra sempre sul pannello frontale. In figura 4 è riportato il pannello posteriore del generatore dove, come risulta dalla figura 5, si trovano disposti nell'ordine: l'ingresso per l'inserimento del tasto Morse (Bu_1), l'ingresso per il collegamento delle cuffie (Bu_3) ed infine l'ingresso per il collegamento di un altoparlante esterno (Bu_2).

Nel telaio è stata impiegata (figure 6 e 7) una piastrina bianca (175 x 125 mm)

di resopal a doppio strato. In questa piastrina vengono praticati fori con diametro di 1 mm secondo la disposizione riportata in figura 6; in questi fori vengono inseriti i terminali dei vari componenti; nel retro, questi terminali vengono ripiegati e collegati in maniera da completare il circuito senza correre il pericolo di eventuali incroci e cortocircuiti. I transistori finali T_4 e T_5 debbono essere montati su una piastrina di alluminio con funzione di radiatore vicino alla batteria da 9 V, come indicato nelle figure 6 e 7. La piastrina

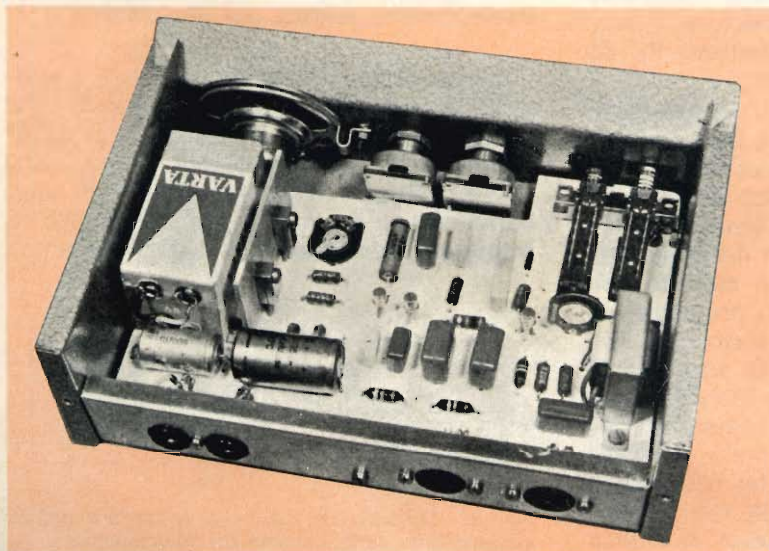


Fig. 7 - Fotografia del generatore di segnali Morse a transistori.

con funzione di radiatore è costituita da alluminio nudo da 2 mm. Essa deve avere una superficie minima di 16 cm². Viene ripiegata ad L e fissata sulla piastrina di resopal.

Messa in funzione e taratura

Prima di collegare la tensione di alimentazione è opportuno ricontrollare il circuito elettrico. Successivamente mediante un oscilloscopio si regolerà il potenziometro semifisso del generatore RC in maniera da ottenere un'onda sinusoidale più perfetta possibile. La corrente di riposo dello stadio finale va da 7 a 8 mA; sul collettore del transistor pilota si trova un valore corrispondente a circa **metà** della tensione della batteria. La tensione di emettitore dei due transistori finali è più elevata di circa 0,15 V della tensione della base ed ha il valore quindi di 4,65 V. Mediante il potenziometro semifisso R₁₄ si regola lo stadio finale in maniera che anche in condizioni di massimo

pilotaggio non avvenga la « tosatura » dell'onda sinusoidale; per questo controllo è raccomandabile l'impiego di un oscilloscopio.

Dati caratteristici del generatore di segnali Morse

Oscillatore: tipo RC
 Frequenza: regolabile da 600 a 1.000 Hz
 Amplificatori BF: a tre stadi
 Volume: regolabile in maniera continua
 Potenza di uscita BF: 1 W
 Uscite:
 a bassa impedenza per 2 altoparlanti
 ad alta impedenza per ascolto in cuffia
 Assorbimento di corrente:
 13 mA a vuoto
 150 mA a pieno pilotaggio
 Alimentazione: batteria da 9 V
 Componenti attivi: 2 x BC 131, BC 107, AC 117, AC 175, BAY 19, ZF 6,2
 Dimensioni: 203 x 154 x 63 mm
 Peso: 1,9 kg compresa la batteria.

POTENZIOMETRI PER TELEVISIONE A COLORI

SEMIFFISSO A FILO PER CIRCUITO DI CONVERGENZA

Dissipazione a 40 °C: RS 29 da 2 W; RS 39 da 3 W.
 Gamma di temperatura: da -10 °C a +70 °C.
 Valori: da 2,2 Ω a 10 kΩ.
 Presa intermedia.
 Lunghezza albero: 43,5 mm - 58,5 mm - 64 mm.



RS 29 RS 39



RS 29 (N 6)
RS 39 (N 6)



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

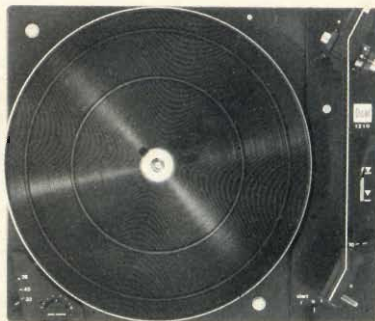
Giradischi Chassis

Giradischi Automatici Chassis Hi-Fi

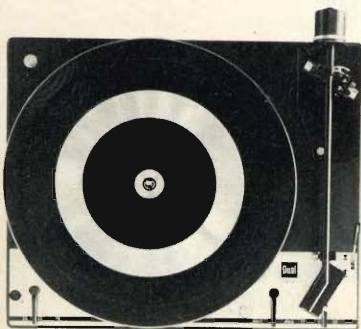
Dual



DUAL 420 - Giradischi semiautomatico, adatto alla riproduzione di tutti i dischi microsolco e stereo. Braccio completamente metallico, bilanciabile a molla, con cartuccia completamente stereo. Pressione di lettura regolabile in modo continuo da 0 a 5,5 p. Dispositivo alzabraccio. Alimentazione a c.a. 110/220 V, 50 o 60 Hz. Velocità: 33.1/3 e 45 g/min. Dimensioni: 280 x 205 mm.



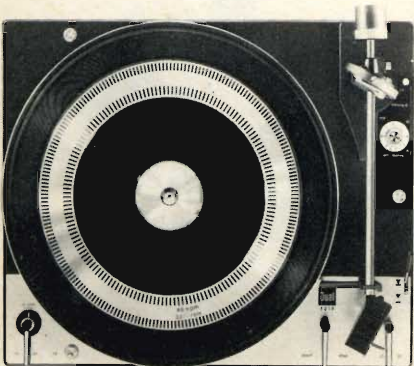
DUAL 1210 - Giradischi universale con automatismo per il cambio automatico di dischi di ogni tipo e dimensione. Braccio completamente metallico, bilanciabile a molla, con cartuccia ceramica stereo CDS 650. Pressione di lettura regolabile in modo continuo da 0 a 5,5 p. Dispositivo sollevabraccio. Regolazione fine di velocità. Motore asincrono. Alimentazione a c.a. 110/220 V, 50 o 60 Hz. Velocità: 33.1/3, 45 e 78 g/min. Dimensioni: 329 x 274 mm.



DUAL 1215 - Giradischi Hi-Fi automatico con dispositivo cambiadischi impiegato negli apparecchi Dual CS 20, HS 40, HS 40 W e KA 20. Braccio completamente metallico, bilanciabile con contrappeso. Pressione di lettura regolabile in modo continuo da 0 a 5,5 p, accoppiata al dispositivo antiskating. Dispositivo alzabraccio. Regolazione fine di velocità. Motore asincrono. Alimentazione a c.a. 110/220 V, 50 o 60 Hz. Velocità: 33.1/3, 45 e 78 g/min. Dimensioni: 329 x 274 mm.



DUAL 1209 - Giradischi automatico Hi-Fi. Braccio completamente metallico con testina sfilabile per l'applicazione di cartucce aventi il sistema di fissaggio standard da 1/2". Contrappeso ammortizzato per il bilanciamento del braccio. Dispositivo sollevabraccio. Pressione di lettura regolabile in modo continuo da 0 a 5,5 p. Dispositivo antiskating, con scale separate per puntine coniche e puntine ellittiche. Regolazione fine di velocità. Motore sincrono, alimentazione a c.a. 110/220 V, 50 o 60 Hz. Velocità: 33.1/3, 45 e 78 g/min. Dimensioni: 329 x 274 mm. **DUAL 1209** con cartuccia magnetica o senza cartuccia.



DUAL 1219 - Giradischi automatico Hi-Fi professionale. Braccio extralungo su sospensione cardanica. Testina sfilabile per l'applicazione di cartucce aventi il sistema di fissaggio standard da 1/2". Contrappeso ammortizzato per il bilanciamento del braccio. Pressione di lettura regolabile in modo continuo da 0 a 5,5 p. Dispositivo sollevabraccio. Dispositivo antiskating su scale separate per puntine coniche e puntine ellittiche. Mode-Selector per il mantenimento dell'angolo di lettura verticale. Regolazione fine di velocità. Motore sincrono Dual. Alimentazione a c.a. 110/220 V, 50 - 60 Hz. Velocità: 33.1/3, 45 e 78 g/min. Dimensioni: 376 x 308 mm. Il Dual 1219 è fornibile con o senza cartuccia magnetica. Per il montaggio sono disponibili mobiletti CK 20 e coperchi CH 20.



DUAL HS 25 - Fonogruppo stereo da abbinarsi al giradischi Dual 420 con cartuccia ceramica CDS 650. Amplificatore bicanale a transistor con potenza di uscita di 6 W per canale. Due diffusori con altoparlante a larga banda da 6 W. Presa di collegamento per registratore e tuner. Alimentazione a c.a. 110/240 V. Mobile in legno color noce, mascherina in profilato metallico. Dimensioni: Amplificatore con coperchio 356 x 195 x 320 mm. Diffusori 195 x 300 x 130 mm ciascuno.



DUAL HS 36 - Fonogruppo stereo con cambiadischi Dual 1210 e cartuccia ceramica CDS 650. Amplificatore bicanale a transistor con potenza di uscita di 6 W per canale. Due diffusori con un altoparlante a larga banda da 6 W. Commutatore di ingresso per fono, tuner e registratore. Alimentazione a c.a. 110/240 V. Mobile in legno color noce, mascherina in profilato di alluminio. Dimensioni: Amplificatore con coperchio 356 x 195 x 320 mm. Diffusori 195 x 300 x 130 mm ciascuno.

DUAL HS 36 W - Come il tipo HS 36, ma in legno laccato bianco.



DUAL HS 40 - Fonogruppo stereo con giradischi automatico Hi-Fi Dual 1215 e cartuccia ceramica CDS 700. Amplificatore bicanale a transistor con potenza d'uscita di 6 W per canale. Due diffusori acustici con un altoparlante a doppio cono a larga banda da 10 W. Commutatore di ingressi per fono, tuner e registratore. Alimentazione a c.a. 110/240 V. Mobile in legno color noce, mascherina in profilato di alluminio. Dimensioni: Amplificatore con coperchio 420 x 204 x 377 mm. Diffusori 230 x 363 x 162 mm ciascuno.

DUAL HS 40 W - Come il tipo HS 40, ma con mobile in legno laccato bianco.



DUAL HS 50 - Impianto stereo Hi-Fi con giradischi cambiadischi automatico Hi-Fi Dual 1209. Cartuccia magnetica Shure M 71 MB-D. Amplificatore Hi-Fi bicanale e transistor con potenza di uscita di 12 W per canale. Due diffusori Hi-Fi con 1 altoparlante per toni alti ed 1 altoparlante per toni bassi. Commutatore di ingresso per fono, tuner e registratore. Regolazione di volume con commutazione fisiologico/lineare. Mobile in legno color noce con mascherina in profilato metallico. Dimensioni: Amplificatore con coperchio 420 x 255 x 377 mm. Diffusori 230 x 363 x 162 mm ciascuno.

Rappresentante e Concessionaria Esclusiva per l'Italia

Rapit S.R.L. - Milano VIA S. GREGORIO, 45 - TEL. 652.220

LA SCRIVANIA DELLO ZIO



IN CORPORE VILI

Dire bene o male dei medici è uno dei passatempi che la gente comune si concede. E badate bene: il medico è sempre bersaglio o di elogi sperticati o di vituperosi insulti. L'umore della gente è mutevolissimo fra i due poli estremi della polvere e dell'altare. È un chiaro segno della tensione psicologica di fuga dal grigiore dell'uniformità. Questo atteggiamento, tipicamente umano, è il seme che ha ramificato con abbondanza nel costume, nella convivenza, nel folclore, nell'arte, persino nella religione. La mediocrità è fastidiosa e non desta interesse. Solamente l'angelo e il diavolo sono, ognuno a modo suo, attraenti. Anche Dante si esprime in questo senso parlando degli ignavi: « Misericordia e giustizia li sdegnano / Non ragioniam di lor ma guarda e passa ».

Dunque, per tornare all'inizio e stando alle premesse, provate a interrogare i vostri amici e conoscenti sui loro rispettivi medici, oppure interrogate voi stessi. La risposta non può essere che una delle due: « Il mio medico è un'arca di scienza » oppure: « Devo cambiarlo perché non capisce niente ». Nulla è più facile che le due risposte, date da persone diverse, riguardino lo stesso medico. Dal che si nota come i giudizi sono terribilmente soggettivi.

Non esiste la risposta: « Il mio medico è così così ».

Molière, come si sa, trovò un filone ricchissimo per le sue commedie nella canzonatura dei dottori i quali, secondo lui, erano bravi a parlare latino ma curavano qualunque malanno solamente con salassi e clisteri. Ai suoi tempi ciò era abbastanza vero.

Il garbato poeta vicentino Arnaldo Fusinato (Schio 1817-1888) vide in una dimensione più realistica la sorte del medico, pur abbandonandosi a considerazioni amare camuffate da facezie. In un componimento poetico, intitolato « Il Medico Condotto » il Fusinato si esprime così: « Se tu guarisci qualche ammalato / È Maria Vergine che l'ha salvato / Ma per disgrazia s'egli ti muore / T'urlano dietro: — Can d'un dottore! — ».

Quale causa prima avrà fatto insorgere codesti multiformi sentimenti verso i dottori? Si potrebbe dire che anche i dottori, essendo uomini, sono soggetti come tutti all'errore. E poiché nel giudicare i nostri simili siamo portati a ingigantire ciò che è bene o male, e nell'ambito della medicina entra in gioco la vita, ecco spiegate le reazioni che non ammettono mezzi termini, che potrebbero definirsi passionali, e che si manifestano all'acme di tutti i mezzi espressivi, dal pettegolezzo all'opera d'arte.

Innegabilmente, quando accade di venire sottoposti a cure non efficaci, sembra di essere stati degradati al rango di cavia, di « corpus vile », e si impreca contro tutti i dottori da Esculapio in poi.

Il rimedio, o almeno un notevole progresso nella preparazione degli studenti in medicina, tanto per cambiare, viene offerto dall'elettronica.

Nell'Università dell'Illinois è stato messo a punto un paziente elettronico sul quale si possono compiere senza timore tutti gli esperimenti. Se « muore » basta premere un bottone e risuscita immediatamente.

La simulazione elettronica dell'ammalato si è rivelata utilissima agli scopi didattico-sperimentali. È noto infatti che il miglior modo di apprendere consiste nella « visita » al paziente, cosa che agli studenti accade assai di rado.

Ma il simulatore ricostruisce esattamente una data persona di quella data età con quella tale malattia. Lo studente viene a trovarsi di fronte a tutte le fasi del male come nella realtà e può ragionare, diagnosticare e prescrivere rimedi con tutta tranquillità. Sbagliando s'impara, e finché lo studente sbaglia coi simulatori non fa che mettere in movimento dei circuiti per mezzo dei quali appare l'avvertimento « hai sbagliato, l'ammalato è morto ».

A questo punto, lo studente preme un pulsante, e ricomincia da capo perché il « morto » risuscita. È interessante il fatto che lo studente può interrogare il simulatore, il quale dà risposte appropriate. Proprio come al capezzale.

C'erano già i computer per le diagnosi elettroniche, adesso ci sono anche gli ammalati simulati elettronicamente. Mi piacerebbe mettere uno di fronte all'altro, per vedere che cosa succede.

20.000 LEGHE SOTTO I MARI

Ho riletto, perché pubblicato in una collana settimanale, il celebre romanzo di Giulio Verne. Da ragazzo, Verne fu il mio autore accanto a Salgari. Se non ho letto tutta la produzione di questi due autori, deve mancarmi ben poco. Non leggevo i loro libri, li bevevo. Non mi divertivo solamente, mi commovevo ed esaltavo, mentre il libro spariva davanti a me e sembrava sostituito dalla scena con personaggi vivi, fra i quali io stesso ero un po' comprimario un po' spettatore.

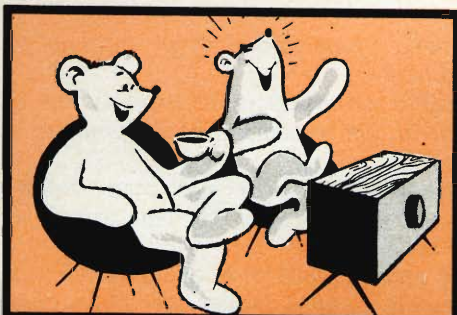
Il capitano Nemo è forse l'eroe che ho ammirato più degli altri. Se fate caso, negli eroi da romanzo tutto il bene è concentrato in una persona, tutto il male in un'altra. Nemo era il simbolo della perfezione intellettuale e morale, e tutto ciò che usciva dalla sua mente e dal suo lavoro non poteva che essere perfetto.

L'autore non pensò neppure lontanamente che al Nautilus sarebbe potuta accadere una avaria tale da farlo riposare per sempre sul fondo marino. Fuori dalla fantasia dei romanzi, questa è la dura realtà alla quale, purtroppo, abbiamo dovuto assistere molte volte, costernati ed impotenti, da quando i sottomarini solcano i mari. Ma ora c'è una buona notizia che apre le speranze ai salvataggi a grandi profondità. È stato infatti varato il DSRV, sigla di Deep Submergence Rescue Vehicule cioè Veicolo Salvataggi a Grandi Profondità, a San Diego, California, per una serie di prove in mare. Sarà pronto alla fine del 1971.

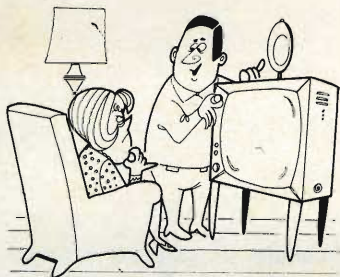
Il DSRV dispone di otto tipi diversi di scandagli acustici (sonar) per individuare il sottomarino avariato sul fondo. Le manovre più delicate di accostamento sono effettuate con speciali sonar a breve raggio e con un gruppo di riflettori e telecamere a circuito chiuso che inquadrano l'unità affondata.

Il sottomarino soccorritore va quindi ad appoggiarsi, a sovrapporsi letteralmente, a quello giacente al fondo. La sua campana ventrale aderisce perfettamente ai bordi del boccaporto costituendo un passaggio degli uomini e la loro sicura salvezza.

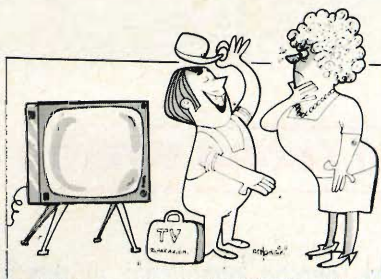
Zio Ruben



VIDEO RISATE



Su che canale preferisci addormentarti stasera, tesoro?...



Adesso è riparata alla perfezione, signora bella: sganci dieci sacchi e arriverdci alla settimana prossima!...



Non so proprio perchè sia così famoso: è la quinta volta che sbaglia bersaglio...



Un paio d'aspirine, caro commentatore, ed il "cervello" tornerà a funzionare meglio di prima!...

HiFi/Stereo Review
MARCH 1966 • 50 CENTS

Electronics

Revista Española de
Electrónica

LE HAUT-PARLEUR

radio mentor
electronicFUNK
TECHNIKe'lectronique
IndustrielleWireless World
ELECTRONICS • TELEVISION • RADIO • AUDIO

Electronics World

Radio-Electronics
50¢
M. AUG. 1966
RECEPTION • SERVICING • HIGH FIDELITY

Elektronik

Toute
l'Electronique

AUDIO

INDUSTRIAL ELECTRONICS

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

COSTRUZIONE DI UN BATELLO RADIOCOMANDATO A TRE CANALI

(Da « Le Haut-Parleur » -
N. 1252)

Numerosi lettori che si interessano di modellismo potranno certamente essere interessati alla lettura di questo articolo, che fornisce la descrizione completa delle apparecchiature necessarie per comandare il modellino di un battello.

Si tratta del peschereccio Elke, il cui modellino è una riproduzione esatta dell'originale, caratterizzata da una lunghezza di 666 mm, da una larghezza di 178 mm e da una altezza massima di circa 510 mm. La velocità è di 3,2 km/h, e la scala di riproduzione è esattamente 1/36 rispetto all'originale.

Il modellino è equipaggiato con un impianto di radiocomando a tre canali, operanti come segue: il primo canale permette il comando della propulsione, il secondo il comando della direzione, ed il terzo la manovra di un'anco-

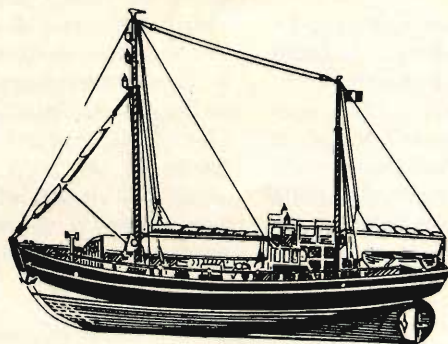
ra, che può essere abbassata e sollevata.

La propulsione viene effettuata mediante motore elettrico, che può anche funzionare in retromarcia (naturalmente a partire dalla posizione di fermo) e con un regime di 2 velocità in avanti, lenta e rapida.

Per quanto riguarda l'allestimento del modello propria-

mente detto, tutti i componenti necessari vengono forniti in una scatola di montaggio, che contiene anche tutti i disegni di realizzazione, unitamente ad un testo esplicativo assai dettagliato, scritto in quattro lingue.

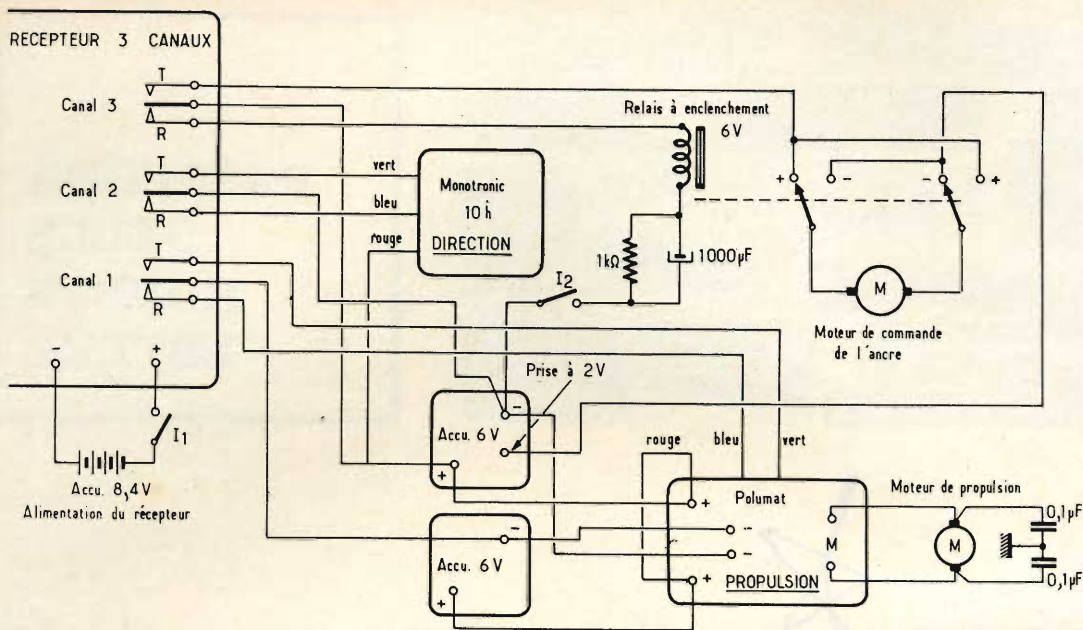
Lo scafo è realizzato in materiale plastico duro, il che evita una laboriosa costruzione. La realizzazione del bat-



tello si riduce quindi ad un lavoro di montaggio di piastrelle di legno, tutte contraddistinte da un numero di riferimento.

Per meglio rendere l'idea, riproduciamo in primo luogo l'aspetto del battello a realizzazione ultimata, e — nella

seconda figura — lo schema a blocchi dell'impianto di bordo. A sinistra si nota il ricevitore a tre canali, alimentato da un accumulatore che fornisce una tensione di 8,4 V. I contatti dei tre relè appartenenti ai tre canali vengono impiegati per controlla-



re il funzionamento del motorino di comando dell'ancora, del dispositivo « Monotronic » per il controllo della direzione, e del sistema di propulsione del tipo « Polumat ». Per l'alimentazione dei meccanismi, sono previsti altri due accumulatori ciascuno dei quali fornisce una tensione di 6 V.

La terza figura che riproduciamo rappresenta il battello visto dall'alto, e mette in evidenza la posizione del motorino per il comando dell'ancora, delle due batterie, del dispositivo di controllo della propulsione, della batteria che alimenta il ricevitore, del ri-

cevitore propriamente detto e del motorino per il controllo della direzione.

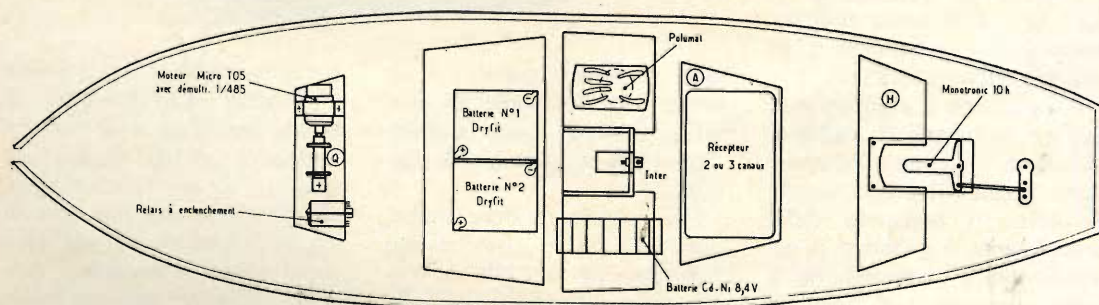
Sebbene si tratti di un articolo descrittivo, la cui lettura non è certamente sufficiente alla realizzazione del battello, vengono tuttavia forniti numerosi dettagli per quanto riguarda l'allestimento pratico, e la messa a punto dei vari meccanismi di comando. Per il radiomodellista che non è ancora abbastanza pratico in fatto di installazione di impianto di radiocomando a bordo di un battello, viene evitato il rischio di commettere errori o di riscontrare sorprese sgradevoli, in quan-

to il montaggio avviene gradatamente, passando attraverso una tappa intermedia. Sul tavolo di lavoro, si provvede infatti in primo luogo ad un montaggio provvisorio mediante collegamenti volanti, dopo di che si passa alla realizzazione definitiva.

ALIMENTATORE REGOLATORE ECONOMICO A DOPPIA POLARITÀ

(Da « Electronic Engineering » -
Marzo 1970)

L'impiego in continuo aumento dei moduli a circuito lineare, come ad esempio gli



amplificatori operazionali, i moduli di funzione ed i comparatori, ha determinato la necessità di disporre di dispositivi di alimentazione economici a doppia polarità. È indubbiamente possibile realizzare alimentatori con prestazioni soddisfacenti senza l'impiego di circuiti complessi, adottando semplicemente un paio di transistori complementari come elementi di regolazione in serie, ed alimentando gli amplificatori comparatori ed i diodi di riferimento mediante tensioni di uscita regolate.

Le prestazioni di ordine veramente elevato possono essere ottenute facilmente impiegando, come dispositivi comparatori, degli amplificatori operazionali ad alto guadagno ed a basso fattore « drift ». Ove lo si desidera, è inoltre possibile aggiungere dei circuiti di protezione contro gli aumenti improvvisi di intensità delle correnti in gioco.

In questi ultimi anni, i moduli a circuito lineare, come ad esempio i versatili amplificatori operazionali, i comparatori ed i moduli per funzioni matematiche, sono diventati assai meno costosi, e sono quindi stati usati in quantità progressivamente maggiore, per la costruzione di impianti e di apparecchiature di qualsiasi grado di intensità.

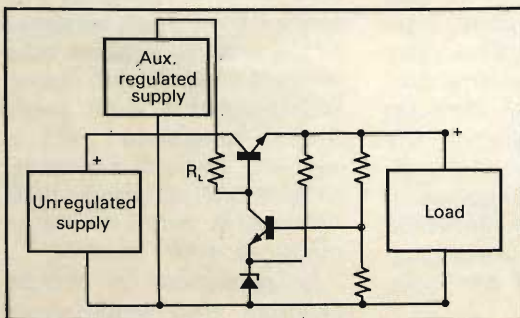
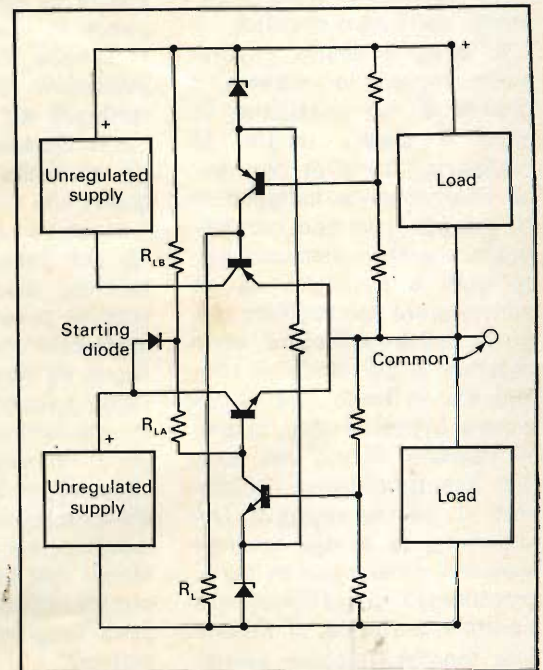
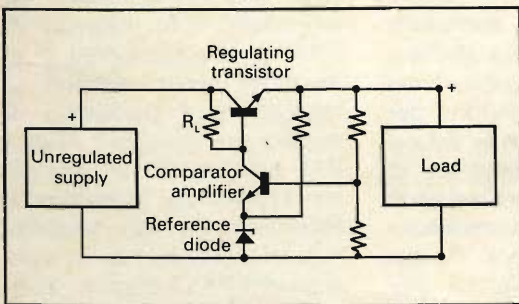
Indipendentemente da ciò, una parte vitale, sebbene spesso trascurata, di qualsiasi apparecchiatura è proprio la sezione di alimentazione; tuttavia, lo sviluppo degli alimentatori a doppia uscita ed a basso costo non ha tenuto il passo con dei moduli di diversi tipi di circuiti. Negli impianti di piccole dimensioni, il costo della sezione di alimentazione può persino risultare sproporzionato, in quanto essa può a volte costituire la parte più costosa dell'intero dispositivo.

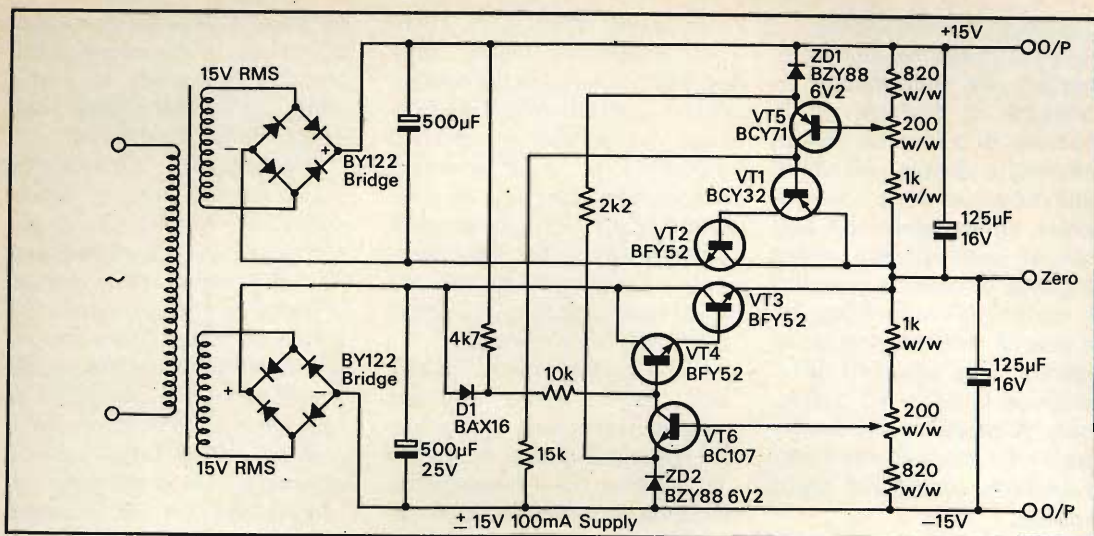
Gli alimentatori descritti nella nota che recensiamo so-

no stati sviluppati con l'idea di ridurre la complessità del circuito, e quindi il costo, senza nulla sacrificare agli effetti delle prestazioni.

Dopo questa interessante premessa, la nota si riferisce a tre diversi tipi di alimentatori, di cui riproduciamo gli schemi di principio. Il primo in alto a destra è un semplice alimentatore con regolazione in serie, nel quale si osserva un alimentatore di tipo non regolato, la cui linea positiva viene fatta passare attraverso un transistore di regolazione, un amplificatore ed un diodo di riferimento. Questi tre dispositivi sono collegati tra loro in parallelo, mentre l'elemento semiconduttore che comporta la regolazione si trova in serie tra l'alimentatore non regolato ed il carico propriamente detto.

Il secondo, in basso a sinistra, è ancora costituito da un regolatore in serie, con l'aggiunta del sistema di ali-





mentazione di un comparatore ausiliario. In questo secondo circuito, peraltro assai simile al primo, si nota semplicemente che la resistenza di carico R_L , anziché far capo al collettore del transistore di regolazione, come nel caso precedente, fa capo ad un alimentatore regolato supplementare, attraverso il quale viene modificato il funzionamento dell'intero circuito.

Il terzo, a destra, rappresenta invece lo schema a blocchi di un regolatore in serie a doppia uscita. In pratica, si tratta di due unità relativamente indipendenti, ma che lavorano contemporaneamente, ciascuna delle quali è costituita da un alimentatore non regolato, seguito dall'amplificatore comparatore e dal diodo di riferimento, in modo tale da ottenere in uscita due tensioni regolate, di cui una positiva rispetto a massa (« Common »), ed una negativa. Ovviamente, se le due tensioni vengono considerate in serie, trascurando il collegamento centrale di massa, si ottiene una tensione globale avente

un valore pari al doppio di ciascuna delle due tensioni disponibili con parità diversa.

Uno degli svantaggi di questo circuito assai semplice consiste nel fatto che una parte di qualsiasi variazione della tensione di rete originale viene trasmessa alla base del transistore di regolazione, ad opera della resistenza di carico del comparatore R_L . Questa variazione si oppone all'azione dell'amplificatore comparatore nei confronti del regolatore, per cui la variazione della tensione di uscita è maggiore di quella che si otterrebbe se si facesse uso per l'alimentazione del comparatore di una tensione invariabile. Le prestazioni possono però essere migliorate aumentando il guadagno del comparatore, inserendo appunto un alimentatore regolatore supplementare per il comparatore, come accade nel secondo circuito che abbiamo riprodotto, oppure attraverso una combinazione di questi due metodi. Entrambe queste soluzioni comportano però l'aggiunta di altri componenti.

La quarta figura che riproduciamo rappresenta il circuito elettrico completo di un alimentatore in grado di funzionare con una tensione di uscita di ± 15 V, con una corrente di 100 mA, concepito in base al principio precedentemente esposto. L'unica differenza significativa tra questo circuito e quello del terzo schema a blocchi da noi citato, è la presenza di stadi ad accoppiamento di emettitore come elementi di regolazione. I transistori di regolazione principali VT2 e VT3 sono muniti di dissipatori termici per consentire il funzionamento con temperature ambiente fino ad un massimo di 65°C . I diodi di riferimento ZD1 e ZD2 sono invece stati scelti in modo da presentare coefficienti tensione/temperatura in grado di compensare i coefficienti termici base/emettitore degli amplificatori comparatori VT5 e VT6, allo scopo di minimizzare qualsiasi variazione della tensione di uscita dovuta ad effetti di natura termica.

Le prestazioni del circuito illustrato sono soddisfacenti

NOVITA'

PRESTEL



MOD. LB 34

CENTRALINO A LARGA BANDA

Per piccoli impianti centralizzati, sino a
25 prese

Guadagno medio 26 dB

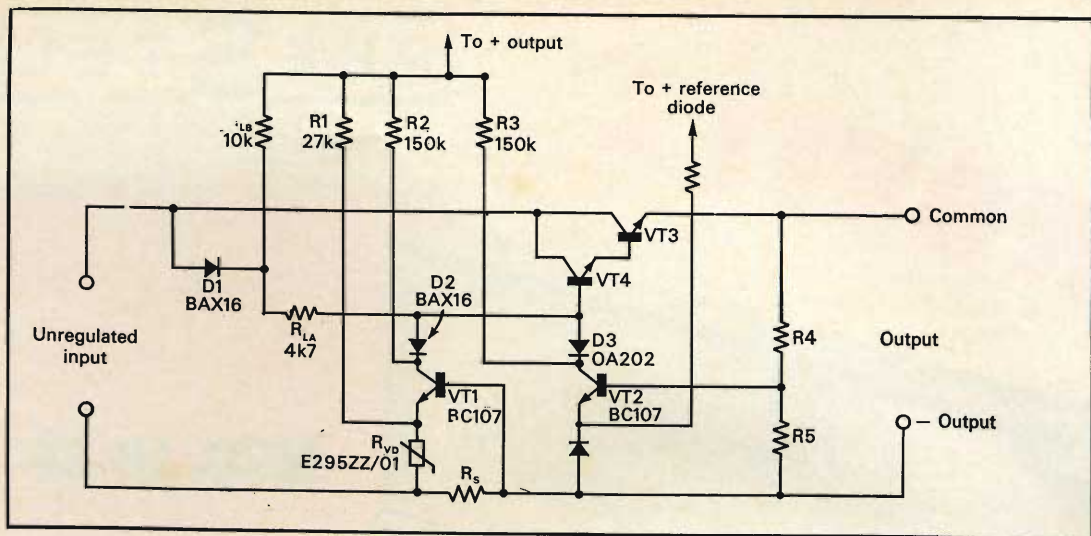
4 ingressi, regolabili

Alimentazione incorporata 220 V

In vendita presso tutte le sedi
dell'organizzazione G.B.C.

Richiedete dettagli e schemi-preventivo alla PRESTEL, inviando i dati relativi ai segnali da amplificare e schizzi dell'impianto con le lunghezze approssimative dei dati di collegamento.

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



per la maggior parte delle applicazioni, cosa riscontrabile se si considera che il rapporto di stabilità (vale a dire il rapporto tra le variazioni della tensione di ingresso e le variazioni della tensione di uscita) è pari a 12.000 : 1, che l'ondulazione residua ammonta a 0,1 mV da picco a picco con carico massimo, e che l'impedenza di uscita in corrente continua è di 40 MΩ. Il coefficiente termico della tensione di uscita presenta un valore tipico di 200 μV/°C.

Un altro argomento elaborato in questo articolo è l'eventualità che sia necessario disporre di un alimentatore avente prestazioni maggiori, ed a tale proposito viene fornito un altro circuito, col quale è possibile ottenere un rapporto di stabilità pari a 10⁵ : 1, un'ondulazione residua di 20 μV da picco a picco a pieno carico, ed una impedenza di uscita pari a 0,5 MΩ.

L'ultimo circuito che riportiamo dall'articolo è interessante dal punto di vista della protezione: negli alimentatori, è spesso necessario pre-

vedere qualche dispositivo di protezione elettronica contro le sovra-correnti, onde evitare danni accidentali allo stesso alimentatore, oppure al carico. Quest'ultimo circuito rappresenta infatti una semplice forma di protezione in funzione di una corrente limite, che è sostanzialmente una estensione del circuito precedentemente considerato.

Per ragioni di semplicità, viene illustrata soltanto una metà dell'intero alimentatore. In questo caso, un comparatore addizionale, costituito dallo stadio VT1, viene usato per avvertire le variazioni di intensità della corrente che scorre attraverso il carico. In condizioni normali VT1 si trova in stato di interdizione, a causa della presenza di una polarizzazione di emettitore di 1 V, fornita dalla resistenza e dai componenti VDR, R1 ed R_{VD}, in serie fra loro. In tali condizioni, non si ha alcun passaggio di corrente nel circuito di collettore di VT1, mentre D2 risulta polarizzato in senso inverso attraverso R2. Di conseguenza, la ten-

sione del comparatore VT2 è sotto controllo.

Non appena la corrente che scorre attraverso il carico R_S provoca una variazione leggermente maggiore di quella che risulta normalmente presente ai capi di R_{VD}, il transistor VT1 comincia a condurre, e la sua tensione di collettore diminuisce. Eventualmente, D2 assume una polarizzazione diretta, per cui — a seguito di una piccola variazione di una corrente che scorre attraverso VT1 e VT2 — assume una funzione di controllo nei confronti dell'uscita.

Infine, se la corrente aumenta in modo sufficiente, la tensione di base di VT4 cade al di sotto della tensione di collettore di VT2. D3 risulta in tal caso polarizzato in senso inverso, e tutta l'azione di controllo dell'uscita viene quindi conferita a VT1.

Il principio in base al quale gli amplificatori comparatori vengono alimentati mediante tensioni di uscita stabilizzate consente quindi la realizzazione di alimentatori regolati a polarità di uscita doppia,

con eccellenti caratteristiche di funzionamento. L'impiego degli amplificatori operazionali in questo campo specifico facilita notevolmente la progettazione e la realizzazione di tali apparecchiature, in quanto i limiti delle relative prestazioni sono dovuti principalmente al fattore « drift », al rumore, al responso, alla frequenza, ecc., sia dell'amplificatore, sia del diodo di riferimento impiegato.

LA GAMMA DINAMICA DEGLI ALTOPARLANTI IN FUNZIONE DEL RUMORE AMBIENTALE

(Da « Wireless World » -
Aprile 1970)

Nell'impiego e nella sistemazione degli altoparlanti, facenti capo all'uscita di amplificatori di bassa frequenza di fedeltà elevata, sorgono spesso dei problemi per quanto riguarda le relazioni che intercorrono fra la potenza dinamica che essi sono in grado di sviluppare, e la rumorosità dell'ambiente: in questa nota, viene suggerita una soluzione pratica, riferita agli altoparlanti a cono metallico, ed agli amplificatori di notevole potenza.

Le esigenze più importanti che sussistono nei confronti di un impianto per la riproduzione sonora di alta qualità, sono una potenza adeguata, ed una larghezza di banda conforme alle necessità effettive. Dal momento che gli altoparlanti sono dispositivi a bassissimo rendimento, e che il raggiungimento di una notevole larghezza di banda è di solito incompatibile con l'elevato rendimento, affinché sia

possibile ottenere lo spettro acustico desiderato a partire dalla gamma subsonica fino alle frequenze ultrasoniche è necessaria una notevole potenza di uscita da parte degli amplificatori.

Oltre a ciò, basta una semplice riflessione per rendere evidente che molti degli strumenti musicali e di altro tipo, di cui si desidera riprodurre l'uscita acustica, sono essi stessi stati sviluppati in modo tale da fornire una notevole potenza sonora, ed un grado elevato di rendimento acustico.

Sarebbe evidentemente ridicolo supporre che il maestoso splendore di un fortissimo orchestrale o che la potenza dei polmoni di un tenore Wagneriano possano essere rappresentati adeguatamente con la disponibilità di poche centinaia di milliwatt di uscita. Di conseguenza, per quanto ciò costituisca un inconveniente, non esiste alcun dubbio che — per riprodurre l'effettiva gamma dinamica della maggior parte del suono registrato, entro lo spettro solito richiesto — è necessaria una potenza di uscita dell'impianto costituito dall'amplificatore e dal sistema di riproduzione, che risulta essere notevolmente oltre le possibilità pratiche della maggior parte, se non di tutte le apparecchiature attualmente disponibili sul mercato.

Per quanto riguarda il calcolo della potenza necessaria, occorre considerare che il suono più silenzioso che può essere udito in una determinata situazione ambientale dipende totalmente dal livello di intensità dei rumori di fondo che esistono in quelle particolari condizioni. Sfortunatamente, la maggior parte

delle persone che amano ascoltare musica riprodotta vive in stretta vicinanza di luoghi che sono sede di traffico, in prossimità di apparecchi televisivi, di cani, e di bambini chiassosi; queste cose, unitamente al normale livello sonoro ambientale domestico, si combinano per fornire un livello della rumorosità ambientale pari approssimativamente a 50 dB.

Il livello sonoro minimo che può essere distinto chiaramente al di sopra della rumorosità ambientale ammonta quindi a 53 dB, e ciò in quando 3 dB rappresentano il livello minimo di soglia nel silenzio assoluto. In altre parole, il livello minimo apprezzabile deve essere pari alla somma tra il livello minimo che deve essere superato (e che funge da suono mascherante) ed il livello di soglia.

Ciò premesso, la gamma dinamica della musica orchestrale può raggiungere il valore di 70 dB, per cui — per essere in grado di udire sia i passaggi « pianissimo » sia i passaggi « fortissimo » — è necessaria la possibilità di raggiungere un livello di poco di ben $53 + 70 = 123$ dB.

La potenza acustica espressa in watt, necessaria per produrre un livello di intensità sonora di 53 dB, è pari approssimativamente a 6 mW, per un locale di abitazione domestica di dimensioni medie. Dal momento che un aumento di 10 dB della potenza di uscita implica un aumento di quest'ultimo di dieci volte, il livello della potenza di poco di 123 dB implica perciò un'uscita acustica massima di almeno 50 W. Se il rendimento dell'altoparlante ammonta al 5% (valore notevolmente migliore di quello che di soli-

to viene ottenuto con gli altoparlanti disponibili in commercio) occorrerebbe una potenza di picco di 1.000 W per ciascun canale stereo, per poter udire in modo confortevole qualsiasi passaggio di un brano riprodotto.

Dalle discussioni eseguite sia con i fabbricanti, sia con i distributori, è emerso con assoluta evidenza che, fino ad ora, nessun serio tentativo è stato compiuto per soddisfare le esigenze di produzione di unità in grado di funzionare con 250 W di potenza. Le prove iniziali eseguite con alcune delle apparecchiature più note sono state in genere

poco soddisfacenti. In particolare, si è riscontrata una tendenza alla rottura da parte del cono e della bobina mobile, che rendeva pericoloso l'impiego di altoparlanti con potenze dell'ordine della massima nominale dichiarata dal fabbricante.

Dopo queste considerazioni introduttive, che mettono il lettore in grado di inquadrare il problema sotto il punto di vista più razionale, l'autore passa all'argomento pratico di maggior interesse, consistente nelle norme di progettazione degli amplificatori di potenza. Per prima cosa — sotto questo aspetto —

vo di adattamento di uscita.

In questo circuito, i valori resistivi sono espressi in ohm, e quelli capacitivi in microfarad. I valori dei componenti contrassegnati con lettere dell'alfabeto dipendono dalle caratteristiche intrinseche dei transistori usati, e possono essere del seguente ordine:

$$a = 22 \ \Omega, 2 \text{ W}$$

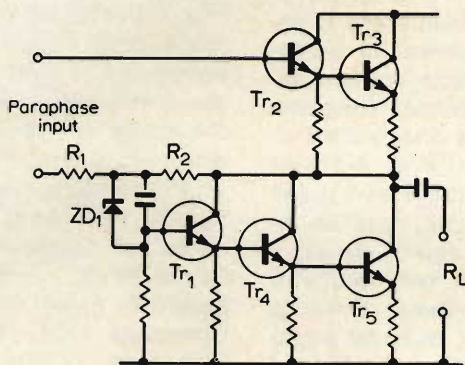
$$b = 10 \ \Omega, 2 \text{ W}$$

$$c = 0,5 \ \Omega, 5 \text{ W}$$

$$d = 0,1 \ \Omega, 5 \text{ W}$$

Dopo aver considerato tutti i punti di vista teorici e pratici relativi alle apparecchiature di questo genere, l'autore espone alcuni criteri realizzativi: la costruzione delle unità di amplificazione di potenza segue linee convenzionali, e nessuna precauzione insolita è necessaria a prescindere dalla necessità di prevedere abbondanti dispositivi per la dissipazione termica. Sono stati ottenuti risultati assai soddisfacenti nel prototipo di cui abbiamo illustrato il circuito, adottando a tale scopo un paio di vecchi radiatori in ferro fuso, come quelli che è facilmente possibile reperire di seconda mano in qualsiasi magazzino di rottami, ai quali i transistori possono essere applicati individualmente mediante piccoli ponti realizzati con lamiera di rame di spessore apprezzabile.

La parte inferiore ed i lati di un vecchio barattolo di rame potrebbero rappresentare l'ideale. Naturalmente, occorre adottare particolari precauzioni durante l'esecuzione dei fori per l'applicazione dei transistori, onde assicurarsi che l'involucro del radiatore sia tuttavia in grado di contenere l'acqua di raffredda-



vengono considerati gli amplificatori provvisti di stadio finale di tipo simmetrico, impieganti esclusivamente transistori del tipo « n-p-n », come quello che qui riproduciamo: tra la base di Tr2 e l'ingresso di R1 viene applicato il segnale di ingresso, mentre il carico, costituito dall'altoparlante, che deve essere collegato tra i punti distinti dalla sigla R_L , viene collegato tra la resistenza di emettitore di Tr3, e precisamente tra la linea di alimentazione di collettore dei tre stadi inferiori, e la linea di alimentazione degli emettitori, ai quali fanno capo le resistenze di base di Tr1,

Tr4 e Tr5. In pratica, sia pure attraverso una capacità, il carico vero e proprio, vale a dire l'altoparlante, viene a trovarsi in parallelo allo stadio Tr5.

Con gli amplificatori di questo tipo, è possibile ottenere valori assai soddisfacenti della gamma dinamica, tanto che il medesimo sistema viene adottato con i risultati più soddisfacenti in un circuito di amplificazione come quello che riproduciamo nella seconda figura, e che costituisce una versione espansa del circuito della prima figura, impiegante una tripla serie « Darlington » come dispositi-



Versatilità, sicurezza e precisione

... con l'analizzatore universale Philips PM 2411

Versatilità: L'esatto valore in ciascuno dei 38 campi di misura si ottiene indipendentemente dal valore da misurare: tensione continua o alternata, corrente continua o alternata e resistenze.

Sicurezza: Ovunque lo utilizzate, in laboratorio o in viaggio presso il cliente, un relais protegge l'equipaggio mobile dai sovraccarichi salvaguardando anche la continuità alle Vostre misure.

Precisione: Una sola ampia scala lineare, una deviazione totale con 25 μ A, insieme alla sospensione dell'equipaggio mobile mediante banda di torsione, assicurano la precisione desiderata.

Tensione continua: 0...60 mV - 0...1200 V
in 9 portate

Tensione alternata: 0...1,2 V - 0...1200 V
in 7 portate

Corrente continua ed alternata: 0...120 μ A - 0...5 A
in 10 portate

Resistenza: 0 Ω ...10 M Ω
in 3 portate, valori centro scala
18 Ω , 1800 Ω , 180 k Ω

Gamma di frequenze: 30...10.000 Hz

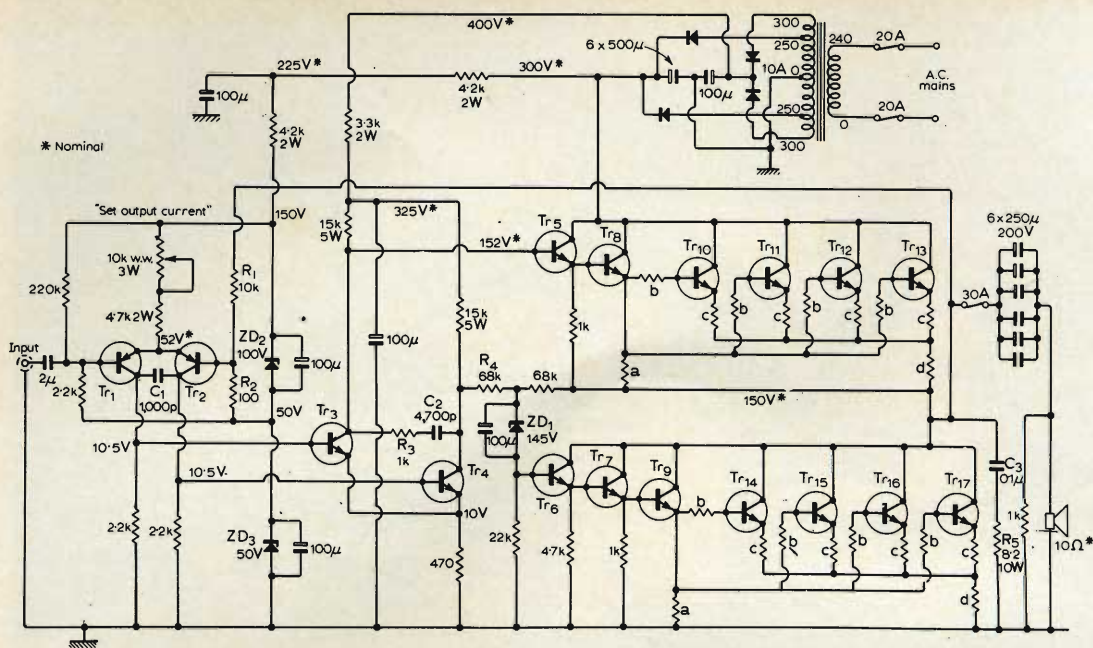
Precisione: 1,5 % per tensione e corrente continua
2,5 % per tensione e corrente alternata e
resistenza.



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

Chiedeteci il catalogo generale
degli apparecchi elettronici di misura.

PHILIPS 
VOLTMETRI



mento, senza provocare perditte.

Il penultimo argomento consiste nella disposizione di ascolto: sebbene i risultati ottenuti con registrazioni fonografiche di alta qualità siano stati addirittura stupefacenti, è chiaro che rimane un gran numero di problemi residui, il più importante dei quali è costituito dai vari mezzi disponibili per evitare le reazioni acustiche. Così come accade nei confronti di altri numerosi problemi del medesimo livello, sussiste l'o-

pinione velata che i fabbricanti delle apparecchiature di riproduzione sonora non abbiano affrontato questi argomenti con sufficiente serietà: la soluzione che — secondo l'autore — verrà adottata dalla maggior parte degli utenti consiste nell'installare il giradischi in un locale separato, come potrebbe essere un gabbietto di cemento situato in giardino.

Per concludere, le prestazioni di un'apparecchiatura installata in base ai principi esposti possono essere del tut-

to soddisfacenti, e — in una pratica sperimentazione — sono state trovate diverse sorgenti sonore di varia natura, nei confronti delle quali la riproduzione ha raggiunto un livello mai riscontrato in precedenza. Tuttavia, lo sviluppo di questa apparecchiatura non è certamente stato privo di difficoltà, di scetticismo e di spese; d'altro canto, si è dimostrata la possibilità di acquistare diverse prerogative aggiuntive, il che ha parzialmente compensato le difficoltà incontrate.

Un nuovo dispositivo, L148, appartenente alla famiglia degli amplificatori operazionali si affianca ai già esistenti μ A702, μ A709, L141.

L'148 è un amplificatore operazionale di impiego generale e di notevole versatilità che trova le sue maggiori applicazioni in campo analogico. Esso può sostituire il μ A709 in tutti gli impieghi, aggiungendo alle ben note prestazioni di questo classico operazionale alcuni concreti vantaggi, quali:

- una più semplice compensazione*
- assenza di « latch-up » nella connessione come « follower »*
- protezione ai cortocircuiti permanenti*
- maggiore tensione differenziale d'ingresso*
- maggiore guadagno a spira aperta*
- maggiore reiezione ai segnali comuni*
- maggiore tensione applicabile agli ingressi collegati a modo comune*
- possibilità di regolazione dell'« offset » di tensione con l'impiego di un potenziometro esterno.*

Queste caratteristiche lo rendono più versatile nei circuiti « followers » integratori, comparatori ed in generale in tutte le applicazioni con controreazione.

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

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

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

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. COSTA N. - NAPOLI **Motoriduttore per** **telecomando**

Per risolvere il suo problema le consigliamo l'impiego di un motoriduttore per telecomando componibile della ditta Biglino (Via Costanzi 1, Genova). Si tratta di un motoriduttore a bassa inerzia, idoneo al comando rotatorio a distanza di qualsiasi apparecchio, in varie condizioni di impiego e di alimentazione. Ciò è reso possibile dal particolare disegno dei suoi componenti, che hanno diverse funzioni, con la possibilità di venire riuniti fra di loro (figura 1).

Nei tipi normali è prevista una rotazione di 310° che viene limitata da due microinterruttori azionati da delle camme tarabili. Essi sono inoltre dotati di un finecorsa meccanico e di un limitatore di coppia massima che protegge il telecomando da un eccessivo sovraccarico.

L'intervento di queste protezioni si annulla quando le condizioni di lavoro ritornano alla normalità.

Un giunto del tipo Oldham, posto fra gli alberi accoppia-

ti, ne permette un lieve disassamento.

Le diverse condizioni degli ingranaggi, unite alle due velocità del motore in rapporto 4:1 oppure 2:1, consentono di avere a disposizione un'ampia possibilità di scelta fra i tempi di escursione.

Il rotore a bassa inerzia permette di raggiungere la massima velocità nel tempo di $1/10''$ ed un rapido arresto.

Grazie infine a particolari accorgimenti il telecomando è idoneo ad essere pilotato da dei circuiti ad amplificato-

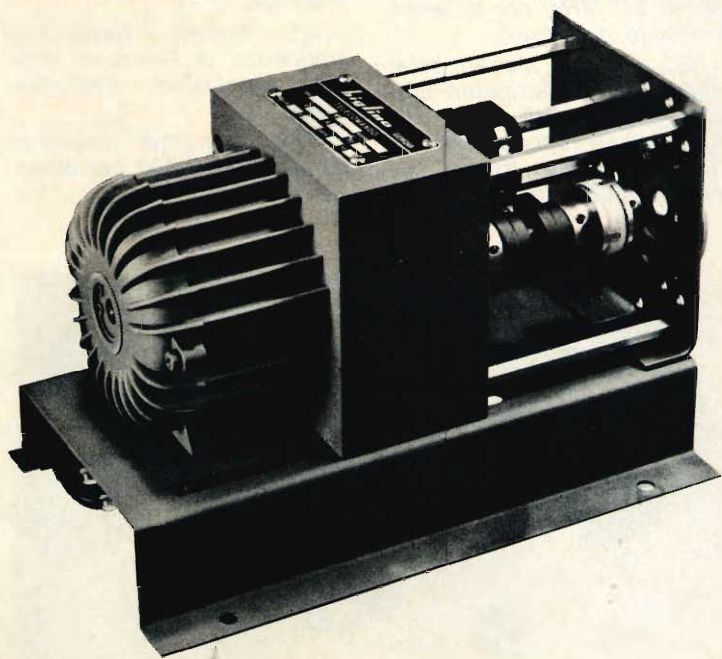


Fig. 1 - Motoriduttore per telecomando componibile a bassa inerzia per comando rotatorio a distanza.

re magnetico e da circuiti di bilanciamento con potenziometro.

La Biglino costruisce diversi tipi di motoriduttori come ad esempio il modello 167/TA con coppia max 10 kg/cm, il modello 108/A con coppia max 20 kg/cm ed il modello 208/B con coppia max 100 kg/cm. Possono essere costruiti altri tipi con avvolgimento per tensioni e frequenze diverse ed anche per corrente continua, con maggiore ampiezza di corsa. È possibile anche effettuare l'aggiunta di un disinnesto elettromagnetico per azionamento a mano e di un freno per la frenata istantanea.

Sig. DE MARTINO F. MILANO **Ferroxcube e suo uso**

Per la scelta delle gradazioni 3 e 4 di Ferroxcube per usi radiotelevisivi può attenersi a quanto segue:

3B - bastoncini, nuclei a tubetto, perline; frequenza di lavoro 0,6 MHz: per antenne e bobine di arresto.

3B1 - Nuclei filettati, telai laccati per trasformatori lilliput; frequenza di lavoro 0,6 MHz: per la regolazione dell'induttanza delle bobine per medie frequenze.

3C1 - Nuclei per testine di registratori; frequenza di lavoro 0,1 MHz: per testine di registrazione e di cancellazione dei registratori magnetici.

3C2 - Nuclei ad U (sezione quadrata ed ottagonale); frequenza di lavoro 0,1 MHz: per trasformatori di riga ed unità di deflessione.

3C4 - Nuclei ad U (sezione quadrata e circolare); frequenza di lavoro 0,1 MHz: trasformatori di uscita di riga.

3C5 - Nuclei ad U (sezione circolare); trasformatori di uscita di riga.

3C6 - Nuclei ad U e ad I (sezione circolare); trasformatori di riga a valvole e a transistori.

3D3 - Cilindretti, bastoncini e nuclei filettati; frequenza di lavoro 0,5/2 MHz: per antenne, per la regolazione della induttanza delle bobine.

4B - Bastoncini, tubetti (estrusioni); frequenza di lavoro 2 MHz: per antenne, per bobine di arresto a larga banda, per la regolazione dell'induttanza.

4C - Tubetti a bastoncini; frequenza di lavoro 5 MHz: per regolazioni dell'induttanza.

4C3 - Cilindretti; frequenza di lavoro 25 MHz: per antenne ad onde corte.

4D - Cilindretti tubetti; frequenza di lavoro 10-12 MHz: per regolazione dell'induttanza.

4E - Cilindretti tubetti; frequenza di lavoro; 20-40 MHz: per regolazione dell'induttanza.

I nuclei regolabili Vinkor della Mullard, citati nell'articolo al quale fa riferimento, ed illustrati in figura 2, può trovarli presso la Britelec di Milano che è il rappresentante in Italia della Casa Mullard.

Sig. PONTI N. - ROMA **Ricevitore SX - 28**

La monografia relativa alla descrizione del ricevitore SX-28 ormai è esaurita ed è difficile rintracciarne una copia. Noi disponiamo delle foto copia dell'originale dell'Instruction Book for Model SX-28 Super Skyrider Receiver - Frequency Ranger - 0,55 to 43 Megacycles, completa delle istruzioni, in lingua inglese, per la messa a punto del ricevitore stesso.

Potremo inviarle in visione per un mese la suddetta monografia dietro invio dell'importo di lire 4.000 più lire 20.000 di deposito che le restituiremo immediatamente non appena ci ritornerà la monografia stessa.

Sig. COSTAMAGNA N. NAPOLI **Lubrificante antiossidante**

Per proteggere l'impianto elettrico e l'autoradio dalla umidità e dagli agenti atmosferici, che nel suo caso sono particolarmente intensi data la vicinanza dell'abitazione al mare e ad impianti industriali, le consigliamo l'impiego del « Lubrificante protettivo antiossidante Electrolube 2A-X » che potrà tro-

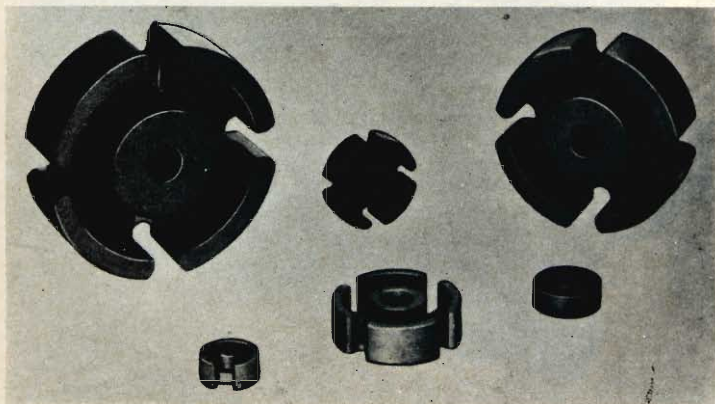


Fig. 2 - Nuclei regolabili del tipo a coppetta Vinkor della Mullard.

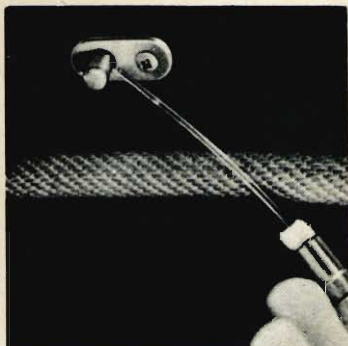


Fig. 3 - Esempi pratici di applicazione del prodotto Electrolube 2A-X della G.B.C. all'impianto elettrico di un'autovettura.

vare presso la sede di Napoli della G.B.C.

L'«Electrolube» una volta spruzzato in piccola quantità sul contatto elettrico elimina ogni traccia di ossidazione o di incrostazione esistente. Dopo la prima spruzzata, se è possibile, è opportuno strofinare i contatti con un panno pulito oppure, nei casi più difficili, occorre smuovere più volte i contatti in modo da favorire l'azione del lubrificante. Con questa operazione i contatti acquisteranno la loro efficienza primitiva e saranno protetti da un ulteriore processo di ossidazione.

L'Electrolube che non è tossico, né infiammabile, né irritante, può essere dunque utilizzato vantaggiosamente come lubrificante protettivo antiossidante (e quindi non antiruggine) per la protezione delle seguenti parti di una autovettura: Antenna ed autoradio (una applicazione ogni due o tre mesi); fusibili (una applicazione ogni sei mesi); interruttori (specialmente quelli delle portiere, del cofano che sono soggetti alla azione degli agenti atmosferici); accessori vari del motore, come i tergicristallo, il ventilatore, ecc.; motorino di avviamento, il cui trattamento deve essere ripetuto dopo circa otto mesi nello stesso modo previsto per la dinamo; impianto di illuminazione e contatti dello spinterogeno,

dinamo: per effettuare la protezione di questo organo occorre smontare la dinamo, estrarne il rotore e le spazzole, pulire accuratamente il collettore ed applicare uno strato di 2A-X sul collettore, sulle spazzole e sui relativi morsetti; batteria e suo alloggiamento: occorre pulire le parti ossidate con Electrolube spray ed uno straccio dopo di che si applicherà uno

strato di 2A-X sui poli, sui morsetti e le altre parti metalliche non protette.

Fig. VILLANI F. - ROMA
Distanza-base per altoparlanti

Il suo problema pensiamo possa essere risolto realiz-

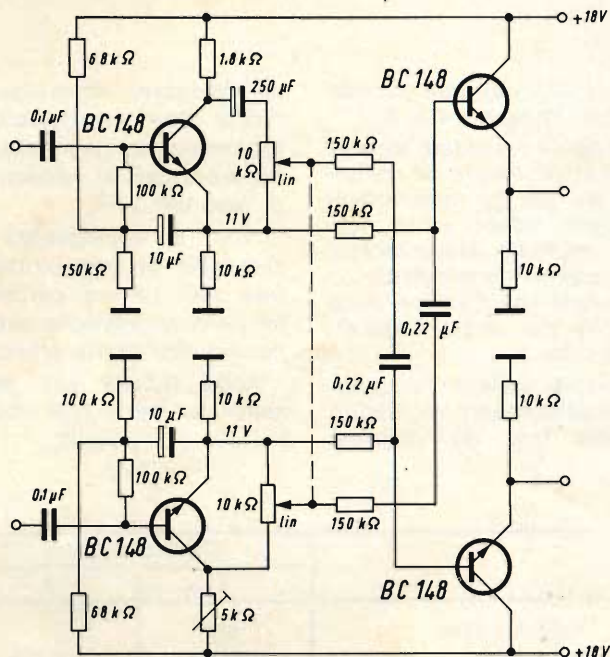


Fig. 4 - Circuito per la regolazione della distanza-base degli altoparlanti di un complesso stereo. Amplificazione di tensione = 0,5.

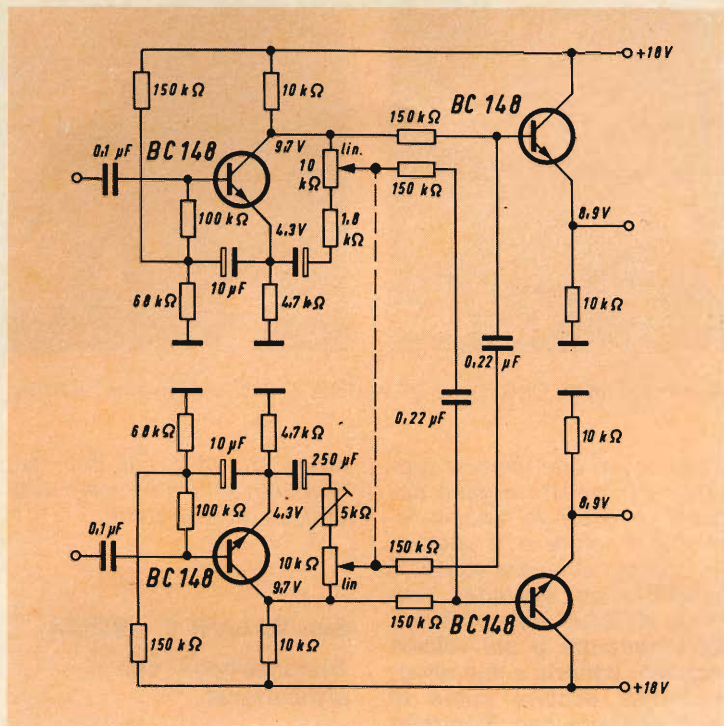


Fig. 5 - Circuito per la regolazione della distanza-base degli altoparlanti di un complesso stereo. Amplificazione di tensione = 1.

zando uno dei due circuiti riportati in figura 4 e 5.

Mediante i suddetti circuiti è possibile variare la distanza base tra gli altoparlanti che sono inseriti in un normale impianto stereofonico: ciò si ottiene aggiungendo ad un canale una frazione della tensione del segnale dell'altro canale.

I circuiti della distanza-base possono essere regolati in maniera tale da ottenere

un crossover equa-fase del 100% (che corrisponde al funzionamento monofonico) e un crossover in opposizione di fase del 24%.

Non è consigliabile un crossover in opposizione di fase più intensa perché in tal caso si provocherebbe la perdita dell'effetto stereo.

Nella tabella che segue sono riportati i dati costruttivi dei due circuiti:

	Circuito di figura	
	1	2
Amplificazione	0,5	1
Z ₁	750 kΩ	380 kΩ
Z ₂	47 kΩ	170 kΩ
f _{bassa}	20 Hz	20 Hz
f _{alta}	20 kHz	20 kHz

Sig. CATTANEO R. TORINO Interruttore di livello per liquidi ad ultrasuoni

In figura 6 riportiamo la fotografia di un interruttore di livello per liquidi che è costruito dalla DELAVAN, Manufacturing Co., rappresentata in Italia dalla B.S.T., Via Carpi, 4 - Milano.

Il principio dell'apparecchio è molto semplice: il trasduttore è eccitato a frequenza ultrasonora e l'ampiezza di vibrazione viene smorzata quando il liquido ne bagna la superficie frontale.

Quando, a causa della presenza del liquido, la vibrazione ultrasonora viene smorzata il relé è diseccitato mentre si eccita non appena il liquido scende di livello.

Le principali caratteristiche di questo apparecchio sono le seguenti:

Tensione di alimentazione: 115 V ± 10%, 50 ÷ 400 Hz.
Potenza di alimentazione: 1 W. Portata del relé: 115 V, 2 A. Potenza massima sul trasduttore: 135 kg/cm². Trasduttore: AISI 347 (Cr-Ni-Cb). Tempo di risposta: 0,5 s, circa. Ripetibilità di intervento: 1,25 mm. Peso: 1.600 g circa. Diametro del trasduttore: 22 mm. Dimensioni dell'apparecchio in custodia: diametro 130 mm, profondità: 100 mm.

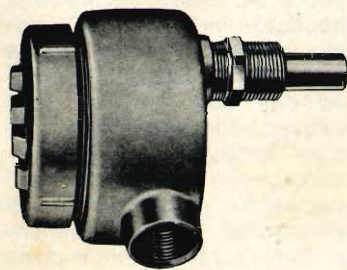


Fig. 6 - Interruttore di livello per liquidi SONAC a frequenza ultrasonora.

Sig. VECCHIATTO G.
VENEZIA
Circuiti integrati Planox

Il Planox non è altro che un nuovo sistema di produzione, brevettato in tutto il mondo dalla S.G.S., dei circuiti integrati e dei transistori del tipo MOS.

Come è noto nei transistori MOS è indispensabile avere diversi spessori di ossido di silicio in corrispondenza delle differenti regioni del dispositivo. Infatti in essi è necessario avere uno strato sottile di ossido di silicio sul gate (cioè sulla regione « porta ») perché si abbia un valore basso della tensione di soglia per i dispositivi attivi, ed un forte spessore di ossido di silicio sull'area esterna ai dispositivi attivi (field) in modo da ottenere una elevata tensione di soglia sui transistori MOS parassiti. Analogamente nei transistori bipolari è utile avere un forte spessore di ossido di silicio sulla regione del collettore per avere una bassa capacità dell'area di metallizzazione per le saldature dei contatti (pads), mentre lo spessore di ossido di silicio sulla regione di base è limitato da esigenze di altra natura. Questi diversi spessori di ossido danno luogo a dei forti dislivelli di superficie a forma di gradini. Si è notato che in corrispondenza dei gradini di ossido di silicio si verificano delle fratture nelle strisce metalliche di interconnessione e di contatto con conseguenti contatti elettrici difettosi che talvolta portano a delle vere e proprie interruzioni (figura a).

Il metodo Planox della S.G.S. pur permettendo di avere diversi spessori di ossido consente di ottenere che la superficie del dispositivo sia mantenuta piana entro i limiti di 0,5 micron: fatto questo che migliora l'affidabilità e le caratteristiche elettriche.

Per ottenere i suddetti risultati era indispensabile disporre di un materiale che fosse attaccabile in modo selettivo rispetto all'ossido di silicio e che costituisse una barriera alla diffusione di ioni di ossigeno agendo perciò come schermo contro l'ossidazione. Un materiale che presenta queste proprietà è il nitruro di silicio (Si_3N_4).

Il processo di preparazione consiste nel depositare su una piastrina uno strato sottile di nitruro di silicio (figura b) mascherandolo secondo una speciale tecnica e quindi attaccandolo chimicamente in modo da ottenere del silicio scoperto in quelle zone dove occorre ottenere un maggiore spessore di os-

sido di silicio (figura c). Successivamente, come mostra la figura d, si fa crescere un primo strato di silicio mediante un processo di ossidazione termica. L'ossido si forma soltanto nelle zone che non sono protette dal nitruro di silicio e cresce a spese del silicio (risulta convertito in SiO_2 uno strato di Si il cui spessore è circa il 45% di quello dell'ossido formatosi).

A questo punto del processo si ha già un notevole vantaggio dato che il dislivello tra la superficie dell'ossido e quella del silicio protetto dal dielettrico è ridotto alla metà dello spessore di ossido cresciuto. Per migliorare le suddette condizioni mediante dell'acido fluoridri-

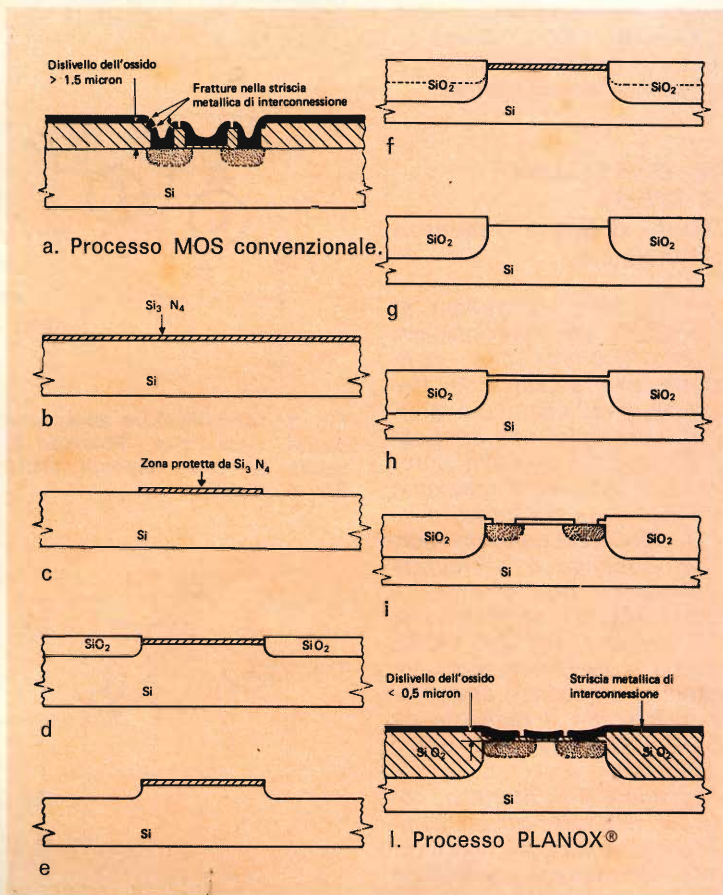


Fig. 7 - Processo di formazione dei circuiti integrati PLANOX della S.G.S.

co (figura e) si asporta l'ossido termico facendo seguire una seconda ossidazione termica, uguale alla prima, che farà crescere ancora un forte spessore di ossido di silicio sull'area da cui si asporta l'ossido (figura f). In questo modo la superficie dell'ossido risulta praticamente allo stesso livello del silicio ricoperto dal dielettrico.

A questo punto si rimuove il dielettrico mediante un attacco selettivo (figura g), e con le solite operazioni, proprie del processo planare, si realizza il dispositivo desiderato: diodo, transistor bipolare o transistor MOS (figure h, i e l).

Confrontando fra di loro le figure a e l è facile constatare come le differenze di livello nel dispositivo Planox siano molto ridotte rispetto a quelle ottenibili con la tecnica convenzionale.

**Fig. MARCELLINI G.
LA SPEZIA
Circuiti di bassa frequenza
a transistori**

In figura 8 riportiamo lo schema di un semplicissimo preamplificatore con rialimentazione selettiva in frequenza, il cui compito è quello di consentire una adeguata equalizzazione nella riproduzione dei dischi mediante una cartuccia ceramica.

La stabilizzazione in corrente continua è assicurata collegando direttamente il transistor *Tr1* al transistor *Tr2*, entrambi del tipo OC75, mentre la rialimentazione negativa di corrente è assicurata collegando il resistore da 10 kΩ alla base del primo transistor.

La figura 9 si riferisce, come lei richiede, ad un semplice amplificatore con uscita simmetrica, realizzato sempre con dei transistori del tipo OC75 e concepito in maniera da utilizzare un solo

transistor nello stadio finale. La potenza di uscita è soltanto di 50 mW ma la risposta è piana fino a 30 kHz.

Simile al precedente è l'amplificatore di figura 10, il

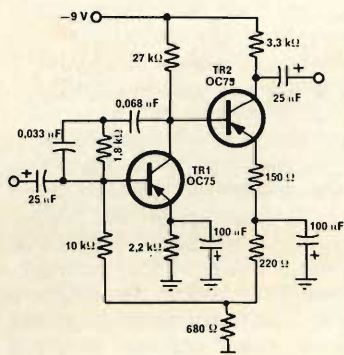


Fig. 8 - Preamplificatore con transistori OC 75 per la equalizzazione dei riproduttori con cartuccia ceramica.

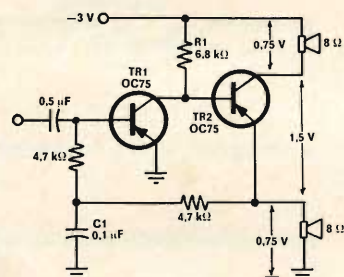


Fig. 9 - Amplificatore audio con uscita simmetrica. Potenza di uscita 50 mW, risposta piana fino a 30 kHz.

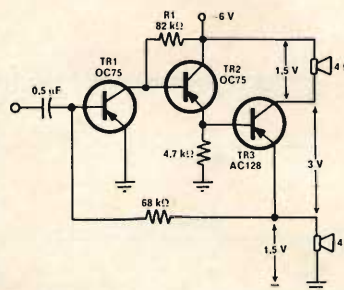


Fig. 10 - Amplificatore simile a quello di figura 7 ma con potenza di uscita di 1 W.

quale, mediante l'aggiunta di un transistor AC128, consente di ottenere una potenza di uscita di circa 1 W.

**Fig. MARTANO G.
SAVONA
Strumento di misura
AVOMETER**

Gli strumenti di misura AVOMETERS, fabbricati dalla AVO LIMITED, in Inghilterra sono venduti in Italia dalla SILVERSTAR Ltd., Via Gracchi, 20 - Milano, e Corso Castelfidardo, 21 - Torino.

Effettivamente esiste una versione digitale del tradizionale AVOMETER ad indicazione numerica: si tratta del modello DA 112, che mostriamo in figura 11, che ha una elevata precisione e la massima sicurezza di funzionamento.

Tutti i comandi di funzionamento e di portata sono del tipo a pulsante, mentre le letture si ottengono mediante quattro cifre luminose.

L'apparecchio è provvisto di una sorgente di riferimento per la taratura e di alimentazione a pile ricaricabili che consentono di eliminare qualsiasi errore dovuto ai ritorni di massa.

La precisione in corrente continua è del $\pm 0,4\%$ della lettura e per la tensione continua $\pm 0,1\%$ della lettura.

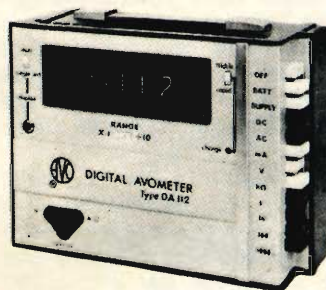
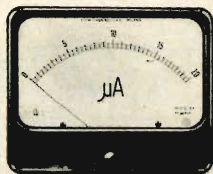
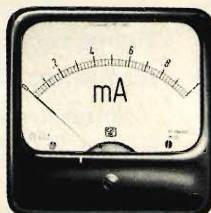
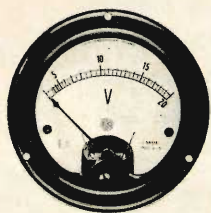


Fig. 11 - Versione digitale dello strumento di misura Avometer (modello DA 112).

ITALY
CIC
M

Cassinelli & C

FABBRICA STRUMENTI
E APPARECCHI ELETTRICI DI MISURA



VIA GRADISCA, 4

TELEFONI 30.52.41/47 - 30.80.783 □ 20151 MILANO

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

La precisione in alternata è del $\pm 0,3\%$ per la corrente e del $\pm 0,2\%$ per la tensione.

La precisione nelle misure della resistenza è del $0,2\%$ della lettura. Potere risolutivo: $0,1\%$.

I campi di misura per la tensione alternata e continua sono rispettivamente di 1, 10, 100 e 1.000 Vfs, quelli per la corrente alternata e continua di 1, 10, 100 mA e 1 Afs ed infine i valori della resistenza di 1, 10, 100 k Ω ed 1 M Ω fs.

Sig. ANNUNZIATA F. NAPOLI

Tubo elettronico Fivre F30

Il tubo Fivre « F 30 » è un triodo ad anodo interno che può essere impiegato tanto per apparecchi trasmettenti quanto per usi industriali ed elettromedicali.

La figura 12 si riferisce ai collegamenti allo zoccolo ed alle dimensioni d'ingombro.

I dati caratteristici sono i seguenti:

Accensione: 10 V, 3,25 A

Coefficiente di amplificazione: 42
 Transcoduttanza (per $I_a = 75$ mA): 4.000 μ S
 Capacità anodo griglia: 4,8 pF
 Capacità d'ingresso: 9,3 pF
 Capacità uscita: 6,3 pF
 Raffreddamento: aria
 Peso: 190 g
 Watt assorbiti: 125 massimi
 Volt assorbiti: 2.000 massimi
 Frequenza: 80 MHz massimi
 Portavalvole del tipo ZF3 - Clip radiatore RF102.

Riportiamo qui di seguito alcune condizioni tipiche di funzionamento del tubo F 30:

Circuito	V _a (V)	V _{g₁}	I _a (mA)	I _{g₁} (ma)	Ecc. g ₁ (W)	W _u (W)	R _u (Ω)
A	2000	— 175	200	35	—	300	—
B	1250	— 160	160	60	16	140	—
C •	1500	— 16	400 max	—	7	370	8200 *
E	1500	— 10	115	15	7	58	—

L'asterisco si riferisce a misure effettuate fra anodo e anodo di due valvole in opposizione; il punto nero ai dati di due valvole in opposizione di fase.

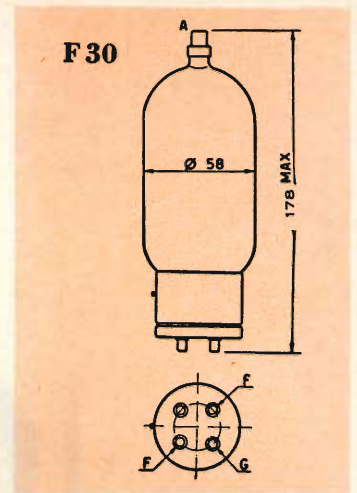


Fig. 12 - Dimensioni d'ingombro e collegamenti allo zoccolo del triodo trasmettente e per usi industriali Fivre-F 30.

« Una vita sulle onde dell'Oceano » assumerà quest'anno un nuovo significato per gli uomini della HMS Ark Royal, la più grande e moderna portaerei inglese. La nave infatti è stata recentemente dotata non solo delle più moderne e complesse apparecchiature specifiche, ma anche di cento televisori in bianco e nero da 20 pollici.

Gli apparecchi sono stati acquistati dall'equipaggio e sistemati in diversi punti, specie nei locali di ritrovo della nave. Poiché la navigazione si svolge in maggior parte al di là del raggio di ricezione dei programmi televisivi, gli uomini hanno creato a bordo un piccolo studio televisivo, completo di telecamere modificate e apparecchiature tele-cine.

Quando la ricezione normale è impossibile, ecco che l'« Ark Royal TV » mette in onda i suoi spettacoli di quiz, i notiziari su quanto avviene a bordo, i films. All'estero si possono captare le stazioni locali, purché la trasmissione avvenga su 405 o 625 linee. Non è la prima volta che la TV trova posto nella flotta britannica, ma l'impianto della « Ark Royal » è fra tutti il più ampio e complesso.

UN RECORD DI DIFFUSIONE MONDIALE: LA RADIO PORTATILE

**IL MERCATO
OFFRE**

Indipendentemente da quello che sarà l'esito dell'interminabile polemica che trae lo spunto dal dilemma che pone Marconi e Popov sullo stesso piano rispetto all'invenzione della radio, sta di fatto che — chiunque sia il legittimo scopritore — questo mezzo di comunicazione ha segnato l'inizio di un'era che ha dato al mondo intero una nuova fisionomia.

Se la produzione a distanza di una scintilla elettrica dovuta ad un'impulso di corrente irradiato attraverso lo spazio ha meravigliato l'umanità di allora, ancor più meraviglioso è lo sviluppo tecnologico e commerciale al quale quell'esperimento ha dato origine. Dalla semplice scintilla elettrica — infatti — si giunse in breve tempo alla ricetrasmisione di speciali segnali codificati, che consentirono la realizzazione del cosiddetto telegrafo senza fili, tramite il quale risultò possibile comunicare a grandi distanze, nel volgere di una frazione di secondo. Grazie a questo sistema di sfruttamento delle onde Hertziane, le comunicazioni tra gli uomini divennero talmente rapide e sicure, che fu possibile aggiornare chiunque su ciò che era appena accaduto, anche a distanze fino ad allora inverosimili.

Non fu però che dopo un certo tempo che la radio venne sfruttata anche per irradiare nello spazio programmi di trasmissione destinati al vero e proprio pubblico. I primi radioricevitori a circuiti accordati ed a reazione fecero infatti la loro comparsa sui mercati mondiali solo dopo l'allestimento di potenti trasmettitori in grado di irradiare notiziari, pro-

grammi musicali e di prosa, ecc. Sotto questo aspetto, anche quei primi modelli segnarono l'inizio di un'epoca nuova, di un nuovo genere di vita, e di un livello di civiltà che non poteva non avere ulteriori sviluppi.

Dai classici ricevitori il cui ricordo fa oggi sorridere chiunque, a forma di cupola e con l'inevitabile produzione di fischi assordanti durante le operazioni di sintonia, si passò in seguito al circuito supereterodina, dal funzionamento assai più stabile e sicuro.

Contemporaneamente allo sviluppo dei circuiti, sotto il profilo delle prestazioni, della sensibilità di ricezione e della fedeltà di riproduzione, i tecnici dedicavano il loro ingegno anche ad un altro sforzo, tendente a ridurre le dimensioni dei ricevitori di allora. Il grosso apparecchio radio a forma di « consolle » divenne infatti ben presto un mobiletto non più grande di un comodino, per poi assumere l'aspetto del ricevitore da « appoggiare su di un altro mobile ».

Fu proprio in quell'epoca che l'apparecchio radio riuscì a penetrare in ogni casa, ed a diventare parte integrante di ogni famiglia, qualunque fosse il suo livello economico. Le fabbriche si sbizzarirono nel creare i modelli più disparati, sia nella semplice versione radio, sia nella versione radiogrammofono. Si videro sul mercato apparecchi destinati alla sola ricezione delle onde medie, ed altri che consentivano la sintonia fino su sette diverse gamme di frequenza, dalle onde lunghe alle ultracorte.

Uno dei fenomeni più interessanti dal

punto di vista sociale fu una maggiore fratellanza tra i popoli, anche se di diversa lingua, proprio grazie al desiderio più diffuso di conoscere altre lingue oltre alla propria. La possibilità di udire una conversazione in lingua straniera attraverso il proprio radiorecettore facilitò la diffusione di notizie di ogni genere, di carattere commerciale, scientifico, giornalistico e politico, tanto da ridurre — in certo qual senso l'importanza dei confini di — stato.

Grazie alla radio le relazioni commerciali internazionali divennero più serrate ed attive.

Considerando dunque l'importanza che la radio ha avuto nel processo evolutivo della vita umana, specie in questi ultimi decenni, era inevitabile che l'industria elettronica dedicasse a questa branca commerciale un'attenzione particolare. Indipendentemente dallo sviluppo della miniaturizzazione, che ebbe origine con la produzione delle valvole subminiatura, e che raggiunse l'apice con l'avvento dei semiconduttori, la passione del pubblico per la musica, la sete di notizie sportive in occasione degli incontri agonistici, la continua necessità di aggiornamento attraverso notiziari politici e commerciali, e soprattutto gli sviluppi derivanti dalla introduzione della pubblicità nelle radio-trasmissioni, provocò la necessità di consentire l'ascolto della radio non solo nell'ambito domestico, ma dovunque se ne presentasse l'opportunità.

L'automobilista che doveva percorrere da solo un lungo tragitto, l'uomo d'affari che disponeva di poco tempo per leggere i giornali, l'appassionato di prosa che non poteva andare a teatro, lo studente che voleva distrarsi con un programma di musica leggera, e molti altri, erano tutti acquirenti potenziali di un apparecchio radio che potesse far parte della persona anziché della sua abitazione.

Questa fu in sostanza l'origine della radio portatile.

Dai primi modelli a valvole e funzionanti a corrente alternata, si passò ai modelli alimentati con due batterie, che però non ebbero il successo auspicato a causa del costo proibitivo dell'alimentazione.

La comparsa dei transistori, che ridusse questo problema ad una entità trascurabile, provocò quella che può essere considerata l'esplosione della radio por-

tatile. I modelli più semplici ed i più elaborati raggiunsero tutti un indiscutibile successo, tanto da incidere in modo indubbiamente positivo sull'economia nazionale di ogni Paese in cui esisteva una produzione industriale in questa branca; le radio portatili, nelle versioni tascabili e non, per sole onde medie o a più gamme, con o senza sintonizzatore per modulazione di frequenza, e persino con giradischi incorporato, vennero prodotti in milioni di esemplari in ogni Paese civile. L'America ed il Giappone invasero i mercati mondiali con la loro produzione, senza però impedire adeguati successi anche alle produzioni locali dei Paesi importatori.

Anche in Italia numerose industrie si dedicarono alla produzione di ricevitori portatili, il cui successo venne riscontrato non solo entro i confini ma anche oltre.

L'unica nota negativa sotto questo particolare aspetto è forse l'abuso che è stato fatto e che si fa tuttora di questi radiorecettori, nel senso che non sempre chi ne possiede un esemplare se ne serve senza arrecare disturbo ad altri. Non è infatti raro il caso dell'avventore che costringe in un ristorante altre persone ad un ascolto involontario, o che turba il riposo altrui sulle spiagge e negli alberghi. Si sono persino riscontrati casi che possono essere definiti assurdi, come lo spettatore che pretende di seguire al cinema la radiocronaca della partita di calcio della sua squadra preferita.

Per fortuna, si tratta però di casi sporadici, attribuibili solo ad una scarsa sensibilità nei confronti dei diritti altrui. È quindi logico e doveroso ignorare questo lato negativo, facendo tutt'al più un appello a chi usa un ricevitore portatile a servirsi il più possibile del riproduttore per ascolto privato, di cui quasi tutti i modelli sono muniti.

Tornando ora alla varietà dei modelli disponibili sul mercato, anche in questo campo la scelta da parte di un acquirente appare problematica, a causa della notevole differenziazione di dimensioni, di prezzo e di prestazioni. Ecco dunque il motivo per il quale — anche nei confronti della radio portatile — Selezione, ha voluto offrire ai suoi lettori, nelle pagine che seguono, una rassegna sui principali modelli di attuale produzione.

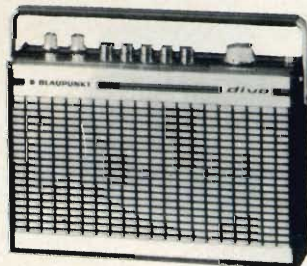
**Radoricevitore portatile «BLAUPUNKT»
DIXIE**

Per OM, FM - Antenne: telescopica e in ferrite incorporata - Presa per auricolare - Transistori impiegati: 9 + 6 diodi - Potenza di uscita: 300 mW - Alimentazione: 6 Vc.c. - Dimensioni: 203 x 103 x 51



**Radoricevitore portatile «BLAUPUNKT»
DIVA**

Per OC, OL, OM, FM - Antenne: telescopica e in ferrite incorporata - Prese per auricolare, registratore - Transistori impiegati: 10 + 5 diodi + 2 stabilizzatori - Potenza di uscita: 1,5 W - Alimentazione: 9 Vc.c. oppure a rete tramite apposito alimentatore - Dimensioni: 247 x 159 x 71



**Radoricevitore portatile «BLAUPUNKT»
MARIMBA**

Per OC, OL, OM, FM - Dispositivo automatico di sintonia in FM - Regolatori per tono - Prese per auricolare, altoparlante esterno, registratore - Transistori impiegati: 11 + 8 diodi + 2 stabilizzatori + 1 raddrizzatore - Potenza di uscita: 2,5 W - Alimentazione: 9 Vc.c. oppure a rete tramite alimentatore incorporato - Dimensioni: 364 x 215 x 110



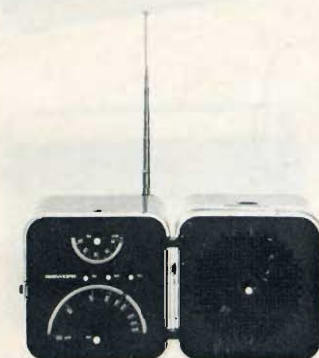
**Radoricevitore portatile «BLAUPUNKT»
SUPERNOVA**

Per OC7, OL, OM, FM - Dispositivo automatico di sintonia - Antenne: telescopica orientabile e in ferrite incorporata - 2 regolatori di tono - Maniglia ribaltabile - Transistori impiegati: 19 + 11 diodi + 1 stabilizzatore + 1 raddrizzatore - Potenza di uscita: 2 W - Prese per auricolare, altoparlante esterno, registratore - Alimentazione: 9 Vc.c., oppure a rete tramite apposito alimentatore incorporato - Dimensioni: 335 x 214 x 104



**Radoricevitore portatile «BRIONVEGA»
TS 502**

Per OM, FM - Antenne: telescopica e in ferrite incorporata - Prese per auricolare, altoparlante esterno e alimentazione esterna - Transistori impiegati: 9 + 4 diodi + 1 varicap - Potenza di uscita: 1,8 W - Alimentazione: 9 Vc.c. oppure a rete tramite apposito alimentatore - Dimensioni: 220 x 130 x 130





Radoricevitore portatile « G.B.C. »

AR/30

Per OM - Altoparlante ad alto rendimento acustico -
Transistori impiegati: 7 - Potenza di uscita: 200 mW
Alimentazione: 9 Vc.c. - Dimensioni: 83 x 83 x 35

ZZ/0064-00



Radoricevitore portatile da poltrona « G.B.C. »

AR/34 - ONIX

Per OM - Altoparlante a grande rendimento acustico -
Transistori impiegati: 7 - Potenza di uscita: 200 mW
- Alimentazione: 9 Vc.c.

ZZ/0066-00



Radoricevitore portatile « G.B.C. »

AR/10T KENT

Per OM - Altoparlante ad alto rendimento acustico -
Transistori impiegati: 6 + 2 diodi - Potenza di uscita: 250 mW
- Alimentazione: 9 Vc.c. - Dimensioni: 178 x 110 x 78 -

ZZ/0030-00



Radoricevitore portatile « GELOSO »

G 16/250

Per OM - Disponibile in 5 colori in materiale antiurto -
Transistori impiegati: 8 + 2 diodi - Alimentazione: 9 Vc.c.
oppure mediante un apposito alimentatore - Dimensioni:
210 x 165 x 70



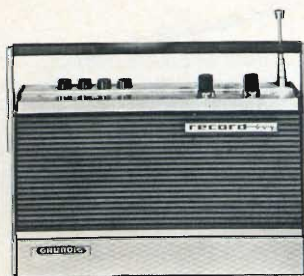
Radoricevitore portatile « GELOSO »

G 520/2

Per OM, FM e canali suono/TV - Dispositivo automatico
di sintonia in FM/TV - Antenne: telescopica e in ferrite
Incorporata - Prese per antenne esterne, cuffia, altoparlante
e registratore - Transistori impiegati: 10 + 7 diodi -
Alimentazione a pile - Dimensioni: 310 x 200 x 110

**Radoricevitore portatile « GRUNDIG »
RECORD BOY 209**

Per OM, FM - Presa per auricolare, altoparlante e alimentatore da rete - Transistori impiegati: 9 + 5 diodi - Potenza di uscita: 1 W - Alimentazione: 9 Vc.c. - Dimensioni: 270 x 170 x 7



**Radoricevitore portatile « GRUNDIG »
YACHT BOY 209**

Per OC, OL, OM, FM - Dispositivo automatico di sintonia in FM - Regolatore acuti e commutatore bassi - Prese per auricolare, altoparlante, registratore e antenne esterne - Transistori impiegati: 10 + 8 diodi - Alimentazione: 9 Vc.c. oppure a rete tramite alimentatore - Dimensioni: 390 x 240 x 120



**Radoricevitore portatile « GRUNDIG »
PRIMA BOY 210**

Per OC, OL, OM, FM - Prese per alimentatore da rete, auricolare e altoparlante - Dimensioni: 200 x 11 x 66



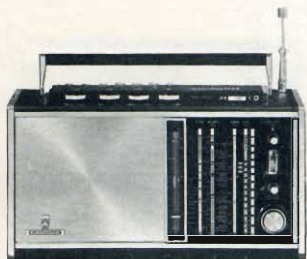
**Radoricevitore portatile « GRUNDIG »
STEREO CONCERT BOY 210**

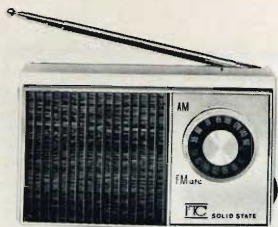
Per OC1, OC2, OL, OM, FM - Dispositivo automatico di sintonia in FM - Antenna telescopica Multi-Match - Regolatori di tono - Bilanciamento stereo - 4 altoparlanti - Prese per cuffia stereo o box altoparlanti, registratore e antenne esterne - Transistori impiegati: 28 + 19 diodi - Potenza di uscita: 2 x 1,5 W - Alimentazione: a pile oppure a rete tramite alimentatore incorporato - Dimensioni: 490 x 260 x 130



**Radoricevitore portatile « GRUNDIG »
SATELLIT 210**

20 gamme d'onda: 17 x OC, OL, OM, FM - Dispositivo automatico di sintonia in FM - Antenna telescopica Multi-Match - Regolatore per bassi ed acuti - 2 altoparlanti - Prese per auricolare, altoparlante esterno, antenna esterna o auto, registratore - Transistori impiegati: 20 + 16 diodi - Potenza di uscita: 2 W - Alimentazione: a pile oppure a rete tramite alimentatore incorporato - Dimensioni: 440 x 260 x 130



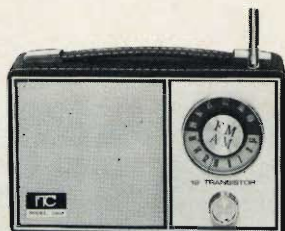


Radoricevitore portatile « ITC »

12 TR

Per FM, OM - Altoparlante ad alto rendimento acustico
- Potenza di uscita: 300 mW - Alimentazione: 9 Vc.c. -
Dimensioni: 145 x 85 x 45

ZZ/0386-00

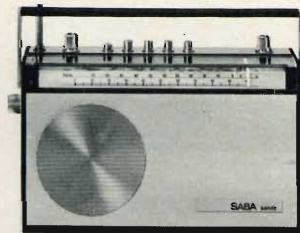


Radoricevitore portatile « ITC »

5000

Per FM, OM - Altoparlante ad alto rendimento acustico
- Transistori impiegati: 12 - Potenza di uscita: 600 mW -
Alimentazione: 9 Vc.c. oppure 220 Vc.a. tramite apposito
alimentatore - Dimensioni: 205 x 130 x 73

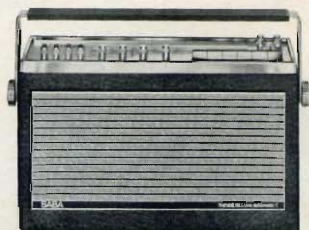
ZZ/0388-00



Radoricevitore portatile « SABA »

SANDY AUTOMATIC

Per OC, OL, OM, FM - Dispositivo automatico di sintonia
in FM - Disponibile in 4 colori - Antenne: telescopica e
in ferrite incorporata - Potenza di uscita: 2 W - Alimentazione
a pile, oppure a rete tramite alimentatore incorporato -
Dimensioni: 270 x 165 x 75



Radoricevitore portatile « SABA »

TRANSALL DE LUXE AUTOMATIC

Per OC, OL, OM, FM - Dispositivo automatico di sintonia
in FM - Prese per altoparlante supplementare, cuffia e
registratore - Transistori impiegati: 16 + 14 diodi + 1
stabilizzatore - Potenza di uscita: 5 W - Alimentazione
a pile, oppure a rete tramite apposito alimentatore -
Dimensioni: 330 x 190 x 95



Radoricevitore portatile « SABA »

TRANSEUROPA 2000 AUTOMATIC

Per OC1, OC2, OL, OM, FM - Dispositivo automatico
di sintonia - Prese per altoparlante supplementare, auricolare,
registratore - Transistori impiegati: 12 + 7 diodi +
+ 1 stabilizzatore - Potenza di uscita: 5 W - Alimentazione
a pile oppure a rete tramite apposito alimentatore -
Dimensioni: 330 x 190 x 95

**Radioricevitore portatile « SELONIX »
CITY 4**

Per OM - Altoparlante a grande rendimento acustico -
Transistori impiegati: 5 + 1 diodo - Potenza di uscita:
200 mW - Alimentazione: 6 Vc.c. - Dimensioni: 154 x 90 x 40

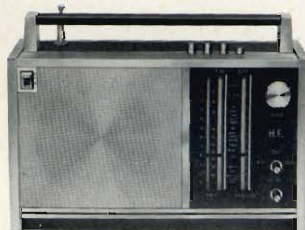
ZZ/0344-00



Radioricevitore portatile « SELONIX »

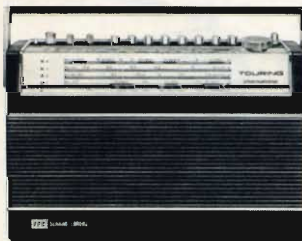
Per OM, FM - Prese per altoparlante supplementare,
registratore e alimentazione esterna - Transistori impiegati:
11 + 6 diodi + 1 zener - Potenza di uscita: 3 W -
Alimentazione: 9 Vc.c. - Dimensioni: 302 x 230 x 105 -

ZZ/0398-00



**Radioricevitore portatile « SCHAUB-LORENZ »
TOURING INTERNATIONAL**

8 gamme d'onda: OC1, OC2, OC3, OC4, OL1, OL2, FM -
Dispositivo automatico di sintonia in FM - 2 altoparlanti
- Tasti per regolazione toni - Prese per auricolare, altoparlante
supplementare, alimentatore, antenna esterna - Potenza di
uscita: 2 W circa - Alimentazione: 9 Vc.c. oppure a rete
tramite apposito alimentatore - Dimensioni: 335 x 220 x 77



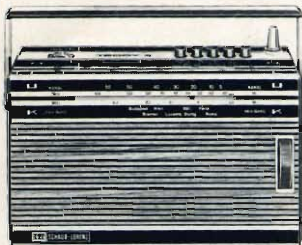
**Radioricevitore portatile « SCHAUB-LORENZ »
GOLF EUROPA**

Per OC, OL, OM, FM - Antenne: telescopica e in ferrite
incorporata - Prese per auricolare, altoparlante supplementare,
alimentatore e registratore - Transistori impiegati: 9 + 8
diodi - Potenza di uscita: 2 W circa - Alimentazione: 9 Vc.c.
oppure a rete tramite apposito alimentatore - Dimensioni:
278 x 172 x 89



**Radioricevitore portatile « SCHAUB-LORENZ »
TEDDY 4**

Per OC, OL, OM, FM - Antenne: telescopica e in ferrite
incorporata - Prese per auricolare, altoparlante supplementare
e alimentatore - Transistori impiegati: 10 + 5 diodi -
Potenza di uscita: 800 W - Alimentazione: 6 Vc.c. oppure a
rete tramite alimentatore - Dimensioni: 215 x 125 x 70





Radioricevitore portatile « SONY »

CR - 120

Per OM - Completo di due batterie al nichel-cadmio ricaricabili, di carica batterie, auricolare e custodia - Transistori impiegati: 3 + 2 diodi + 1 circuito integrato - Potenza di uscita: 65 mW - Alimentazione: 2,44 Vc.c. - Dimensioni: 44,5 x 38 x 32

ZZ/8005-00



Radioricevitore portatile « SONY »

ICR - 200

Per OM - Completo di batterie ricaricabili, di carica batterie e custodia - Presa per auricolare - Transistori impiegati: 3 + 1 diodo + 1 circuito integrato - Potenza di uscita: 150 mW - Alimentazione: 3,66 Vc.c. - Dimensioni: 111,5 x 49 x 24

ZZ/8006-00



Radioricevitore portatile « SONY »

3 F - 66 W

Per OM, FM - Completo di auricolare - Transistori impiegati: 8 + 4 diodi + 1 termistore - Potenza di uscita: 250 mW - Alimentazione: 9 Vc.c. - Dimensioni: 72 x 112,5 x 35 -

ZZ/8010-00

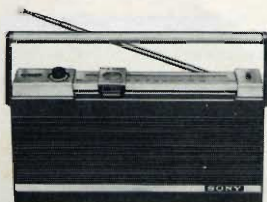


Radioricevitore portatile « SONY »

2 R 32

Per AM - Altoparlante a grande resa acustica - Presa per auricolare - Transistori impiegati: 6 - Potenza di uscita: 200 mW - Alimentazione: 3 Vc.c. - Dimensioni: 96 x 61 x 28

ZZ/8015-00



Radioricevitore portatile « SONY »

TFM - 8400

Per FM - Concepita esclusivamente per la ricezione in FM - Antenna telescopica - Regolazione automatica della frequenza - Prese per auricolare, registratore, alimentazione esterna - Transistori impiegati: 9 + 5 diodi + 1 termistore - Potenza di uscita: 1 W - Alimentazione 6 Vc.c. - Dimensioni: 268 x 140 x 53

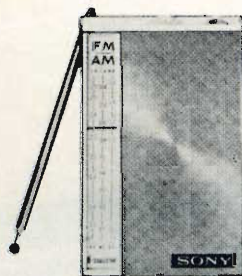
ZZ/8020-00

Radoricevitore portatile « SONY »

TFM - 825 L

Per OL, OM, FM - Completo di custodia e auricolare - Transistori impiegati: 8 + 4 diodi + 1 termistore - Potenza di uscita: 200 mW - Alimentazione: 9 Vc.c. - Dimensioni: 73 x 113 x 34

ZZ/8030-00

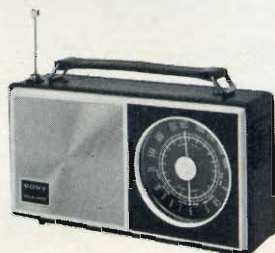


Radoricevitore portatile « SONY »

6 R - 24

Per OC, OM - Antenna telescopica - Completo di auricolare - Transistori impiegati: 8 + 3 diodi - Potenza di uscita: 360 mW - Alimentazione: 4,5 Vc.c. - Dimensioni: 224 x 126 x 68

ZZ/8040-00



Radoricevitore portatile « SONY »

5 F - 94 L

Per OC, OL, OM, FM - Antenna telescopica - Completo di auricolare - Prese per adattatore stereo, registratore, alimentatore c.a. - Transistori impiegati: 10 + 5 diodi + 1 termistore - Potenza di uscita: 500 mW - Alimentazione: 4,5 Vc.c. oppure a rete 220 Vc.a. mediante apposito adattatore - Dimensioni: 181 x 139 x 53

ZZ/8050-00



Radoricevitore portatile « SONY »

6 F - 21 L

Per OL, OM, FM - Completo di custodia ed auricolare - Prese per registrazione diretta, adattatore stereo FM multiplex e alimentatore c.a. - Transistori impiegati: 10 + 7 diodi + 1 termistore - Potenza di uscita: 900 mW - Alimentazione: 4,5 Vc.c., oppure 220 Vc.a. mediante apposito alimentatore - Dimensioni: 230 x 165 x 55

ZZ/8060-00



Radoricevitore portatile « SONY »

7 F - 83 L

Per OL, OM, FM - Completo di auricolare - Presa per alimentatore c.a. - Transistori impiegati: 10 + 6 diodi + 1 termistore - Potenza d'uscita: 4,5 Vc.c. oppure 220 Vc.a. mediante apposito alimentatore - Dimensioni: 220 x 130 x 62 -

ZZ/8070-00





**Radoricevitore portatile « SONY »
CRF 150**

Per OC1 ÷ OC10, OL, OM, FM - Sintonizzazione automatica - Funziona in qualsiasi località e paese - Prese per auricolare, altoparlante, registratore - Circuiti supereterodina - Transistori impiegati: 19 + 12 diodi + 2 termistori - Potenza di uscita: 1,1 W in c.c., 2,3 W in c.a. - Alimentazione: 9 ÷ 12 Vc.c., universale c.a. - Dimensioni: 340 x 275 x 144

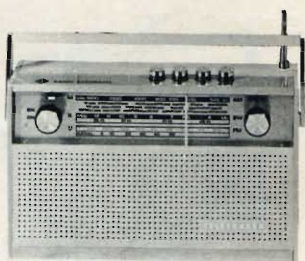
ZZ/8090-00



**Radoricevitore portatile universale « SONY »
CRF - 230**

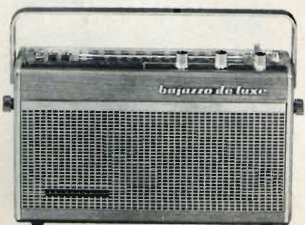
Per FM1, FM2, OL, OM, OC1 ÷ OC8 - Suono HI-FI - 3 quadranti indipendenti di sintonizzazione, 4 antenne - 7 prese - 4 paia di morsetti - Grafico orario - Funziona in qualsiasi paese e in qualsiasi località - Circuito supereterodina a doppia conversione - Transistori impiegati: 27 per la ricezione e 18 per circuiti ausiliari + 32 diodi + 1 termistore + 3 FET - Potenza di uscita: 1,5 W in c.c., 3 in c.a. - Alimentazione: 9 Vc.c. universale c.a. - Dimensioni: 452 x 325 x 190

ZZ/8100-00



**Radoricevitore portatile « TELEFUNKEN »
BANJO AUTOMATIC**

Per OC, OM, FM - Dispositivo automatico di sintonia in FM - Disponibile in 5 colori in materiale antiurto - Con circuito integrato - Transistori impiegati: 9 + 5 diodi + 2 stabilizzatori - Potenza di uscita: 1 W - Alimentazione: a pile oppure a rete tramite apposito alimentatore - Dimensioni: 250 x 150 x 75



**Radoricevitore portatile « TELEFUNKEN »
BAJAZZO DE LUXE 201**

Per OC, OL, OM onda Europa, DM - Dispositivo elettronico di sintonia in FM - Prese per auricolare ed alimentazione esterna - Transistori impiegati: 12 + 12 diodi + 2 stabilizzatori - Potenza di uscita: 4 W circa - Alimentazione a pila, oppure tramite apposito alimentatore - Dimensioni: 320 x 190 x 90

Lalla
DIFENDE
*i vostri
interessi*

« È una truffa »
disse in tono piuttosto minaccioso.
« Una truffa » rispondemmo sgomenti.
Lalla ribadi: « Avete messo una goccia
di grasso in un barattolo a spruzzo,
e vi comportate com se foste i salvatori
del genere umano. Dovreste vergognarvi ».
« È una truffa e basta, ecco cos'è ».
« Guarda » dicemmo, « può darsi che
per te sia solo una goccia di grasso
in un barattolo a spruzzo, ma per molte
persone può rappresentare la differenza
che esiste tra il successo e il fallimento.
Chiunque abbia dei problemi che riguardano



la lubrificazione dei contatti elettrici
ha un'unica cosa di cui preoccuparsi ».
« Quale? » chiese Lalla in tono ironico.
« Della velocità con la quale può arrivare
ad un negozio dove vendono
ELECTROLUBE » rispondemmo
in tono trionfante.
Riteniamo di aver vinto quella ripresa!

ELECTROLUBE_{LTD}

Lubrificanti per contatti elettrici.

EQUIVALENZE SEMICONDUTTORI

Per soddisfare le richieste di numerosi lettori proseguiamo la pubblicazione di alcune equivalenze di diodi, transistor e circuiti integrati Siemens.

La loro classificazione è stata fatta in ordine numerico.

TRANSISTORI

Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente	Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente
AC 105	AC 153 V	AC 142	AC 153
AC 106	AC 153 V	AC 150 ge	AC 151 V
AC 107	AC 151 r, IV, V, VI	AC 150 gn	AC 151 r, V, VI, VII
AC 113	AC 151 IV, V	AC 154	AC 152 IV, V
AC 114	AC 151 IV, V	AC 154/157	AC 152/127
AC 115	AC 151 IV, V	AC 155	AC 151 IV, V
AC 116 ge	AC 151 V	AC 156	AC 151 IV, V, VI
AC 117	AC 187 K	AC 157	AC 127
AC 117 R	AC 153 V	AC 157/154	AC 152/127
AC 122 A	AC 151 IV	AC 160	AC 151 IV
AC 122 ge	AC 151 V	AC 160 A	AC 151 r, IV, V, VI
AC 122 gn	AC 151 VI	AC 160 B	AC 151 r, VI
AC 122 vi	AC 151 VII	AC 161	AC 151 r, V, VI
AC 122 ws	AC 151 VII	AC 165	AC 151 V, VI
AC 122/30 rt	ASY 48 IV	AC 166	AC 152 IV, V, VI
AC 122/30 ge	ASY 48 V	AC 167	AC 152 IV, V, VI
AC 123 ge	ASY 48 V	AC 168	AC 127
AC 124	AC 153 K IV, V	AC 169	AC 151
AC 124 R	AC 153 IV, V	AC 170	AC 162 (AC 151, V, VI)
AC 125	AC 162	AC 171	AC 163 (AC 151, VI, VII)
AC 126	AC 163	AC 173	AC 152
AC 127	AC 127	AC 174	AC 153 V, VII
AC 127/132	AC 127/152	AC 175	AC 188 K
AC 128	AC 153	AC 177	AC 152 IV, V, VI
AC 182 K	AC 153 K	AC 180	AC 153 VI, VII
AC 131	AC 153	AC 181	AC 176
AC 132	AC 162, 163	AC 184	AC 153
AC 134	AC 151 IV, V	AC 185	AC 176 K
AC 135	AC 151 IV, V, VI	AC 187 K	AC 187 K
AC 136	AC 151 IV, V, VI	AC 188 K	AC 188 K
AC 137	AC 151 VII		
AC 138	AC 151, VI, VIII	ACY 16	(ACY 33 V, VI)
AC 139	AC 153 V, VI	ACY 17	(ASY 48 IV, V, VI, VII)
AC 141	AC 176	ACY 18	(ASY 48, AC 153)

Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente	Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente
ACY 19	(ASY 48, AC 153 V, VI, VII)	AF 124	AF 124
ACY 20	(ASY 48 IV, V, VI)	AF 125	AF 125
ACY 21	(ASY 48 V, VI, VII)	AF 126	AF 126
ACY 22	ACY 33 V	AF 127	AF 127
ACY 24	ASY 48 IV, V	AF 129	AF 124
ACY 27	(ACY 23 V)	AF 130	AF 124
ACY 28	(ACY 23 V)	AF 131	AF 125
ACY 29	(ACY 32)	AF 132	AF 126
ACY 30	(ACY 23 V, VI)	AF 133	AF 127
ACY 34	ACY 23 V	AF 134	AF 124
ACY 35	ACY 23 V	AF 135	AF 125
ACY 36	ACY 23 V	AF 136	AF 125
ACY 38	ACY 32 V (AC 151r V)	AF 137	AF 126
		AF 138	AF 126
AD 103	AD 133	AF 139	AF 139
AD 104	AUY 21 III, IV (AD 136)	AF 142	AF 124
AD 105	AUY 22 II, III	AF 143	AF 125
AD 136	AD 136 III, IV, V	AF 144	AF 126
AD 138	AD 133	AF 146	AF 125
AD 138/50	AUY 22 IV	AF 147	AF 126, AF 127
AD 139	AD 162	AF 148	AF 127, AF 126
AD 140	AD 149	AF 149	AF 126
AD 142	AD 133	AF 150	AF 127
AD 143	AD 133	AF 164	AF 124
AD 145	AD 133	AF 165	AF 125
AD 152	AD 149 V	AF 166	AF 126
AD 153	AD 149 III, IV, V	AF 168	AF 125
AD 155	AD 162 V, VI, VII	AF 169	AF 126, AF 127
AD 159	AD 136 III, IV, V	AF 170	AF 126, AF 127
AD 160	AD 136 III, IV, V	AF 171	AF 126
AD 164	AD 162 V, VI, VII	AF 172	AF 127
AD 165	AD 161	AF 178	AF 106
AD 166	AD 166	AF 180	AF 106
AD 167	AD 167	AF 181	AF 200
		AF 182	AF 121
ADY 22	AUY 29 IV	AF 185	AF 106
ADY 23	AUY 22 III	AF 186	AF 139
ADY 24	AUY 22 III	AF 187	AC 121
ADY 25	(AUY 22 III)	AF 188	AC 151
ADY 28	AUY 22	AF 193	(AF 126)
ADZ 11	(AUY 29)	AF 194	AF 121, AF 124
		AF 195	AF 125
AF 101	AF 127	AF 196	AF 125
AF 102	AF 106	AF 197	AF 127
AF 105	AF 126	AF 198	AF 127
AF 105 a	AF 126	AF 239	AF 239
AF 106	AF 106	AF 239 S	AF 239 S
AF 109	AF 109 R	AF 240	AF 240
AF 111	AF 127	AF 250	AF 239 S
AF 112	AF 126	AF 251	AF 239
AF 113	AF 125	AF 252	AF 240
AF 114	AF 124	AF 253	AF 109 R
AF 115	AF 125	AF 256	AF 106
AF 116	AF 126	AF 267	
AF 117	AF 127	AF 268	AF 279
AF 118	AF 118	AF 269	AF 280
AF 121	AF 201		

Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente	Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente
AFY 19	AFY 18	BC 107	BC 107 A
AFY 25	AFY 34	BC 108	BC 108 B
AFY 26	AFY 34	BC 109	BC 109 B
AFZ 11	AFY 12	BC 113	BC 108/BC 168 B
AFZ 12	(AF 106)	BC 114	BC 107 A (BC 108 A)
ASY 12-1	(ASY 70 IV)	BC 115	BC 107
ASY 12-2	(ASY 70 V)	BC 116	BC 177 A (BC 157)
ASY 13-1	(ASY 48 IV)	BC 118	BC 167 A
ASY 13-2	(ASY 48 V)	BC 119	BC 140 C
ASY 13-3	(ASY 48 V)	BC 120	BC 140 C
ASY 14-1	(ASY 48 IV)	BC 125	BC 107 A
ASY 14-2	(ASY 48 IV)	BC 126	BC 177 A
ASY 14-3	(ASY 48 V)	BC 129	BC 107
ASY 26	ASY 26	BC 130 A	BC 108 A (BC 109 B)
ASY 27	ASY 27	BC 131	BC 108 B (BC 109 B)
ASY 31	ASY 26	BC 135	BC 107 A
ASY 32	ASY 27	BC 136	BC 147 A
ASY 50	ASY 70 IV, V	BC 137	BC 160
ASY 52	ASY 48 IV, V	BC 139	BC 160
ASY 53	ASY 70 IV, V	BC 142/143	BC 141/BC 160
ASY 54	ASY 27	BC 153/154	BC 157/158/159
ASY 55	ASY 27, TF 49	BC 170	(BC 168)
ASY 56	TF 49	BC 171	BC 167 B
ASY 58	TF 49	BC 172 A	BC 168 A
ASY 59	TF 49	BC 186/187	BC 177/178/179
ASY 60	(TF 49)	BC 192	BC 167
ASY 61	ASY 27	BCY 33	(BCY 78)
ASY 62	(ASY 27)	BCY 34	(BCY 79)
ASY 63	ASY 70	BCY 42	BCY 59 VII
ASY 64	ASY 26	BCY 43	BCY 58
ASY 66	ASY 27	BCY 51	BC 108
ASY 76	ASY 48	BCY 51 r	BC 109
ASY 77	ASY 48	BD 106	BD 109
ASY 80	ASY 48	BD 111	(BUY 14)
ASY 81	(ASY 48 IV, V)	BD 116	BDY 13
ASZ 15	AUY 22 II, III	BF 108	(BF 110)
ASZ 16	AUY 21 III, IV	BF 109	BF 178/BF 110
ASZ 17	AUY 21 III, IV	BF 114	BF 110
ASZ 18	AUY 22, II, III	BF 115	BF 115
ASZ 21	(AFY 11)	BF 140 D	BF 178
AU 101	(AUY 22)	BF 154	BC 148 A
AU 102	AUY 21 II, III, IV	BF 155	(BF 173)
AU 103	AU 105	BF 156	BF 178/110
AU 105	AU 105	BF 158	BF 173
AUY 10	(AD 163 IV)	BF 159	BF 173
AUY 28	AUY 22 III	BF 160	BF 185
AUY 30	AUY 22 II, III	BF 163	BF 167 (BF 115)
AUY 31	AUY 21 II, III, IV	BF 164	BF 167
AUY 32	AUY 20 III, IV, V	BF 165	BC 107 A
AUY 33	AUY 19 III, IV, V	BF 166	BF 173
B 5000	(BD 109)	BF 168	BF 173
		BF 169	BC 108 A
		BF 174	BF 178/BF 111
		BF 178	BF 178

Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente	Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente
BF 186	BF 111	BSY 25	BSY 58
BF 224	BF 173	BSY 26	BSY 17, BSY 18
BF 225	BF 167	BSY 27	BSY 17, BSY 18
BFX 17	BFY 99	BSY 28	BSY 17
BFX 18	BFX 60	BSY 29	BSY 18
BFX 21	BFX 59	BSY 32	BSY 17
BFX 43	BFX 55	BSY 33	BSY 18
BFY 10	BFY 33	BSY 36	BSY 17
BFY 11	BFY 33	BSY 37	BSY 17
BFY 15	BFY 33	BSY 38	BSY 17
BFY 16	(BFY 33)	BSY 39	BSY 18
BFY 17	BFX 55	BSY 44	BSX 45
BFY 18	BSX 48	BSY 46	(BSX 45)
BFY 19	BFY 33	BSY 47	BSY 62
BFY 20	(2x BSY 63)	BSY 48	BSY 62
BFY 21	(2x BSY 63)	BSY 50	BSY 62
BFY 22	BC 121 ws	BSY 51	BSX 45
BFY 23	BC 121 ge, gr	BSY 52	BSX 45
BFY 23 a	BC 121 gr	BSY 53	BSX 45
BFY 24	BC 121 ws, ge	BSY 54	BSX 45
BFY 25	BSX 45	BSY 70	BSY 62
BFY 26	BSY 63	BSY 71	BSX 45
BFY 28	BSX 45	BSY 72	BC 107, BF 115
BFY 29	BC 123 ws	BSY 73	BSY 63
BFY 30	BC 123 ws, ge	BSY 74	BSX 45
BFY 37	BSY 62	BSY 75	BFY 33
BFY 39	BC 107 A, B (BCY 59)	BSY 76	BSX 45
BFY 40	BSX 45	BSY 77	BSX 45
BFY 41	BF 110	BSY 78	BSX 45
BFY 42	BC 107	BSY 79	BFY 45
BFY 43	BF 110	BSY 80	BC 109
BFY 47	BC 121 ws, ge, gr	BSY 86	(BSX 46)
BFY 48	BC 122 ws, ge, gr	BSY 87	BSX 46
BFY 49	BC 123 ws, ge	BSY 90	(BSX 45)
BFY 50	BSX 46 (BC 141)	BSY 91	BFY 33
BFY 56	BSX 46	BSY 92	BSX 45
BFY 66	BFX 62	BSY 93	(BFY 34)
BFY 72	BFY 33	BSY 95 A	BSY 58
BFY 77	BCY 59 X	CDT 1311	AUY 21 IV
BSX 22	BSX 45	CDT 1313	AUY 22 IV
BSX 24	BCY 59	CTP 1104	AD 130 III, IV, V
BSX 26	BSY 63	CTP 1108	AD 130 III, IV, V
BSX 27	BCY 58	CTP 1109	AD 150 IV, V
BSX 29	BCY 78	CTP 1111	AD 132 II, III, IV
BSX 32	(BSX 45)	CTP 1500	(AUY 22 III, IV)
BSX 52 A	BCY 65 X	CTP 1503	(AUY 22 III, IV)
BSY 10	(BFY 33)	CTP 1504	AUY 21 III, IV
BSY 11	(BFY 33)	CTP 1508	AD 133 III, IV
BSY 19	BSY 63	GFT 20	AC 151 IV
BSY 20	BSY 62	GFT 21	AC 151 V, VI
BSY 21	BSY 63	GFT 25/15	AC 151 IV
BSY 22	BSY 63	GFT 25/30	AC 151 IV
BSY 23	BSY 63	GFT 32/15	AC 152 IV
BSY 24	BSY 58	GFT 32/30	AC 152 IV

Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente	Tipo da sostituire	Tipo Siemens equivalente
GFT 43/15	AC 152 V	OC 71	AC 151 V
GFT 33/30	AC 152 V	OC 72	AC 151 IV, V
GFT 41	AF 106	OC 74	AC 121 V, VI
GFT 2006/30	AC 152 IV	OC 75	AC 151 V, VI
GFT 3008/20	AD 130 III, IV	OC 76	AC 151 IV
GFT 3008/40	AD 131 III, IV	OC 77	ASY 48 IV
GFT 3008/60	AD 131 III, IV	OC 79	AC 151 IV, V, VI
GFT 3008/80	AD 132 III, IV	OC 80	AC 121 VI, VII
GFT 3108/40	AD 130 III	OC 80 A	AC 121 VI, VII
GFT 3108/60	AD 131 III	OC 83	AC 152 V, VI
GFT 3108/80	AD 132 II, III	OC 84	AC 153 V, VI
GFT 3408/20	AD 130 IV, V	OC 122	AC 152 V
GFT 3408/40	AD 131 IV, V	OC 123	(ASY 48 V)
GFT 3408/60	AD 131 IV, V	OC 169	AF 126, AF 127
GFT 3408/80	AD 132 IV	OC 170	AF 124
GFT 3708/20	AD 130 V	OC 171	AF 124 ... 127
GFT 3708/40	AD 131 V	OC 200	BC 177 V
GFT 3708/60	AD 131 V	OC 303	AC 151 IV
GFT 3708/80	AD 132 IV	OC 304/1	AC 151 IV
GFT 4012/30	AD 130 III, IV	OC 304/2	AC 151 V
GFT 4012/60	AD 131 III, IV	OC 304/3	AC 151 V, VI
GFT 4112/60	AD 131 III	OC 305/1	AC 151 VI
GFT 4308/40	AD 130 IV, V	OC 306/1	AC 151 r IV
GFT 4308/60	AD 131 IV, V	OC 306/2	AC 151 r V
GFT 4308/80	AD 132 IV, V	OC 306/3	AC 151 r V, VI
GFT 4412/30	AD 130 IV, V	OC 307/1	AC 151 IV
GFT 4412/60	AD 131 IV, V	OC 307/2	AC 151 IV
GFT 4608/60	AD 131 V	OC 307/3	AC 151 V
GFT 4712/30	AD 130 V	OC 308	AC 151 IV, V
GFT 4712/60	AD 131 V	OC 309/1	ASY 48 IV
GM 290	AF 239	OC 309/2	ASY 48 IV
MSP 6514	CBY 59 VII	OC 309/3	ASY 48 V
OC 16	AD 130 III, IV	OC 318	AC 121 IV, V
OC 22	AD 148 IV, V	OC 430	(BC 179 B)
OC 23	AD 149 V	OC 469	BC 177 V
OC 24	(AD 148 IV, V)	OC 602	AC 151 IV
OC 26	AD 149, AD 150 IV	OC 602 Spez	AC 152 VI
OC 28	AUY 22 II, III	OC 603	AC 151 r IV
OC 29	AUY 21 III, IV	OC 604	AC 151 IV, V
OC 30	AD 148 V	OC 604 Spez	AC 152 V, VI
OC 35	AUY 21 III, IV	OC 612	AF 127
OC 36	AUY 22 II, III	OC 613	AF 126
OC 43	AC 121 V	OC 614	AF 125
OC 44	AF 126	OC 615	AF 124
OC 45	AF 126	OD 603	AD 131 IV
OC 60	AC 151 V	OD 603/50	AD 131
OC 70	AC 151 IV	OD 650	AD 133
		OD 651	AD 133
		OD 651 a	AD 133

ASPIRATORI DI STAGNO

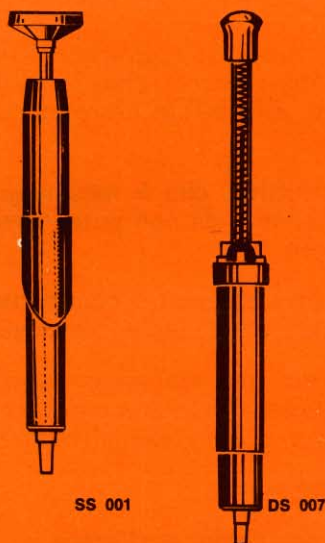
ERSA

L'aspiratore **ERSA Soldapullit** è un utensile robusto ed economico appositamente studiato per aspirare lo stagno fuso delle connessioni.

L'apparecchio è praticamente una pompa a forte azione aspirante. Esso viene impiegato in combinazione con un saldatore di bassa potenza (es. **ERSA Tip 16**). Il saldatore porta al punto di fusione lo stagno della connessione da togliere ed il Soldapullit, precedentemente caricato, lo aspira. Il funzionamento avviene effettuando una semplice pressione sull'apposito bottone di scatto. Non necessita di manutenzione speciale poiché la saldatura aspirata è automaticamente espulsa al momento della ricarica.

Si consiglia comunque di effettuare una pulizia periodica.

Porre inoltre attenzione durante il caricamento, che deve essere effettuato in posizione verticale, e durante la dissaldatura (evitare qualsiasi contatto diretto tra la punta del saldatore e la punta di teflon).



ERSA Soldapullit

Aspiratore per dissaldare di tipo manuale, particolarmente studiato per l'impiego su circuiti stampati. Da utilizzare in combinazione con un saldatore (ad esempio TIP 16). Viene fornito con una punta in teflon intercambiabile.

Lunghezza dell'utensile non caricato: 300 mm
 Peso: 73 g (senza punta)

Diametro interno della punta: 3 mm
 N° originale: SS 001
 Codice G.B.C.: LU/6115-00

Punta di ricambio
 N° originale: SRT 002
 Codice G.B.C.: LU/6116-00

ERSA Soldapullit DELUXE

Aspiratore per dissaldare simile al modello standard, ma con due dispositivi: uno di caricamento protetto (nessun pericolo al momento del rinculo del pistone) ed uno di regolazione continua della forza d'aspirazione. Viene fornito con una punta in teflon intercambiabile.

Lunghezza: 330 mm
 Peso: 115 g

Diametro interno della punta: 3 mm
 N° originale: DS 007
 Codice G.B.C.: LU/6118-00

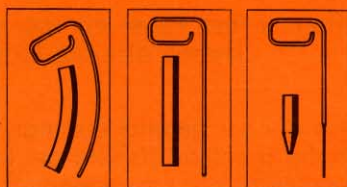
Punta di ricambio
 N° originale: DRT 008
 Codice G.B.C.: LU/6119-00

PUNTALI DI PROLUNGA

Queste prolunge sono innestate sulla punta normale dei due dissaldatori tipo Soldapullit e vengono impiegate solo in casi particolari.

Ciascuna prolunga è fornita con uno scovolino per la pulizia interna.

I tipi 45 ET 011 ed LET 012 servono per connessioni disposte in punti particolarmente inaccessibili; il tipo MET 013 è utilizzato per la dissaldatura di connessioni miniatura (\varnothing int. della punta 2 mm).



45 ET 011

LET 012

MET 013

PUNTE SPECIALI PER DISSALDARE CIRCUITI INTEGRATI DA UTILIZZARE CON SALDATORE TIPO ERS 30



32 C 1

32 C 2

32 C 3

32 C 4

32 C 5

32 C 6

LU/6230-00

LU/6232-00

LU/6234-00

LU/6236-00

LU/6238-00

LU/6240-00

Queste punte, di forma particolare, vengono utilizzate per dissaldare alcuni tipi di circuiti integrati. Esse vanno applicate su un saldatore del tipo ERS 30 al posto della normale punta (il diametro esterno è di 5 mm).

Punta tipo	Per circuiti integrati con contenitore tipo	Fori
32 C 1	Dual - in - line	16
32 C 2	Dual - in - line	14
32 C 3	To	16
32 C 4	To	10
32 C 5	To	8
32 C 6	To	6



CHE COSA È I' HIGH-KIT

Composto da due parole: HIGH un aggettivo e KIT un nome comune che significa « insieme di parti staccate che permettono il montaggio di un apparecchio completo », HIGH-KIT è diventato un marchio universalmente conosciuto.

Il grande complesso produttivo, che è nato negli Stati Uniti, si è sviluppato in modo tanto imponente da non poter essere paragonato ad alcun altro dello stesso genere.

Infatti, il cammino di questa azienda è contraddistinto da un grandissimo numero di realizzazioni elettroniche d'avanguardia.

Ma per comprendere come ciò sia stato possibile è necessario avere una visione precisa di questa industria con particolare riferimento alla gamma dei suoi prodotti e ai suoi metodi realizzativi.

Organizzazione « HIGH-KIT » per l'Italia e l'Europa

Tutti i « Kit » venduti in Italia e nei Paesi europei sono distribuiti dalla G.B.C. Italiana s.a.s., la quale dispone di circa 80 punti di vendita nella sola Italia.

I componenti sono tanto americani quanto europei, ma rispondono tutti a delle precise caratteristiche tecniche fissate dai laboratori americani. Le vendite non vengono mai fatte per corrispondenza e ciò per una caratteristica di serietà aziendale che accomuna l'HIGH-KIT con la G.B.C.

Gamma di prodotti « HIGH-KIT »

La gamma di prodotti HIGH-KIT può essere divisa in tre distinti settori:

- 1) Apparecchi di misura
- 2) Materiale HI-FI
- 3) Realizzazioni per hobbisti ed amatori in genere.

1) Gli apparecchi di misura

In questo campo l'HIGH-KIT ha toccato vertici altissimi assumendo sempre più una posizione di « Leader ». I suoi strumenti sono impiegati nei più famosi istituti tecnici e in quasi tutti i laboratori di radiotele-riparazione.

Uno dei maggiori meriti dell'HIGH-KIT è certamente quello di aver creato apparecchi ad altissima efficienza, di basso costo e che non presentano praticamente, alcuna difficoltà di montaggio.

Qualcuno potrebbe essere scettico circa le misure effettuabili con apparecchi costruiti in Kit, ma tutti coloro che hanno realizzato questi montaggi possono assicurare che mai sono state trovate difficoltà in fase di taratura, in particolare, seguendo scrupolosamente le indicazioni che ogni Kit porta a corredo. Inoltre, e più importante, possono testimoniare che le misure effettuate con questi Kit non hanno niente da invidiare a quelle effettuate con apparecchi professionali di costo elevato. Anche per ciò che riguarda la durata, questi strumenti non temono confronti, infatti i generatori, il wattmetro, i box, gli alimentatori, il capacimetro, il signal-tracer ecc. possono essere impiegati in modo continuo per anni senza risentire della purché minima anomalia.

Da quando i transistor hanno preso il sopravvento sulle valvole termoioniche i tecnici dell'HIGH-KIT si sono posti come obiettivo la realizzazione di strumenti di tipo portatile e di minimo ingombro, con lo scopo di facilitare al massimo il lavoro di radioteleriparazione.

Prossimamente l'HIGH-KIT presenterà dei Kit anche più complessi, come apparecchi ad indicazione numerica, calcolatori analogici, ecc.

Questi ultimi saranno destinati in modo particolare a scopi didattici negli istituti tecnici e nelle facoltà, integrando in modo completo gli apparecchi già realizzati per queste finalità.

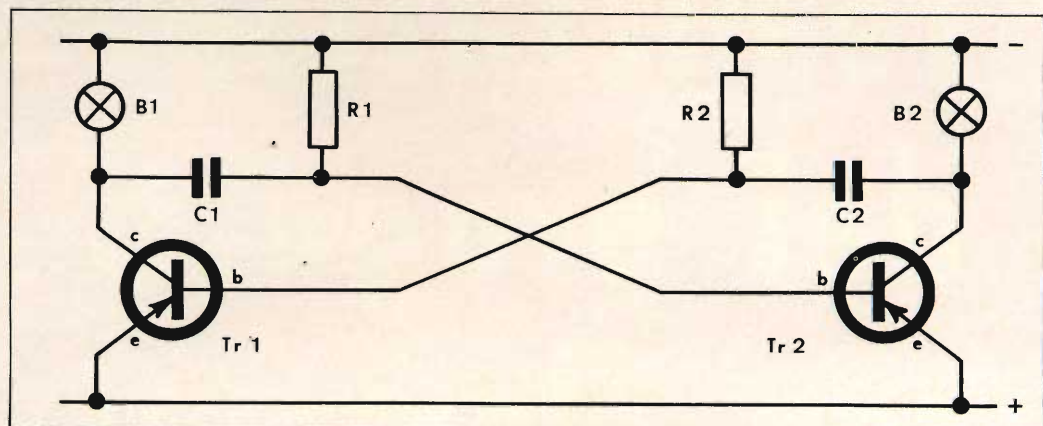
2) Materiali HI-FI

Una serie molto importante di piccoli amplificatori che va da 3 W a 12 + 12 W contraddistingue questo settore delle realizzazioni HIGH-KIT. Il basso costo di questi apparecchi, paragonato alle loro prestazioni è certamente il dato che maggiormente colpisce a prima vista. I Kit sono tutti transistorizzati e le prestazioni rispondono pienamente alle norme fissate dagli Istituti di alta fedeltà dei diversi Paesi.

In questa categoria possono trovare posto anche i due magnifici televisori da 11" e da 24" che tanto successo hanno avuto sia in America che in Europa, il miscelatore a 4 canali, i filtri crossover ed una vasta gamma di alimentatori.

In considerazione delle superiori caratteristiche degli amplificatori HIGH-KIT, la Casa stessa consiglia di usarli in unione a giradischi di grande classe come ad esempio i tipi B. & O., Elac, Garrad o Dual oppure a registratori B. & O., Sony, Lesa, ecc.

lampeggiatore elettronico



Questo semplice circuito dimostra la facilità delle costruzioni sull'S-DeC. I dati che seguono si riferiscono al montaggio completo su un solo pannello del « deck ». In pratica, è consigliabile la costruzione di un circuito su entrambi i pannelli del « deck ».

Elenco componenti	Denominazione	Valore	Punti di connessione
Resistori da 1/4 W a strato di carbone toll. 10%	R1	3,9 k Ω	22-32
	R2	3,9 k Ω	4-14
Condensatori elettrolitici 10 VL	C1	100 μ F	6-21+
	C2	100 μ F	30-15+
			+ = polarità dell'elettrolitico
Lampadine	B1	6 V/0,1 A	5-10
	B2	6 V/0,1 A	26-31
Transistor	Tr1	OC 81	e b c
	Tr2	OC 81	17 12 7 19 24 29
Batteria		9 V PP7	(+) 16-1 (—)
Filo di collegamento			3-33

realizzazione dei progetti con elementi S-DeC

UK / 5000

In queste pagine sono riportati alcuni utili circuiti elettronici che possono essere rapidamente montati su un S-DeC. La maggior parte di questi circuiti richiede soltanto un S-DeC, ma è facile montare anche i circuiti con più elementi; fra di essi è incluso un circuito che richiede l'uso di due S-DeC.

Le liste dei componenti portano dei numeri fra parentesi posti dopo i valori. Ogni componente va semplicemente inserito nelle prese segnate dell'S-DeC. I numeri riportati servono solamente da guida; lo sperimentatore può fare a meno di questi numeri, usando direttamente il diagramma del circuito.

La disposizione sull'S-DeC può essere usata come utile guida per l'ordinamento richiesto nel circuito stampato.

E' consigliabile sottoporre ad attenti collaudi i circuiti sull'S-DeC prima di montarli definitivamente, cosicché ogni necessario cambiamento e ogni controllo di prestazione possono essere effettuati prima della saldatura sul circuito stampato.

3) Realizzazioni per hobbisti ed amatori in genere

Questo settore è particolarmente vasto e va dagli apparecchi per radiocomando al microricevitore AM e al microtrasmettitore FM, comprendendo anche il lampeggiatore, il carica batterie, l'interfonico, il metronomo, il temporizzatore per tergitristallo e molti altri ancora, alcuni anche sorprendenti, come il fringuello elettronico. Una nota a parte meritano certamente i montaggi per luci psichedeliche, che hanno ottenuto un successo veramente eccezionale.

Metodo di montaggio

L'HIGH-KIT presenta i suoi Kit accompagnati da una chiara descrizione. La prima parte di essa chiarisce in modo dettagliato il principio di funzionamento del circuito in esame, mentre la seconda è dedicata ai consigli pratici ed alle precauzioni da seguire per giungere facilmente ai migliori risultati. Gli opuscoli inoltre contengono una serie di disegni, viste esplose e viste fotografiche che rendono facilmente comprensibili quei particolari costruttivi che potrebbero far sorgere qualche dubbio nel costruttore. Un elenco dei componenti consente di riconoscere gli stessi senza alcuna difficoltà, in modo da inserirli con estrema sicurezza nei rispettivi fori del circuito stampato. Quest'ultimo ha la particolarità di presentare, dal lato opposto a quello ramato, una rappresentazione serigrafica della disposizione di ogni singolo componente, con l'indicazione dei terminali dei transistor e delle polarità dei condensatori elettrolitici e dei diodi, il che elimina quegli inconvenienti che potrebbero comportare il mancato funzionamento del circuito stesso. Un secondo foglio istruttivo chiarisce, per i meno preparati, le operazioni basilari per la realizzazione di Kit elettronici e per il riconoscimento dei componenti. Come si vede, dunque, nulla è lasciato al caso e tutto è stato studiato dall'HIGH-KIT nei minimi dettagli per cui risulta matematicamente impossibile, seguendo attentamente le istruzioni, commettere errori. Da qui la certezza di realizzare dei montaggi di sicuro funzionamento e di bassissimo costo.

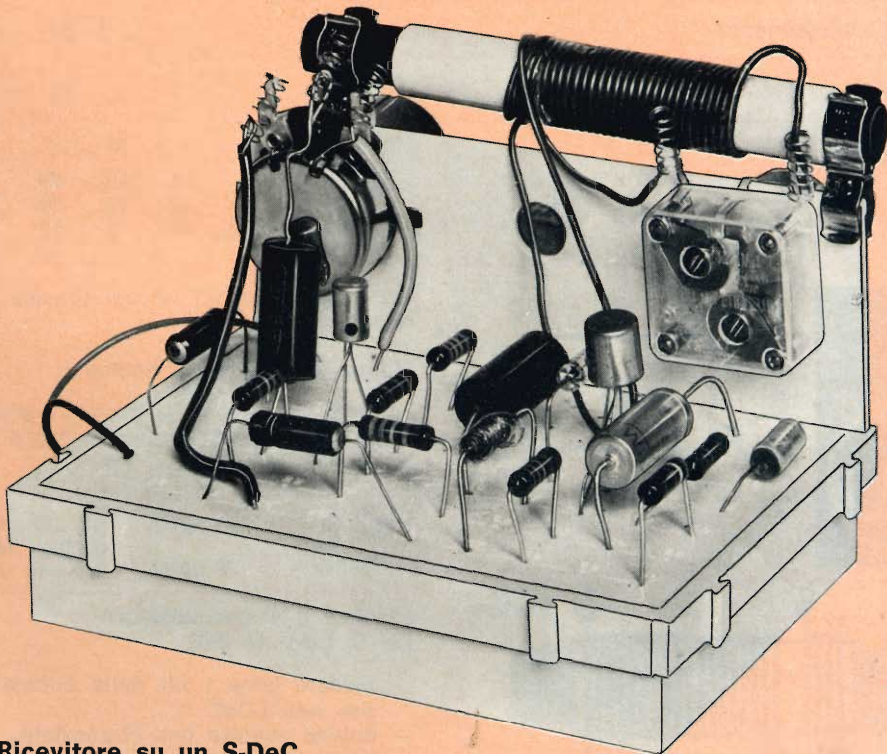
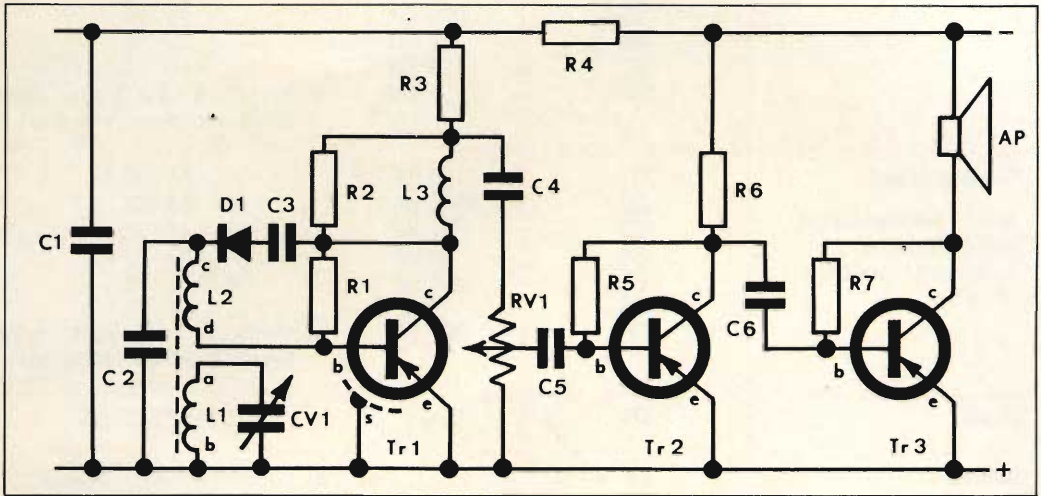
Taratura e messa a punto

Molti montaggi HIGH-KIT non richiedono queste operazioni in quanto funzionano non appena montati. Altri invece, ed in particolare la gamma degli strumenti, ne abbisognano e ciò rappresenta il punto sul quale i pochissimi residui avversari dei Kit si appoggiano per inutili polemiche. Ma possiamo assicurarvi che i metodi di taratura dell'HIGH-KIT sono quanto di più semplice si possa desiderare, riducendosi questa fase alla regolazione di qualche potenziometro o poco più.

Conclusioni

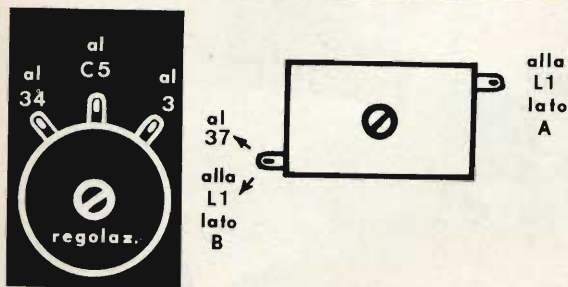
La posizione dell'HIGH-KIT, grazie alle particolari caratteristiche dei suoi Kit, è di primo piano sia in America che in Europa. Conosciutissimo dagli istituti tecnici, dagli hobbisti e dagli amatori in genere, questo marchio è la garanzia più valida per la realizzazione di montaggi scrupolosamente progettati e straordinariamente efficienti.

radiorecettore "reflex"



Ricevitore su un S-DeC

Elenco componenti	Denominazione	Valore	Punti di connessione			
Resistori da 1/4 W a strato di carbone toll. 10%	R1	680 k Ω	59 - 49			
	R2	12 k Ω	70 - 60			
	R3	4,7 k Ω	63 - 68			
	R4	270 Ω	61 - 30			
	R5	330 k Ω	25 - 20			
	R6	3,3 k Ω	23 - 28			
	R7	27 k Ω	10 - 15			
	RV1	5 k Ω	connessioni vedi figura sotto (montaggio su pannello)			
Condensatori (per i condensatori elettrolitici è indicata la polarità +) 10 VL	C1	100 μ F	64 - 39+			
	C2	4700 pF	40 - 55			
	C3	0,1 μ F	41 - 56			
	C4	10 μ F	66 - 33+			
	C5	0,1 μ F	fra RV1 - 18			
	C6	10 μ F	21 - 6+			
	CV1	300 pF	connessioni vedi figura sotto (montaggio su pannello)			
Diodi	D1	OA73	(C) 52 - 42 (A)			
Bobina	L1	3 mH	al cond. var. vedi figura al cond. var. vedi figura 57 - 67			
	L2					
	L3					
Altoparlante	AP	80 Ω	11 - 27			
Filo di collegamento			5 - 36			
Batteria		9 V PP7	(+) 1 - 26 (—)			
Transistor	Tr1	AF116 AC126 OC81	e			
	Tr2		b			
	Tr3		c			
			s			
			38	48	58	38
			4	19	24	
			2	7	12	



Una capacità di 0,1 μ F nel (65-69) ridurrà la risposta AF.

Messa a punto della bobina

Le bobine di antenna e « reflex » sono avvolte insieme su un'asta di ferrite \varnothing 3/5" lunga 4" come mostra la figura.

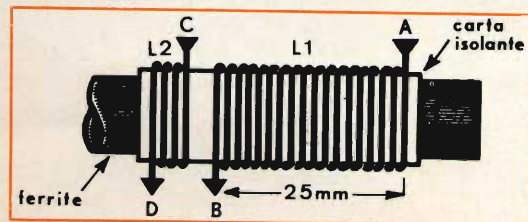
Bobina	76 spire	filo \varnothing 0,193 con doppio isolamento in seta e cotone
« Reflex »	3 spire	

L1: A e B al condensatore
L2: C (54); D (50)

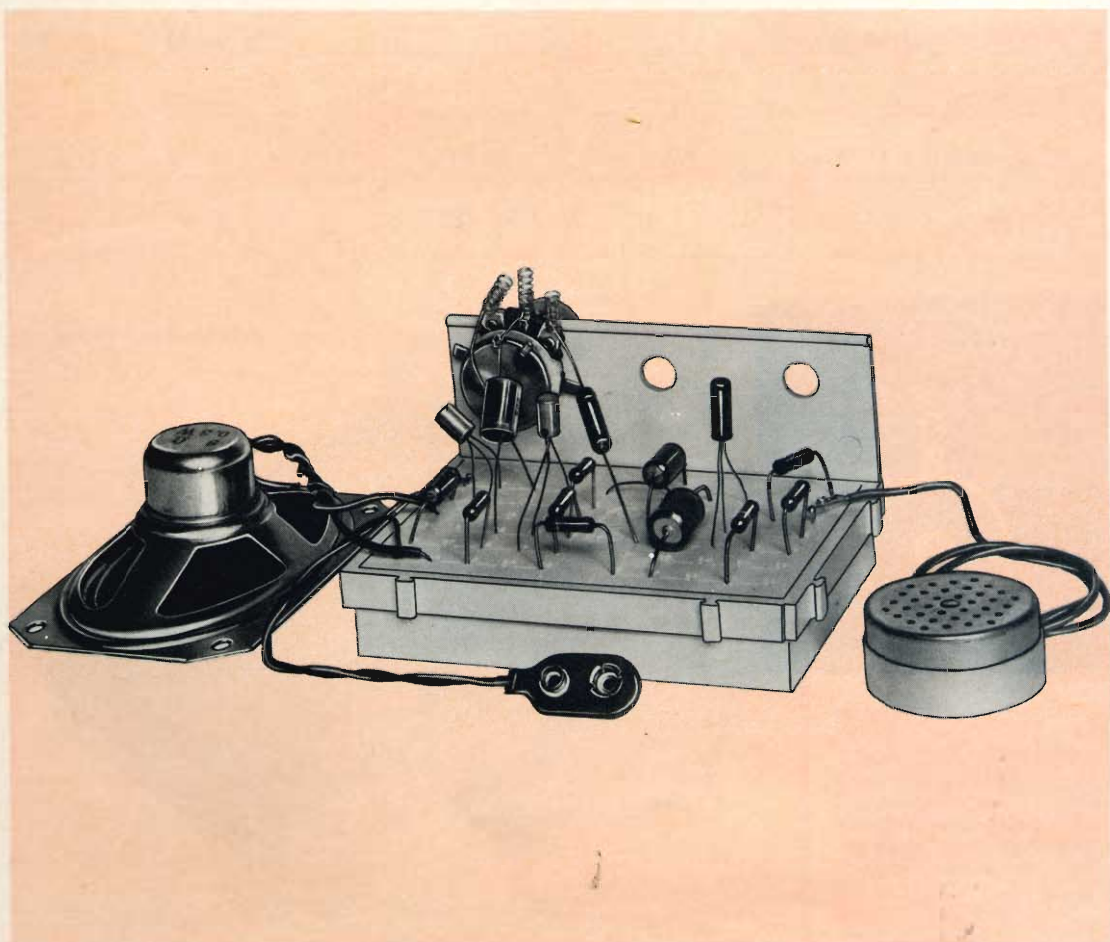
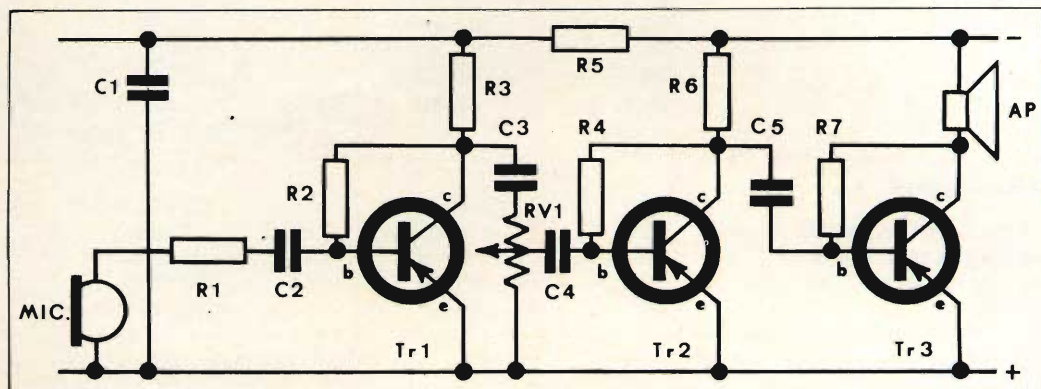
— Saldare bene i fili della bobina da inserire nell'S-DeC

— Bobine avvolte ben distanziate

Prima ricoprite con vernice o con nastro adesivo la parte esterna.



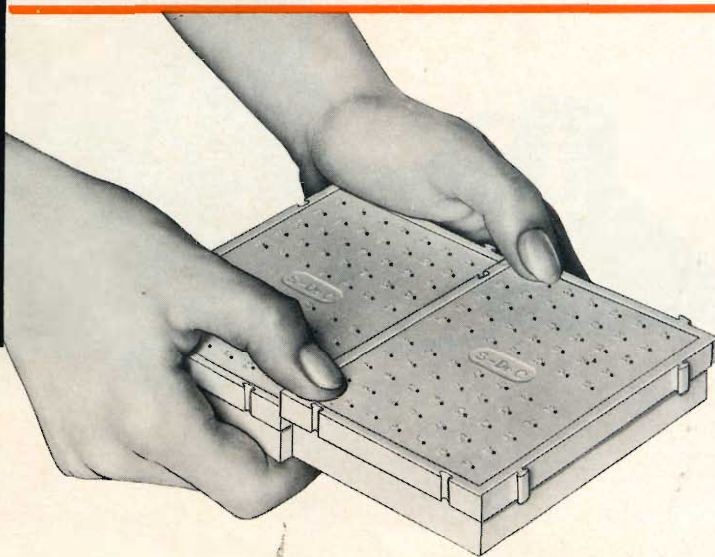
amplificatore audio a 3 stadi



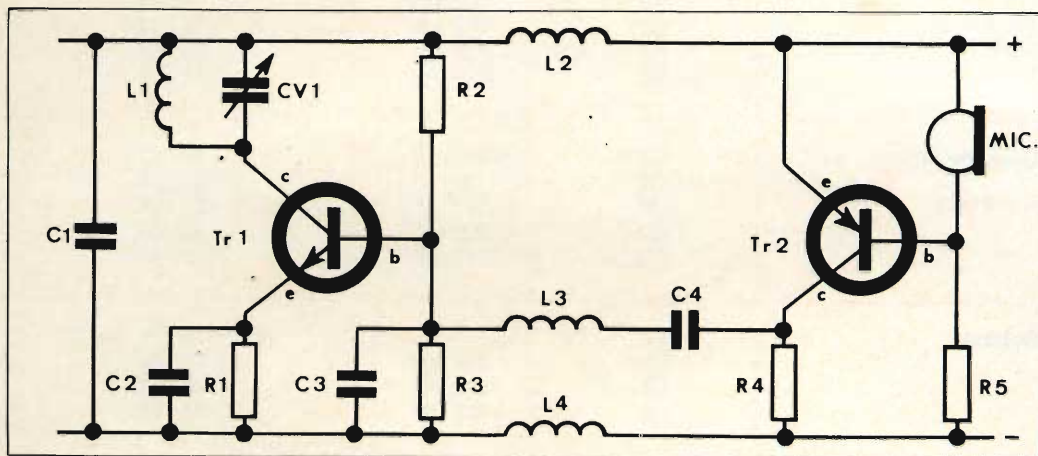
Elenco componenti	Denominazione	Valore	Punti di connessione
Resistori da 1/4 W a strato di carbone toll. 10%	R1	330 k Ω	40 - 49
	R2	330 k Ω	55 - 60
	R3	3,9 k Ω	69 - 59
	R4	330 k Ω	30 - 25
	R5	2,2 k Ω	35 - 66
	R6	3,3 k Ω	33 - 28
	R7	27 k Ω	15 - 20
	RV1	5 k Ω	connessioni vedi figura sotto (montaggio su pannello)
Condensatori (Per i condensatori elettrolitici è indica- ta la polarità +) 10 VL	C1	100 μ F	67 - 42 +
	C2	1 μ F	51 - 36 +
	C3	10 μ F	56 - RV1 +
	C4	0,1 μ F	23 - RV1
	C5	10 μ F	26 - 11 +
Transistor			e b c
	Tr1	OC 44	43 53 58
	Tr2	OC 71	9 24 29
	Tr3	OC 81	7 12 17
Filo di collegamento			10 - 41
Microfono			45 - 50
Altoparlante	AP	80 Ω	32 - 16
Batteria		9V PP7	(+) 6-31 (-)



La figura mostra come si possano unire più S-DeC. La lubrificazione delle scanalature può facilitare questa già semplice operazione.



radio microfono VHF

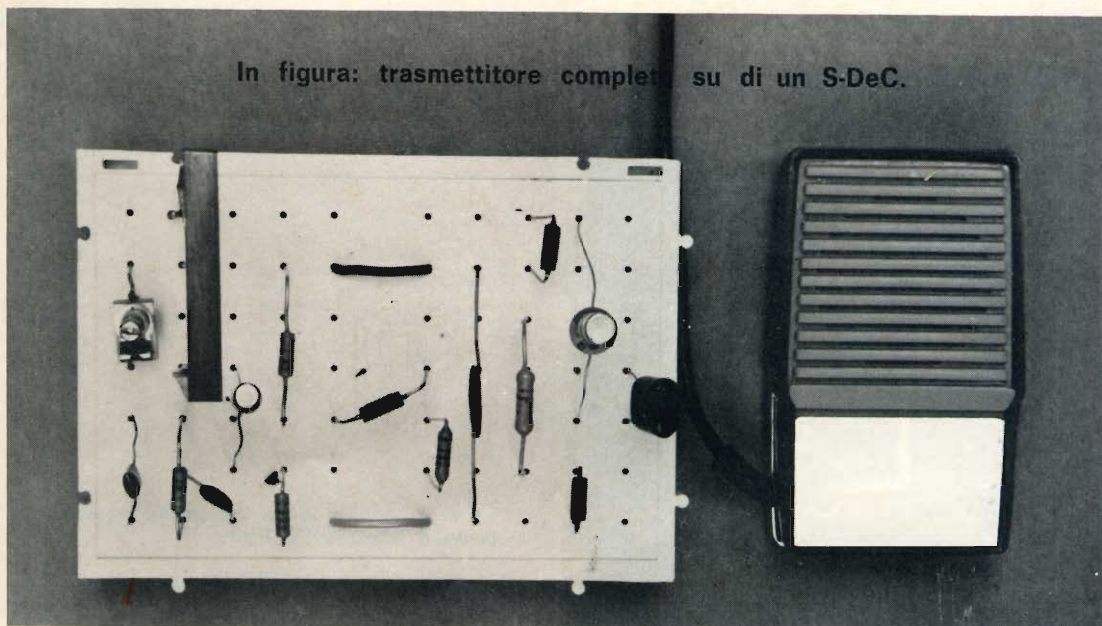


Questo trasmettitore di bassa potenza è sintonizzabile su una gamma di frequenze che può essere ricevuta da qualsiasi ricevitore normale domestico VHF. Si deve usare un microfono a cristallo.

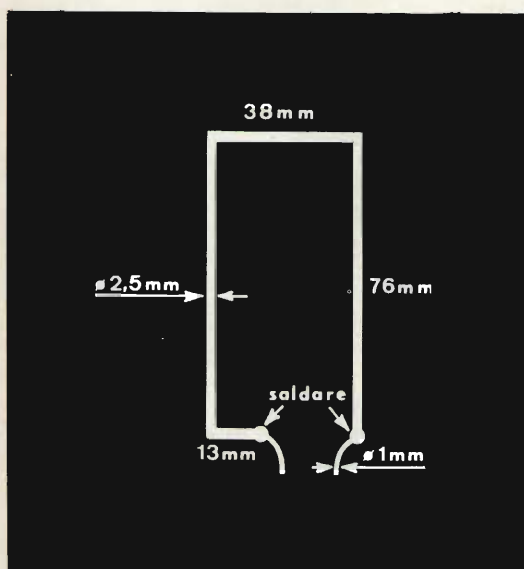
Quando il circuito è costruito, si regolano il ricevitore e il trimmer capacitivo fino alla messa a punto del microfono.

Una volta regolato, mettere il microfono ad una certa distanza dall'S-DeC per evitare la regolazione durante il funzionamento. Il ricevitore può perdere la regolazione dopo la costruzione e ciò può essere provato, se il microfono posto vicino al ricevitore provoca uno strillo, dovuto alla reazione acustica. Ciò non si verifica se il ricevitore è in un'altra camera.

In figura: trasmettitore completo su di un S-DeC.

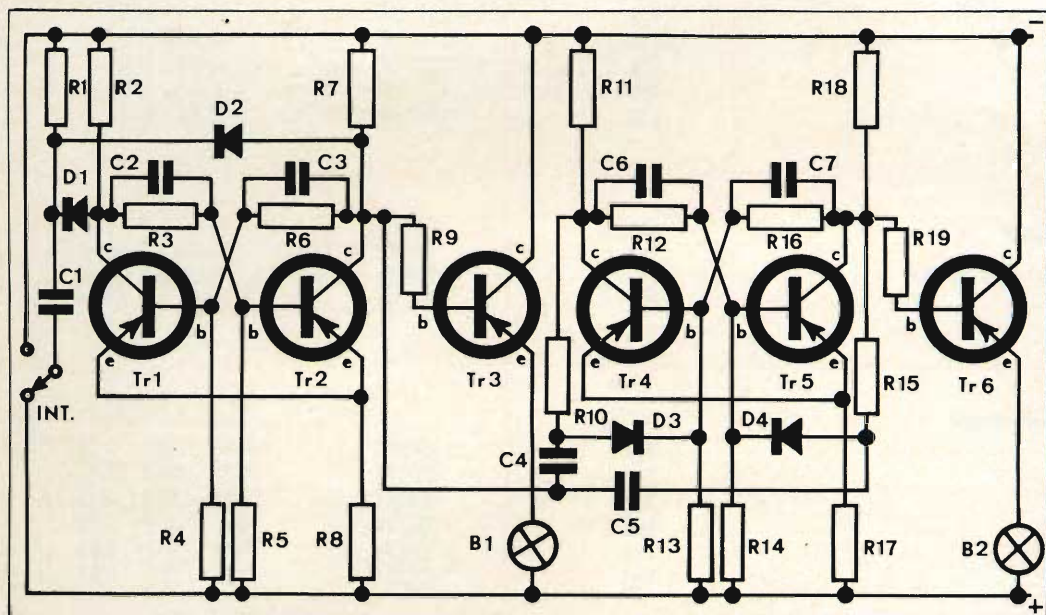


Elenco componenti	Denominazione	Valore	Punti di connessione
Resistori da 1/4 W a strato di carbone toll. 10%	R1	330 Ω	29 - 34
	R2	22 k Ω	9 - 24
	R3	6,8 k Ω	22 - 32
	R4	3,3 k Ω	56 - 61
	R5	680 k Ω	48 - 63
Condensatori Ceramico	C1	0,047 μ F	42 - 67
	C2	22 pF	27 - 33
	C3	0,01 μ F	21 - 31
	C4	0,1 μ F	55 - 60
	CV1	10 pF	6 - 16
Bobine	L1		come figura sotto
	L2	3,3 μ H	38 - 43
	L3	3,3 μ H	25 - 51
	L4	3,3 μ H	64 - 69
Transistor	Tr1 Tr2	2N706A AC126	e b c
			28 23 18 39 49 59
Microfono			36 - 46
Fili di collegamento	a		35 - 66
	b		10 - 41
Batteria		9V PP3	(+) 40 - 65 (-)



L1 - La bobina è un rettangolo aperto, come è mostrato in figura.

divisore per 4 circuito logico "COUNTER"



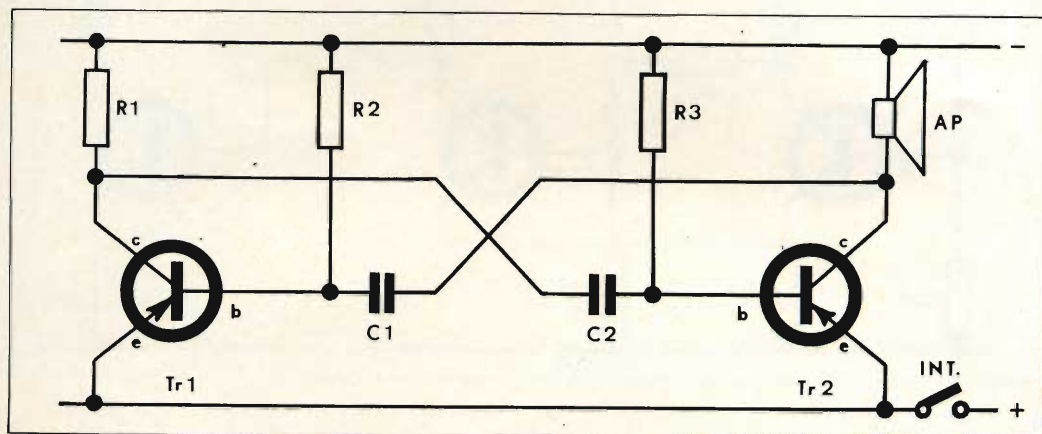
Ogni volta che si commuta l'interruttore, le luci daranno il numero di impulsi in rapporto due.

Questo circuito è costruito su due « decks ». Nell'elenco, a fianco delle connessioni, A si riferisce ad un S-DeC e B all'altro.

Elenco componenti	Denominazione	Valore	Punti di connessione
Resistori	R1	10 kΩ	A 39 - A 69
da 1/4 W	R2	1 kΩ	A 4 - A 20
a strato di carbone	R3	4,7 kΩ	A 12 - A 17
toll. 10%	R4	6,8 kΩ	A 24 - A 33
A = 1° S-DeC	R5	6,8 kΩ	A 14 - A 34
B = 2° S-DeC	R6	4,7 kΩ	A 7 - A 22
	R7	1 kΩ	A 3 - A 9
	R8	270 Ω	A 26 - A 31
	R9	6,8 kΩ	A 42 - A 52
	R10	10 kΩ	B 29 - B 52
	R11	3,3 kΩ	B 37 - B 51
	R12	4,7 kΩ	B 49 - B 54
	R13	6,8 kΩ	B 57 - B 67
	R14	6,8 kΩ	B 47 - B 68
	R15	10 kΩ	B 18 - B 23

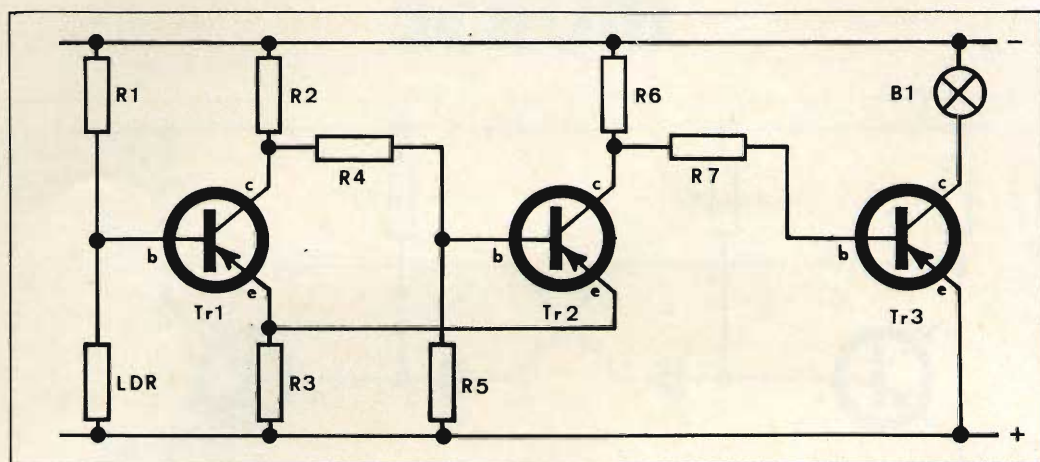
Resistori	R16 R17 R18 R19	4,7 k Ω 100 Ω 3,3 k Ω 1 k Ω	B 44 - B 59 B 65 - B 69 B 38 - B 42 B 10 - B 20
Condensatori Ceramico	C1 C2 C3 C4 C5 C6 C7	0,022 μ F 0,047 μ F 0,047 μ F 4700 pF 4700 pF 470 pF 470 pF	A 61 - A 66 A 11 - A 16 A 6 - A 21 A 54 - B 27 A 55 - B 21 B 50 - B 55 B 45 - B 60
Diodi + = catodo	D1 D2 D3 D4	OA81 OA81 OA81 OA81	A 57 - A 67 + A 53 - A 68 + B 30 - B 56 + B 25 - B 46 +
Transistor	Tr1 Tr2 Tr3 Tr4 Tr5 Tr6	OC71 OC71 OC81 OC71 OC71 OC81	e b c A28 A23 A18 A27 A13 A8 A48 A43 A38 B63 B58 B53 B64 B48 B43 B13 B8 B3
Fili di collegamento			A 5 - A 36 A 19 - A 56 A 40 - B 1 B 19 - B 41 A 10 - A 51 A 32 - B 31 B 5 - B 36 B 35 - B 66
Interruttore (montaggio su pannello)	accesso centrale spento		B 2 A 65 B 32
Lampadine (montaggio su pannello)	B1 B2	6V 0,1A 6V 0,1A	A 35 - A 46 B 14 - B 34
Batteria		9V PP7 opp. PP9	(+) B 70 - B 40 (-)

oscillatore di esercizio MORSE



Elenco componenti	Denominazione	Valore	Punti di connessione
Resistori da 1/4 W a strato di carbone toll. 10%	R1 R2 R3	3,9 k Ω 18 k Ω 3,9 k Ω	5 - 10 4 - 14 22 - 32
Condensatori	C1 C2	0,1 μ F 0,1 μ F	15 - 30 8 - 23
Transistor	Tr1 Tr2	AC126 OC81	e b c 17 12 7 19 24 29
Altoparlante	AP	80 Ω	26 - 31
Fili di collegamento			3 - 33
Batteria		9V PP3	(+) all'interruttore - 1 (-)
Interruttore			dal + della batteria - 16

circuito luminoso ad intermittenza



Elenco componenti	Denominazione	Valore	Punti di connessione
Resistori da 1/4 W a strato di carbone toll. 10%	R1	15 kΩ	3 - 23
	R2	10 kΩ	4 - 14
	R3	1 kΩ	28 - 33
	R4	3,9 kΩ	11 - 16
	R5	10 kΩ	19 - 34
	R6	4,7 kΩ	1 - 6
	R7	12 kΩ	42 - 52
	LDR	ORP 12	21 - 31
Transistor			e b c
	Tr1	OC 71	27 22 12
	Tr2	OC 71	30 20 10
	Tr3	OC 81	69 54 49
Lampadina	B1	6V - 0,1A	48 - 38
Fili di collegamento			5 - 36 9 - 41 35 - 66
Batteria		9V PP7	{+} 70 - 40 {—}

Proteggere la LDR dal raggio luminoso.
Interrompendo l'irradiazione si provoca un'illuminazione.



UK/5000



piastre professionali per circuiti sperimentali

Il sistema DeC è stato realizzato per poter collegare diversi componenti elettronici senza dover ricorrere al saldatore. La disposizione lineare dei contatti permette di sistemare i componenti in modo da poterli facilmente sostituire in fase di progetto.

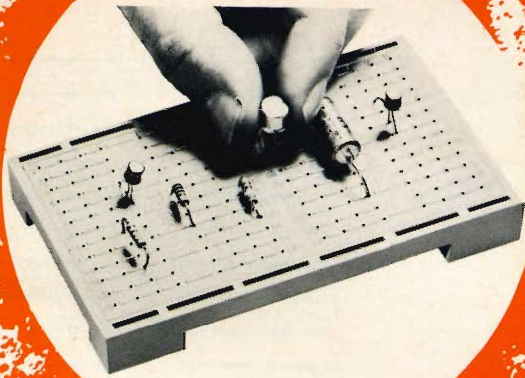
La principale differenza tra le piastre T e μ DeC sta nella disposizione dei contatti, che è illustrata dalle linee stampate sulla parte superiore delle piastre tra i fori di accesso ai contatti. I tratti indicano quindi l'unione elettrica dei contatti posti sotto ai relativi fori.

Il tipo T-DeC ha alternativamente due serie di 8 contatti collegati fra loro e due serie 4 + 4 contatti collegati fra loro (fig. 1) mentre il tipo μ DeC ha tre serie di 16 contatti, i rimanenti sono collegati a gruppi di 4 (N.B. sul tipo μ DeC A sono state omesse le linee di collegamento ai contatti dove viene inserito il supporto per lo zoccolo, poiché sarebbero in ogni caso coperte dal supporto per lo zoccolo) (fig. 2).

Ogni contatto può essere identificato da coordinate alfanumeriche, i numeri sono posti sulle linee orizzontali e le lettere su quelle verticali.

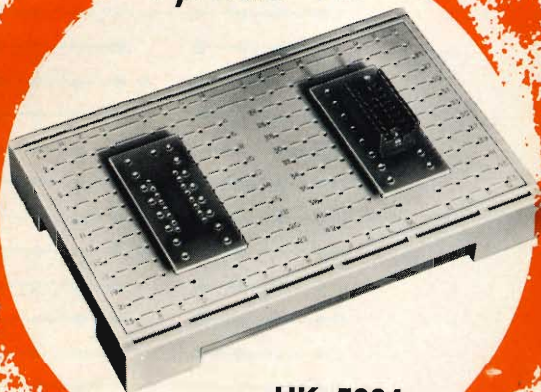
I contatti sono fatti in modo da po-

« T - DeC »



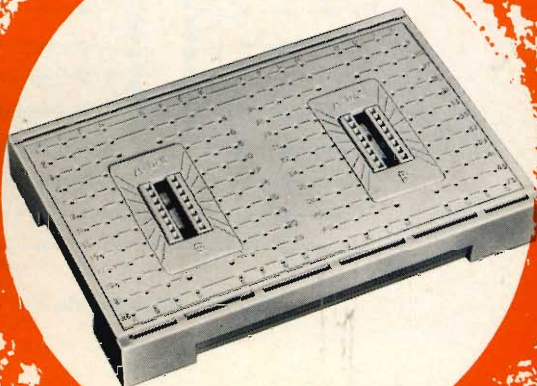
UK 5002

« μ DeC - A »



UK 5004

« μ DeC - B »



UK 5006

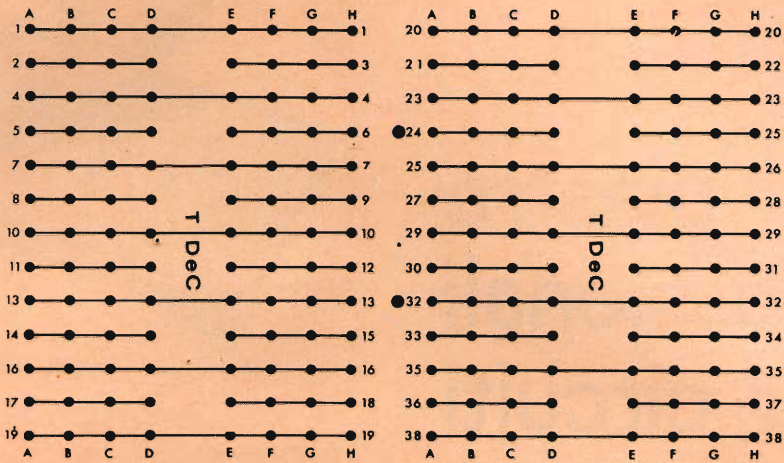


Fig. 1 - Disposizione dei contatti nella piastra dell'UK 5002.

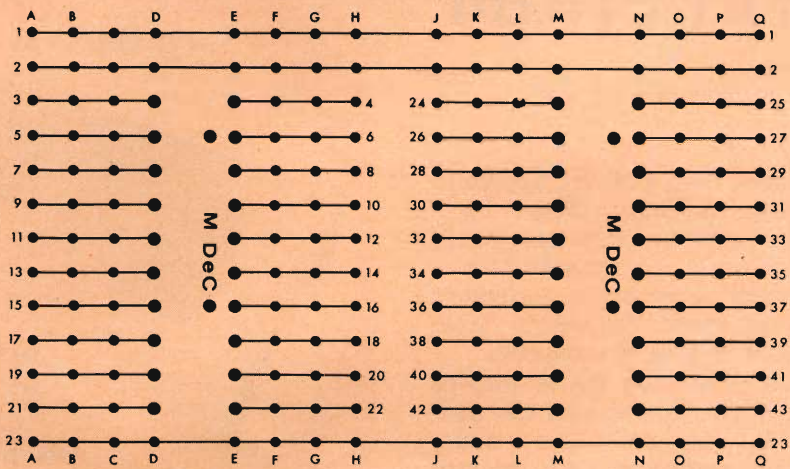


Fig. 2 - Disposizione dei contatti nella piastra dell'UK 5004

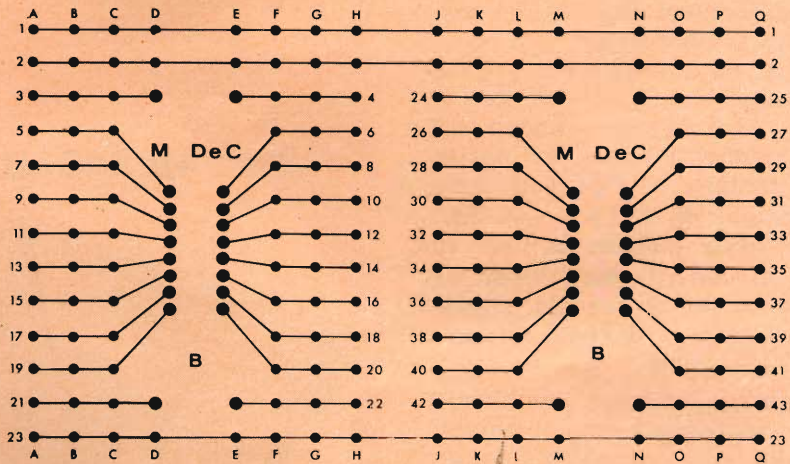
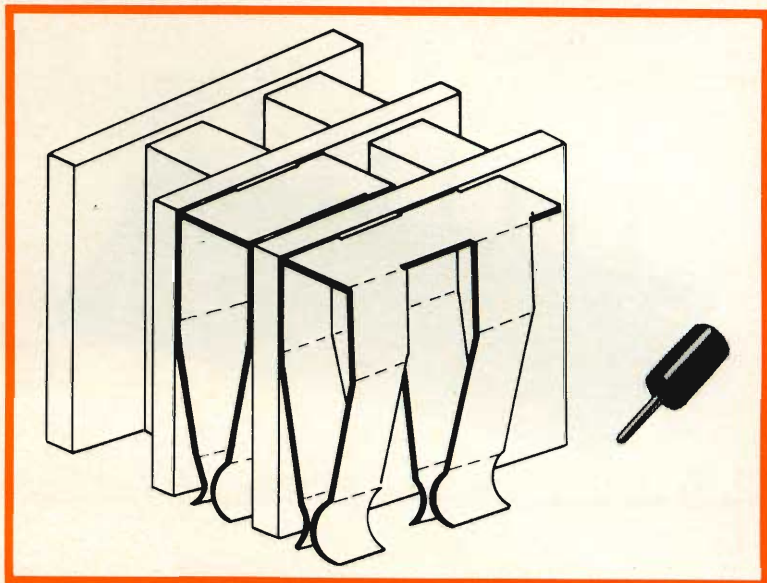


Fig. 3 - Disposizione dei contatti nella piastra dell'UK 5006.

Fig. 4 - Vista dei contatti delle piastre.

Fig. 5 - Aspetto delle spine GD/4856-00 e GD/4858-00.



ter trattenere saldamente fili con diametro fino a 1 mm.

Le flange dei contatti sono orientate in modo da essere parallele alle linee disegnate sulla piastra superiore (vedi fig. 4).

Tutti i tipi di DeC hanno le stesse dimensioni esterne e possono essere uniti assieme mediante gli appositi incastri.

Precauzioni per l'uso

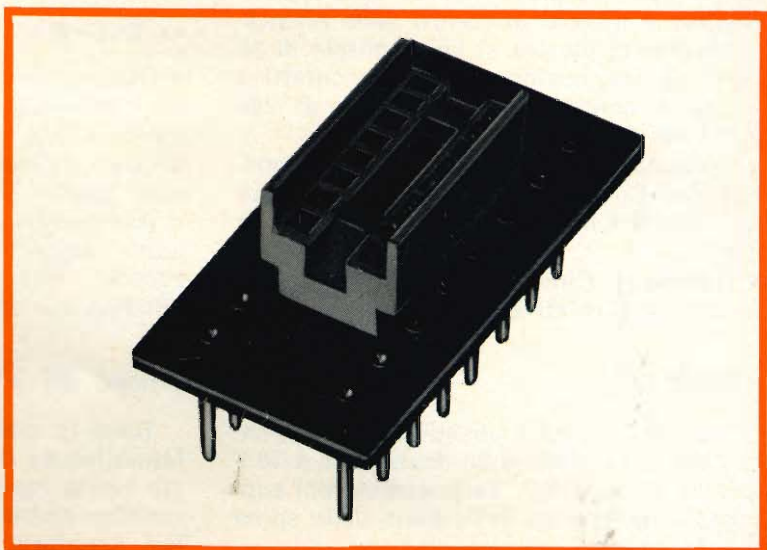
I contatti e le parti stampate sono

estremamente robusti e non vengono rovinati anche con l'uso continuato.

Per evitare difficoltà occorre osservare alcune precauzioni.

- Assicurarsi che sui reofori dei componenti non vi siano parti estranee o gocce di stagno, ma che le superfici siano ben pulite.
- Per le interconnessioni usare:
 - a) filo rigido del diametro di 1 mm;
 - b) trecciola terminata con filo rigido con diametro 1 mm;

Fig. 6 - La foto illustra lo zoccolo per D.I.L. - XB/0510-28.



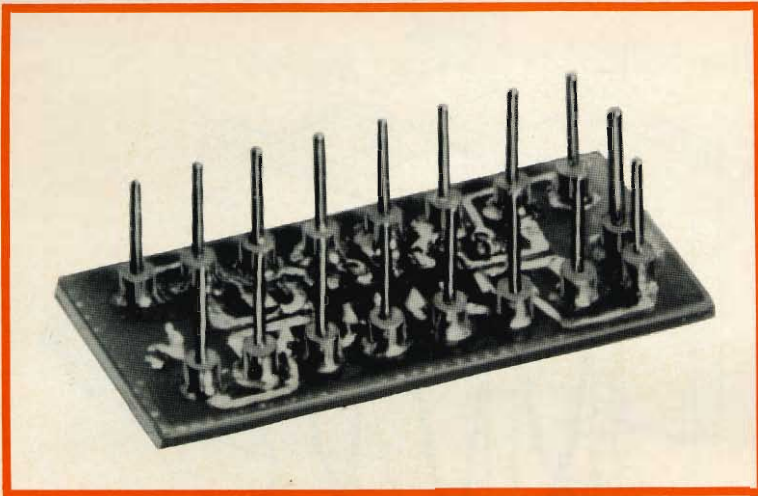


Fig. 7 - Vista del supporto XB/0512-28 adatto per lo zoccolo di fig. 6.

c) trecciola terminata con spinette da 1 mm (esempio. GD/4856-00-GD/4858-00 rispettivamente rossa e nera).

- Inserire i terminali nei fori di connessione usando pinzette o pinze a molla in modo da evitare che si pieghino.
- Non sottoporre le piastre DeC a temperature superiori a 130 °C.

« T-DeC »

Questo tipo è stato studiato per essere impiegato in circuiti transistorizzati tradizionali, ma possono essere impiegati anche circuiti integrati, montati sui supporti relativi, e inseriti al centro della piastra.

Su questa piastra si ha un totale di 38 barre di connessione, 14 da 8 contatti e 24 da 4 contatti, per un totale di 208 punti di contatto.

Su questa piastra possono essere montati due Circuiti integrati in T0-5 oppure un Circuito integrato in D.I.L. (Dual in line).

Usando i Circuiti integrati osservare le istruzioni relative al μ DeC « A ».

« μ DeC - A »

Su questa piastra possono essere montati due D.I.L. (fino a 20 contatti) o 4 T0-5 (fino a 10 contatti). La posizione del supporto è facilmente individuata dalla spina di riferimento.

Le prime due file e l'ultima fila di contatti sono barre di contatti da utilizzare come conduttori per il positivo, il negativo e la massa. Le rimanenti barre connettrici hanno tre punti di connessione per i componenti tradizionali.

Usando i supporti per D.I.L. infilare lo spinotto di riferimento nel foro superiore e/o nel foro inferiore usando quelli per T0-5. Quando tutti i piedini sono nel giusto foro pressare fino a che i distanziatori sono a contatto con la superficie della piastra.

Estraendo i supporti per gli zoccoli tirare in senso perpendicolare alla piastra onde evitare di piegare i piedini.

« μ DeC - B »

Questo DeC ha incorporati gli zoccoli, nei quali possono essere inseriti direttamente i D.I.L. Le linee che partono dallo zoccolo indicano la barra alla quale ciascun piedino è collegato (fig. 3).

Assicurarsi che tutti i terminali del Circuito integrato siano ben inseriti nello zoccolo. Nei rimanenti fori di contatto alloggiare i rimanenti componenti.

Unione dei « DeC »

Tutte le piastre possono essere unite lateralmente o longitudinalmente, per far ciò basta realizzare l'incastro a coda di rondine posto sui fianchi delle piastre. Nel separarli ricordarsi che si possono

sfilare solo in una direzione, visibile dal lato inferiore delle piastre.

Accesso ai contatti

Per accedere ai contatti togliere le cinque viti che fissano la piastra inferiore.

Se si desidera rimuovere una barra di contatti usare un cacciavite a lama sottile o la punta di un coltello; per i μ DeC può essere utile un dissaldatore.

Per accedere ai contatti dalla parte dei fori togliere la piastra superiore che è fissata mediante sei piccoli perni infilati a pressione; per toglierli infilare un filo di acciaio (ad esempio, il filo di una graffetta da ufficio) nei fori ciechi posti sotto la 3^a e la 12^a fila di contatti.

Spingere fuori il coperchio delicatamente premendo a rotazione nei quattro fori.

Pannello di controllo

È costituito da una piastra con tre fori di 12,5 mm di diametro che possono essere ridotti con le bussole fornite, una con diametro di 10 mm e due non forate provviste di quattro ranelle.

Il pannello può essere fissato infilando le due linguette nei fori posti su ogni lato lungo.

Impiego della maschera di piegatura

Una maschera di piegatura facilita il compito nel piegare i reofori dei componenti in modo che siano perpendicolari alla piastra. Dopo aver determinato la distanza alla quale vanno piegati i terminali, mettere il componente sulla maschera al centro tra il mezzo foro e il foro desiderato, piegare quindi il terminale dalla parte del mezzo foro ad angolo retto, ruotare il componente infilando ora il reoforo già piegato nel foro prescelto e ripetere l'operazione precedente.

Accessori

Presso i punti di vendita dell'Organizzazione G.B.C. sono reperibili a richiesta degli accessori che consentono di aumentare la capacità d'uso delle piastre UK 5002 - UK 5004 - UK 5006.

L'elenco completo di questi accessori è visibile nella tabella 1 nella quale per ogni singolo componente è specificato anche il numero di codice G.B.C.

TABELLA 1	
DESCRIZIONE	Numero di Codice G.B.C.
Spina rossa \varnothing 1 mm (fig. 5)	GD/4856-00
Spina nera \varnothing 1 mm (fig. 5)	GD/4858-00
Zoccolo per D.I.L. (fig. 6)	XB/0510-28
Supporto per zoccolo D.I.L. (fig. 7)	XB/0512-28
Supporto per C.I. in T 0-5	XB/0514-28

Kit Completi UK 5002 - SM/5002-00; UK 5004 - SM/5004-00; UK 5006 - SM/5006-00. In confezione « Self-Service ».



NORKIT JUNIOR

Questa scatola di montaggio fornisce interessanti note introduttive alla logica elettronica ed alla tecnica di automazione. Essa contiene: 7 unità « NOR » a transistori, 2 unità di « USCITA » a transistori, diodi, porta-lampade, lampade, pulsanti, interruttori a lamina e magneti, condensatori, resistenze, stagno preparato e filo per collegamenti.

A lcuni anni orsono, quando le macchine ed i motori accendevano l'immaginazione di ogni scolaro (e dei relativi genitori) alcune particolari applicazioni come il Meccano ed i trenini elettrici orientavano il loro entusiasmo in una direzione positiva e certamente creativa.

Oggi, l'accento viene posto particolarmente sull'automazione e sui calcolatori, sebbene non sia ancora stato reso disponibile su vasta scala un assortimento di materiali adatti dal punto di vista creativo, per gli appassionati di ogni età, a questo campo. L'HIGH-KIT ha sentito la necessità di studiare una gamma completamente compatibile di apparecchiature, che — pur essendo adatte agli scolari — potessero essere usate anche da tecnici professionisti per risolvere alcuni dei loro problemi.

Naturalmente, è stato necessario partire dal presupposto che alcune nozioni fondamentali sianò già in possesso di chi si serve di tali apparecchiature, sebbene tali nozioni non possano essere considerate in linea di massima più elevate di quelle che è possibile presumere siano già in possesso di un giovanetto di doti normali. D'altro canto, è stato fornito materiale sufficiente per eccitare la curiosità e per introdurre chiunque si occupi di tali applicazioni nel campo sino ad oggi considerato piuttosto misterioso dell'Automazione e della Logica.

Per chi è in questo campo completamente a digiuno, è essenziale uno studio approfondito delle note pratiche contenute nelle appendici di questa descrizione, prima di accingersi a realizzare qualsiasi circuito.

COSA SI INTENDE PER CIRCUITO LOGICO?

Lo scopo di questa scatola di montaggio non consiste soltanto nel mettere chi la possiede in grado di realizzare alcuni circuiti strani, bensì nel fornire una solida base di nozioni in una branca dell'elettronica che sta acquistando un'importanza sempre maggiore nella moderna automazione. Queste nozioni vengono viepiù applicate a campi particolari quali ad esempio il controllo sequenziale delle macchine utensili, il controllo automatico degli ascensori, lo smistamento delle merci nei magazzini, e — in pratica — dovunque esista la possibilità che una apparecchiatura debba prendere delle decisioni secondo una certa sequenza.

Per fare un esempio pratico, un semplice impianto di controllo del funzionamento di un ascensore può avere il compito di decidere se la cabina deve spostarsi verso l'alto o verso il basso, e anche di decidere quale è l'istante in cui le porte devono aprirsi e chiudersi. Un impianto di ascensori piuttosto complesso può essere munito persino di quattro alberi di controllo, in grado di servire ogni piano in un edificio di quarantaquattro piani. In tal caso, occorre spesso prendere decisioni agli effetti del modo più efficiente e pratico nel quale è opportuno rispondere alle chiamate che vengono inoltrate dalle persone che desiderano servirsi degli ascensori ai vari piani. Per prendere le decisioni più convenienti, e quindi per decidere quale cabina deve rispondere ad ogni singola chiamata, occorre tenere nella dovuta considerazione argomenti come quelli che seguono: (i) a quale piano si trova il passeggero che ha effettuato la chiamata; (ii) stabilire se egli desidera salire o scendere; (iii) quale delle quattro cabine disponibili si trova nella posizione più conveniente per rispondere a quella chiamata o a quella serie di chiamate, ecc. ecc.



La tecnica in base alla quale vengono prese le decisioni nel caso di un impianto di ascensori a quattro vie, come quello che abbiamo testé citato, è in realtà cosa assai complessa. La scelta avviene in conformità a determinate regole stabilite per l'impianto dal progettista, e basate su principi matematici di logica.

Tuttavia, anche l'impianto di controllo più complesso può essere suddiviso in un gran numero di semplici unità, tra loro correlate.

Quasi tutte le macchine per il controllo sequenziale possono essere suddivise in tre parti distinte, come segue:

- (i) I DISPOSITIVI DI INGRESSO - Si tratta di particolari dispositivi come ad esempio i pulsanti, gli interruttori di limitazione, le fotocellule, ecc., che « dicono » all'Unità Logica sia ciò che occorre fare, sia ciò che è stato fatto in precedenza, fornendo in tal modo le informazioni necessarie sulle quali si deve basare la decisione da prendere.
- (ii) L'UNITÀ LOGICA - Questa costituisce il « cervello del dispositivo di controllo, che prende le necessarie decisioni. Si tratta in sostanza della parte di un impianto di controllo della quale ci occuperemo con maggiore ricchezza di dettagli.

(iii) I DISPOSITIVI DI USCITA - Possono essere di vario tipo, come i motori, i solenoidi, le lampade, ecc., che traducono in pratica le decisioni adottate dalla unità logica.

In passato, i dispositivi logici venivano realizzati mediante l'impiego di relé, di commutatori, ecc., ma tali dispositivi elettronicamente presentano due svantaggi di notevole importanza. In primo luogo, essi sono caratterizzati da un funzionamento piuttosto lento, ed in secondo luogo sono soggetti ad un notevole logorio per usura col passare del tempo, che riduce la durata delle apparecchiature, ed impone una certa manutenzione periodica. Gli esperimenti che noi compiremo saranno basati sull'impiego di circuiti logici impiegati a loro volta semiconduttori, e privi quindi di parti mobili. La commutazione statica è un altro nome che definisce questo tipo di apparecchiature di controllo, in quanto è appunto statica (ossia immobile), evitando quindi qualsiasi pericolo di consumo e di logorio.

Qualsiasi impianto logico indipendentemente dalla sua maggiore o minore complessità, può essere suddiviso in pochissimi tipi di elementi fondamentali o logici, che vengono metaforicamente chiamati « mattoni ». Tali componenti metteranno il lettore in grado di usare i mattoni basilari mediante i quali — a patto che siano disponibili in quantità sufficiente — egli potrà costruire l'unità logica adatta per qualsiasi tipo di impianto per controllo sequenziale. Ogni cosa è stata studiata per contenere il costo entro i limiti più bassi possibili, ma — nel medesimo tempo — sono stati scelti soltanto i componenti di funzionamento più sicuro, in modo che risulti possibile realizzare un impianto di controllo pratico adatto ad uno scopo specifico.

Fino ad ora, non abbiamo ancora veramente risposto alla domanda formulata nel titolo di questo capitolo, se non precisando che, nel caso delle macchine, la « Logica » è in grado di prendere decisioni basate su regole prestabilite dal progettista, e conformi a determinati principi matematici.

La risposta più breve alla domanda « Cosa si intende per circuito logico? » è che un circuito logico si basa sulla scienza delle leggi del pensiero. Le leggi di questa scienza sono assai precise, e sono state sottoposte ad indagini matematiche, soprattutto da un uomo che si chiamava Boole. La « logica » è in pratica parte integrante del « pensiero » del progettista, ma l'apparecchiatura è di per se stessa in grado di stabilire, in base ai segnali di ingresso, se e quando risultano soddisfatte determinate condizioni riferite ad una certa equazione.

Nel caso del semplice ascensore, in pratica è il progettista dell'impianto di controllo che decide — ad esempio — (A) se un determinato passeggero effettua una chiamata, e (B) se la chiamata viene inoltrata da un piano che si trova più in alto di quello in corrispondenza del quale la cabina è ferma, e (C) se le porte dell'ascensore sono chiuse, e (D) se l'ascensore non sta già evadendo una precedente chiamata, la cabina si sposterà verso l'alto. In altre parole, se le condizioni « A » e « B » e « C » e « D » sussistono, la cabina sale. Tutto ciò può essere scritto nella forma A.B.C.D. = SALITA. L'applicazione logica è quindi in grado di dire quando le condizioni « A » e « B » e « C » e « D » sono vere, ma è indubbiamente il progettista dell'impianto che ha deciso in anticipo che, quando tali condizioni sussistono, la cabina si deve spostare verso l'alto.

Il capitolo che segue chiarisce alcuni principi fondamentali di natura algebrica ai quali abbiamo testé fatto riferimento: precisiamo però che — sebbene non sia assolutamente indispensabile lo studio matematico della logica per metterci in grado di progettare l'applicazione in questo campo particolare, è però intuitivo che una conoscenza superficiale dell'algebra Booleana potrà essere di notevole aiuto.

PRINCIPI FONDAMENTALI DELL'ALGEBRA BOOLEANA

Allo scopo specifico di realizzare circuiti logici, occorre rammentare la natura delle quattro operazioni necessarie, ciascuna delle quali identifica un determinato tipo di funzionamento:

L'operazione « AND » (e) contraddistinta da un punto .
L'operazione « OR » (oppure) contraddistinta dal segno matematico +
L'operazione « IS » (è) contraddistinta dal segno matematico =
L'operazione « NOT » (no) contraddistinta da una lineetta al di sopra della lettera alla quale si riferisce, come ad esempio A (A negata).

Nel capitolo precedente abbiamo stabilito una serie di condizioni in base alle quali un ascensore sale. Esse erano:

se A e B e C e D sono vere, l'ascensore sale
ossia A.B.C.D. = SALITA

Se A.B.C.D. è l'unica serie di condizioni in base alle quali l'ascensore può spostarsi verso l'alto, in tal caso se una qualsiasi delle suddette condizioni non sussiste, l'ascensore ovviamente non sale.

Ad esempio, se le porte non sono chiuse
A.B.C.D. = SALITA (salita negata)

Questi segni particolari possono però determinare una certa confusione nei confronti di un principiante, il quale potrebbe essere propenso a credere che l'operazione « AND » debba essere contrassegnata dal segno + ! Tuttavia, il fatto che tali equazioni possano essere manipolate matematicamente ha determinato la scelta dei segni. Era opportuno notare anche che queste equazioni non sono soggette alle medesime leggi di trasposizione che normalmente si possono applicare nella algebra, bensì seguono le leggi chiarite da Boole. A questo punto, è perciò necessario conoscere le suddette regole, anche se alcune di essi risulteranno veramente comprensibili soltanto più tardi.

La cosa più importante da rammentare è la cosiddetta notazione, e come essa consenta di trascrivere un determinato problema. Fatto ciò, il lettore sarà in grado di trasformare quella equazione immediatamente nello schema di un circuito elettronico. Ciò sembra forse troppo bello per essere vero? Ebbene, risulterà assolutamente vero non appena il lettore avrà terminato la lettura di questo libretto, anche se egli non è già in possesso di alcuna specifica esperienza nel campo dell'elettronica.

Torniamo ancora al nostro esempio del semplice ascensore. È possibile immaginare un'altra serie di condizioni, in base alle quali l'ascensore deve salire, indipendentemente da quelle precedentemente citate? Certamente, ad esempio quando un passeggero è entrato nella cabina ad un piano in corrispondenza del quale essa era ferma, e desidera salire.

In tal caso le condizioni sono che (E) il passeggero ha premuto il pulsante relativo al piano al quale desidera recarsi, e (F) questo piano è più in alto di quello in corrispondenza del quale la cabina era ferma, e (C) le porte dell'ascensore sono chiuse.

Ossia E.F.C. = SALITA

A questo punto noi disponiamo di due serie di condizioni che provocano la salita, e precisamente:

(i) A.B.C.D. = SALITA (oppure) (ii) E.F.C. = SALITA

Tutto ciò può essere scritto sotto forma di un'equazione, come segue:

$$(A.B.C.D.) + (E.F.C.) = \text{SALITA}$$

Si noterà che se le porte non sono chiuse, la condizione C non sussiste, per cui l'ascensore non sale sia che un passeggero si trovi nella cabina, sia che un altro passeggero stia aspettando ad un piano più in alto. L'equazione può in tal caso essere riscritta come segue:

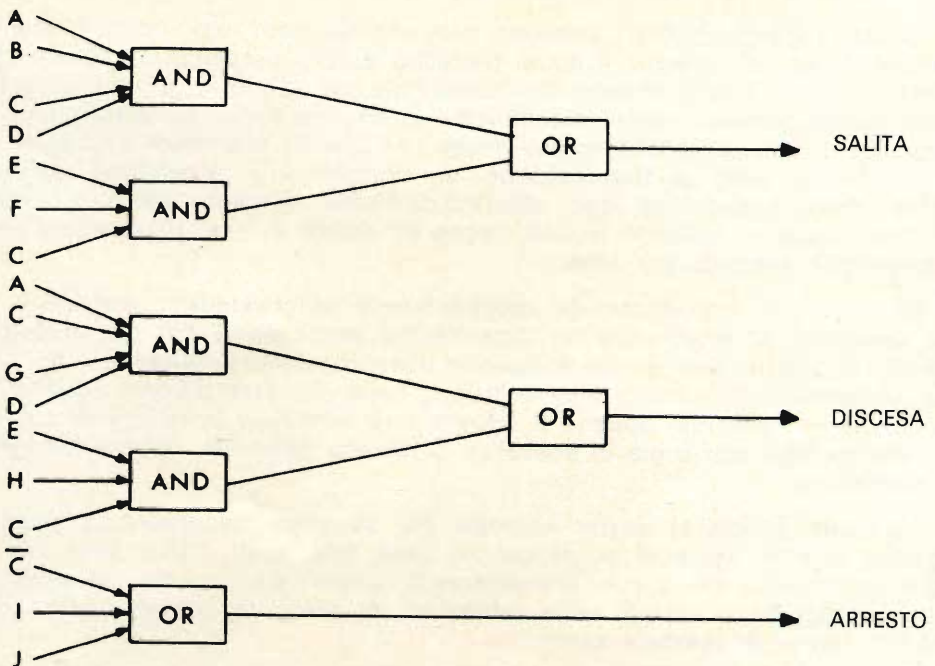
$$C [(A.B.D.) + (E.F.)]$$

Ossia

$$C \text{ e } (A \text{ e } B \text{ e } D) \text{ oppure } (E \text{ e } F)$$

Non è necessario effettuare questa trasposizione per determinare le caratteristiche del circuito logico appropriato, ma la semplificazione eseguita in questo modo può spesso ridurre il numero degli elementi necessari per realizzare il circuito.

A questo punto il lettore potrà notare che è possibile scrivere qualsiasi serie di condizioni in base alle quali l'ascensore si sposta verso l'alto, o verso il basso, oppure si arresta. Se ciò dovesse essere fatto, sarebbe possibile determinare immediatamente le caratteristiche dello schema elettrico del « cervello » dell'ascensore. Una parte di questo schema può essere tracciata nel modo qui sotto illustrato:



I blocchi rettangolari dello schema qui sopra riportato prendono il nome di circuiti « AND gate » e di « OR gate ». È possibile usare i circuiti « AND gate » in sostituzione dei circuiti « OR gate » semplicemente invertendo tutti gli stati di ingresso. Ad esempio, il circuito « OR gate » che fornisce il segnale « arresto » può essere sostituito da un circuito « AND gate » se il segnale di ingresso diventa C.I.J. In modo analogo è possibile convertire i circuiti « AND gate » in circuiti « OR gate », senza alterare il risultato logico.

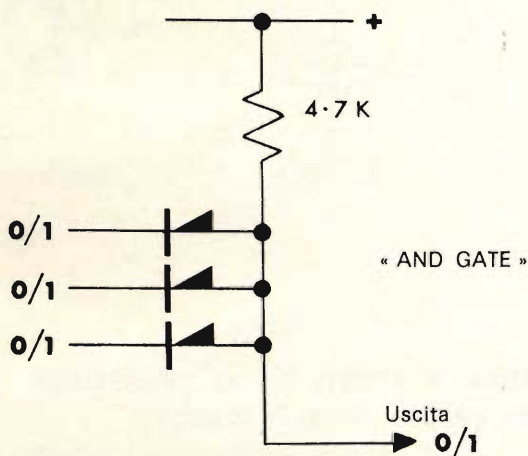
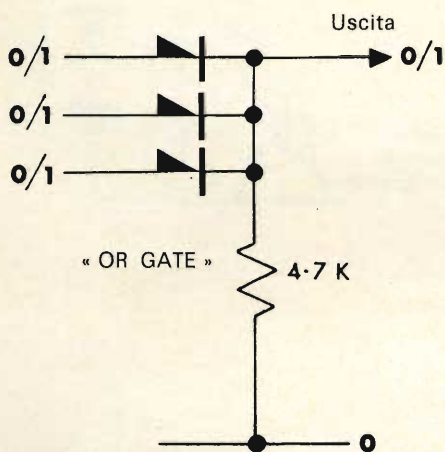
CIRCUITI LOGICI A DIODO/RESISTENZA

Un diodo non è altro che un dispositivo munito di due terminali, che permette il passaggio di una corrente di notevole intensità in una sola direzione, e praticamente impedisce il passaggio a qualsiasi tipo di corrente in direzione opposta. I suoi due terminali fanno capo ad elettrodi interni che vengono definiti con i termini di « anodo » e « catodo ». La corrente scorre attraverso il diodo quando l'anodo viene a trovarsi ad un potenziale positivo rispetto al catodo.



La scatola di montaggio, contiene un pacchetto con alcuni diodi semiconduttori. Il corpo di questi diodi viene realizzato in vetro ed attraverso il suddetto vetro è possibile vedere un frammento di materiale cristallino nero. Questo materiale è noto col termine di germanio, ed appartiene ad una categoria di materiali noti col nome di semiconduttori. Come lo stesso nome stabilisce, questi materiali presentano una certa resistività che si trova approssimativamente a metà strada tra quella di un buon materiale isolante come il vetro, ed un buon materiale conduttore come il rame. Esistono due tipi di materiali semiconduttori comunemente usati nella fabbricazione di diodi e di transistor, ed essi sono il germanio ed il silicio, la cui resistività varia tra 1 i 100 Ω/cm .

I diodi possono essere realizzati in numerosi altri modi, ma in questa particolare occasione noi ci occuperemo esclusivamente dei diodi del tipo semiconduttore. L'estremità facente capo al catodo dei diodi di questo tipo è di solito contrassegnata con un puntino colorato o con una striscia colorata, ed il relativo simbolo è quello che qui in alto riproduciamo:



Il simbolo grafico a forma di freccia indica la direzione convenzionale nella quale la corrente scorre internamente al diodo.

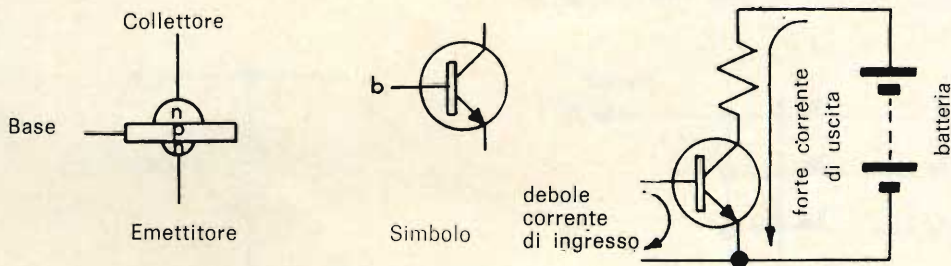
Le funzioni « AND » ed « OR », di cui si è discusso nel capitolo precedente possono essere riprodotte elettricamente usando diodi nel modo illustrato nei circuiti che seguono, che costituiscono appunto degli esempi tipi di circuiti « AND » ed « OR gate ». Si tratta dei circuiti che vengono comunemente definiti col termine di circuiti a diodo/resistenza.

CIRCUITI LOGICI A TRANSISTOR/RESISTENZA

Considerando il senso di scorrimento della corrente opposto a quello di conduzione, i diodi non possono essere considerati come elementi perfettamente isolanti nel senso che consentono il passaggio di una corrente sia pure di intensità minima quando sono polarizzati in senso inverso, mentre — d'altro canto — presentano sempre una certa sia pur minima resistenza al passaggio della corrente, quando sono invece polarizzati in senso diretto.

Questa resistenza offerta alla corrente che scorre in senso diretto determina la cosiddetta caduta di tensione in senso diretto, che può ammontare a due o tre V, nel caso che si tratti di diodi a punta di contatto. In un circuito complesso, costituito da numerosi diodi, questo fattore può attenuare in maniera piuttosto pronunciata l'ampiezza del segnale finale di uscita. A causa di ciò e di altri fattori, il circuito logico del tipo a diodo/resistenza in se stesso può rivelarsi di una certa utilità pratica soltanto in tipi di circuiti relativamente semplici.

Un transistor è di solito un dispositivo munito di tre terminali, in grado di apportare una certa amplificazione, vale a dire di fornire notevoli variazioni delle grandezze elettriche disponibili in uscita, a seguito di piccole variazioni delle grandezze elettriche applicate all'ingresso. Di conseguenza, se i transistor vengono usati nei circuiti logici, occorre che non vi siano fonti di attenuazione, e che non esistano limiti alla complessità dello schema di un circuito logico a transistor/resistenza. I transistor del tipo a giunzione vengono normalmente realizzati con una struttura a « sandwich » costituita da tre strati di materiale semiconduttore. Ciascuno di essi contiene una quantità controllata di impurità, che vengono aggiunte per costituire un materiale del tipo « P » (positivo) oppure del tipo « N » (ossia negativo).



STRUTTURA A STRATI DI UN TRANSISTOR

Semplice circuito di amplificazione

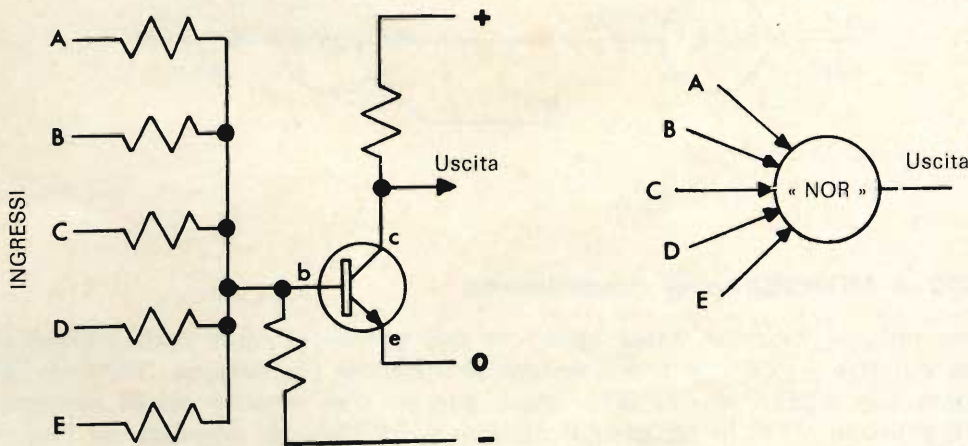
Ci occuperemo ora dei transistor del tipo N-P-N, che necessitano di una tensione positiva per l'alimentazione dei circuiti di collettore, mentre i transistor del tipo P-N-P necessitano di una alimentazione di polarità negativa. I transistor impiegati in questa scatola di montaggio sono del tipo al silicio, e sono in grado di funzionare con temperature che superano i 100 °C.

Un transistor può essere usato come amplificatore lineare, ossia può fornire un segnale di uscita che varia in proporzione diretta rispetto alle variazioni di ampiezza del segnale di ingresso. Questo è il principio tecnico in base al quale viene ottenuta normalmente l'amplificazione dei segnali provenienti da un microfono e provocati dalla voce o dalla musica.

Nei circuiti logici del tipo a transistor/resistenza, i transistor vengono di solito usati esclusivamente come commutatori, nel senso che essi vengono impiegati in modo tale da ottenere da parte loro la conduzione della corrente elettrica, oppure da non ottenerla. Agli effetti dello studio che stiamo per effettuare, partiremo dal presupposto che qualsiasi segnale di ingresso abbia un'ampiezza sufficiente a far sì che il transistor conduca con la massima intensità di corrente, e che invece la assenza di qualsiasi segnale di ingresso faccia in modo che il transistor cessi di condurre corrente. Per avere la certezza che il transistor non conduca alcuna corrente quando si trova nelle condizioni che abbiamo citato per ultime, colleghiamo la base ad una sorgente di tensione negativa, attraverso una resistenza di valore elevato.

Quando un transistor è in stato di completa conduzione, si dice che è in saturazione. Ciò significa che il transistor è stato commutato in modo da assumere uno stato di massima conduzione, e che quindi la caduta di tensione presente tra l'emettitore ed il collettore ha raggiunto il suo valore più basso. Questo valore ammonta generalmente all'incirca a $+ 1$ V, sebbene — per i nostri scopi pratici — questo livello venga normalmente considerato pari a « 0 ».

A causa della polarizzazione negativa applicata alla base del transistor nel circuito Fig. 1, un segnale di ingresso di $+ 2$ V o di ampiezza inferiore non risulterà sufficiente a portare il transistor allo stato di conduzione. Per assicurare che il transistor « raggiunga la saturazione », il segnale di ingresso deve avere un'ampiezza maggiore di $+ 4$ V. Il nostro segnale « 0 » comprenderà pertanto tensioni fino ad un massimo di $+ 2$ V, mentre il segnale che consideriamo pari a « 1 », avrà un'ampiezza superiore a $+ 4$ V.



La Fig. 1 illustra lo schema elettrico fondamentale di un circuito logico, del tipo noto col nome di unità « NOR », in quanto esso fornisce in uscita un segnale del tipo « 1 », quando né A, né B, né C, né D, né E, presentano un ingresso del tipo « 1 ». La Fig. 2 illustra invece il simbolo semplificato che usiamo negli schemi dei nostri circuiti logici. Nei confronti di questi ultimi, non è necessario mettere in evidenza i collegamenti di alimentazione, in quanto essi sono sempre simili tra loro. Sono normalmente disponibili sino a cinque collegamenti di ingresso, mentre è presente un unico terminale di uscita, ma occorre anche notare che questa uscita è in grado di pilotare altri cinque ingressi. Nei nostri circuiti logici, avremo spesso a disposizione degli ingressi di scorta, che però non è

necessario mettere in evidenza in quanto gli ingressi inutilizzati non esercitano alcuna influenza sul funzionamento dell'intero impianto.

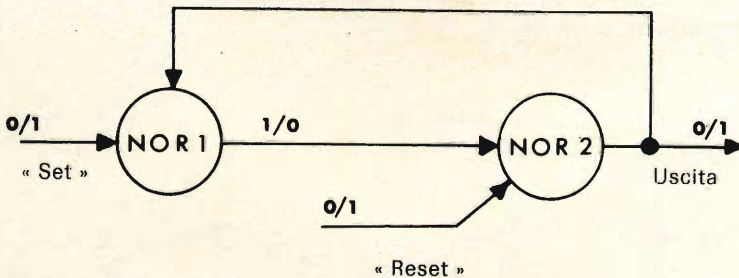
Con questa unità del tipo « NOR », siamo in grado di provvedere tutte le funzioni logiche che ci necessitano.

« AND gate » L'uscita cambia da « 0 » a « 1 », quando A e B e C e D assumono tutti una caratteristica « 0 ».

« OR gate » L'uscita varia da « 1 » a « 0 », quando A o B o C o D o E cambia da « 0 », a « 1 ».

Dagli esempi sopra riportati risulta evidente che, per cambiare la funzione di un'unità, noi non facciamo altro che modificare lo stato di ingresso e quello di uscita, in modo da adattarlo alle nostre esigenze. Il passaggio da un segnale « 1 » ad un segnale « 0 » o viceversa è cosa assai semplice, e può essere facilmente conseguita con l'impiego di un'unità del tipo « NOR », provvista di un solo ingresso. Questa unità assume pertanto il nome di invertitore, in quanto il segnale di uscita è sempre l'inverso del segnale di ingresso.

INVERTITORE: Un segnale di ingresso « 1 » fornisce un segnale di uscita « 0 ».
Un segnale di ingresso « 0 » fornisce un segnale di uscita « 1 ».



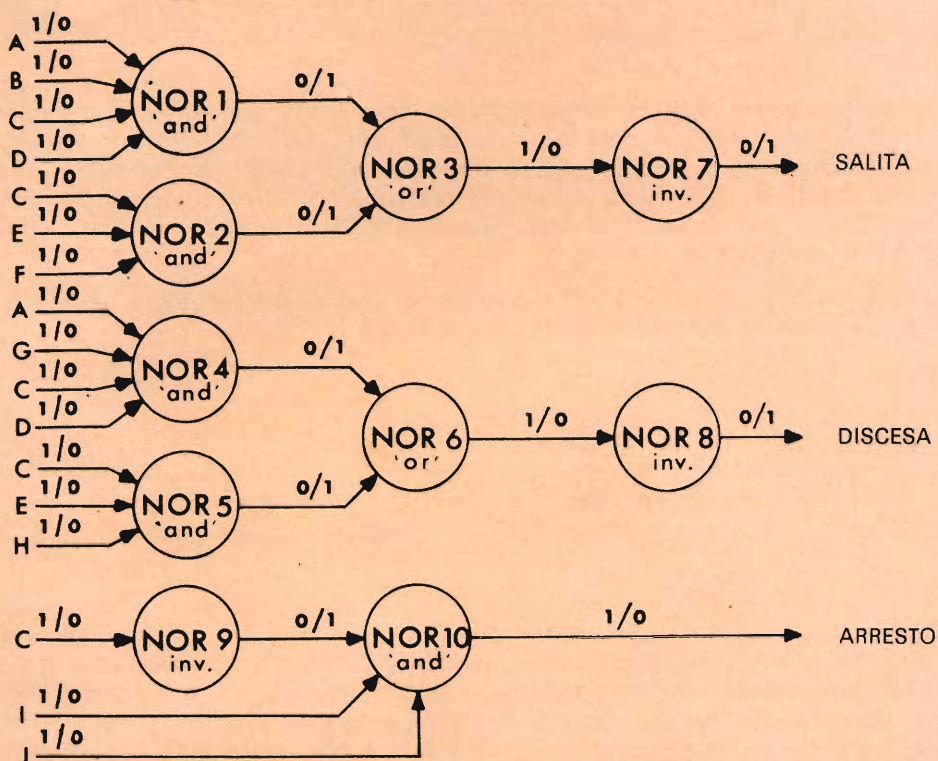
CIRCUITO A MEMORIA o di mantenimento

Esiste un'altra funzione assai utile, che può essere ottenuta con l'impiego di due unità del tipo « NOR » e precisamente la funzione di memoria. Partendo dal presupposto che « SET » e « RESET » siano segnali che vengano tenuti momentaneamente a livello « 1 », in tal caso il circuito è in grado di ricordare se l'ultimo segnale che ha ricevuto era del tipo « SET » oppure del tipo « RESET ».

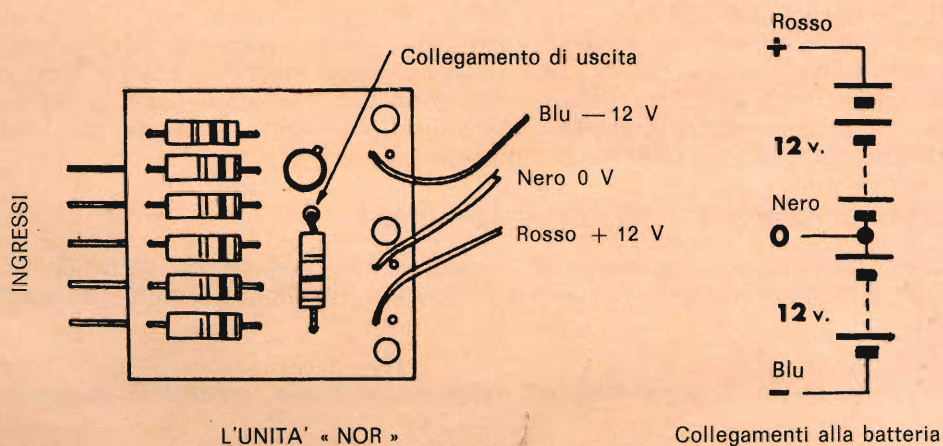
Quando un segnale « 1 » viene momentaneamente applicato all'ingresso « SET », l'uscita di « NOR » 1 cambia da « 1 » a « 0 ». Dal momento che entrambi gli ingressi facenti capo al circuito « NOR » 2 vengono a trovarsi in tal caso a livello « 0 », l'uscita del circuito « NOR » 2 assume il livello 1, e mantiene un segnale « 1 » all'ingresso del circuito « NOR » 1, per cui — sebbene sia stato eliminato il segnale « SET » originale il circuito rimane nello stato « SET » con un'uscita del tipo « 1 ». Se ora l'ingresso « RESET » diventa momentaneamente « 1 », l'uscita del circuito « NOR » 2 diventa « 0 », eliminando perciò il segnale di mantenimento dal circuito « NOR » 1. Entrambi gli ingressi facenti capo al circuito « NOR » 1 vengono perciò ad essere « 0 », per cui un « 1 » si presenta in modo permanente al-

l'altro ingresso del circuito « NOR » 2, mantenendo l'uscita di quest'ultimo al livello « 0 » ossia mantenendo la condizione « RESET », finché un « 1 » viene nuovamente applicato all'ingresso « SET ».

Lo schema riportato su questa pagina illustra un'applicazione delle unità « NOR » al problema relativo all'ascensore, di cui si è discusso precedentemente.



L'UNITA' « NOR »



L'UNITA' « NOR »

Collegamenti alla batteria

L'UNITA' « NOR »

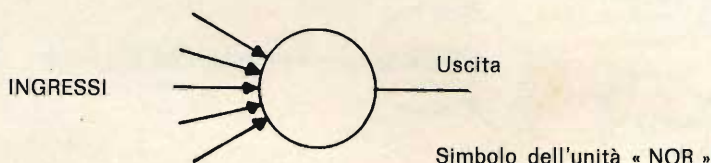
Collegamenti alla batteria

Come già si è visto, l'elemento « NOR » può essere usato per svolgere qualsiasi funzione logica « AND », « OR » oppure « NOT ». Inoltre, come già sappiamo due unità del tipo « NOR » possono essere usate per costituire un circuito a « MEMORIA », oppure un circuito di « MANTENIMENTO ».

L'uscita di un'unità « NOR » può pilotare cinque altri ingressi « NOR », oppure tre unità di uscita. Quando l'uscita dell'unità « NOR » è al livello « 0 », il consumo di corrente è massimo (2,5 mA).

Per aumentare il numero degli ingressi disponibili, possono essere usate due unità « NOR » collegate in parallelo, nel qual caso le uscite devono essere unite tra loro, lasciando però libero (vale a dire non collegato) il terminale rosso di un'unità. Un'unità in tal modo costituita può pilotare altre cinque unità come nel caso precedente, ma sono in tal caso disponibili dieci ingressi. Si dice allora che si dispone di un « fan in » di 10.

L'uscita cambia da « 1 » a « 0 » quando a uno qualsiasi degli ingressi viene applicato un segnale la cui ampiezza supera i 3 V.



Quando l'unità viene usata come circuito « AND gate », gli ingressi sono del tipo « 1 » che può cambiarsi in « 0 », mentre la uscita può passare da « 0 » a « 1 » quando vengono soddisfatte le condizioni « AND ». Quando invece l'unità viene usata come circuito « OR gate », l'uscita è normalmente al livello « 1 », il che significa che tutti gli ingressi sono a livello « 0 », e che — quando uno qualsiasi degli ingressi assume il livello « 1 » — la condizione « OR » è soddisfatta, e l'uscita assume invece il livello « 0 ». Sebbene l'unità sia in effetti del tipo « NOR », noi siamo soliti scrivere spesso « AND » « OR », oppure il termine « INVERT » all'interno del simbolo grafico, per mettere in evidenza la sua funzione particolare. La sigla « NOR » deriva dalle parole « NOT OR », che può essere anche rappresentato come segue « OR ». In un circuito « OR gate » vero e proprio, l'uscita potrebbe assumere il livello « 1 » quando uno qualsiasi degli ingressi assume tale livello, mentre in un'unità del tipo « NOR » noi otteniamo l'inverso, ossia la funzione « NOR OR ». È proprio grazie a questa inversione che l'unità si rivela così versatile agli effetti della sua possibilità di impiego.

LE COSTANTI DI TEMPO E I TEMPORIZZATORI RC

Qualsiasi conduttore è in grado di immagazzinare una carica elettrica, ed il rapporto tra l'intensità della carica ed il potenziale (tensione) è noto col termine di capacità:

$$C = \frac{Q}{V}$$

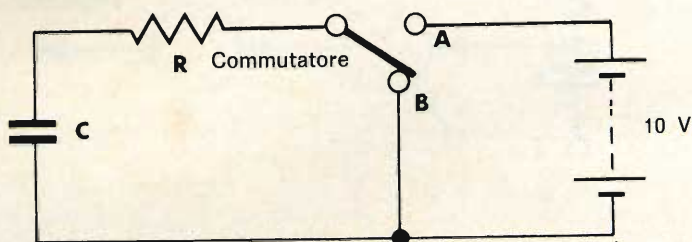
nella quale C è la capacità espressa in Farad, mentre Q rappresenta

la carica (quantità di elettricità) misurata in Coulomb, e V è il potenziale espresso in volt.

Si dice che un conduttore presenta la capacità di 1 Farad, se una carica di 1 Coulomb aumenta il suo potenziale di 1 volt.

L'unità di 1 Farad — tuttavia — risulta di scarsa praticità, in quanto definisce la capacità di una sfera isolata avente un diametro di più di 16 milioni di chilometri! Di conseguenza, si preferisce adottare l'unità detta microfarad (μF), che equivale alla milionesima parte di un Farad, oppure il Picofarad (pF), che corrisponde alla milionesima parte di un microfarad.

Per condensatore si intende un dispositivo realizzato in modo tale da presentare una capacità di valore noto. Sostanzialmente, esso consiste in due piastre (o elettrodi) muniti di uno strato isolante (dielettrico) tra loro interposto. Assai spesso la realizzazione viene effettuata in forma cilindrica cominciando con due striscie lunghe e piatte di metallo laminato, separate tra loro da un isolatore che può consistere in carta paraffinata, arrotolando il tutto. Questa tecnica realizzativa permette di ottenere valori capacitivi elevati con un ingombro minimo. Valori capacitivi ancora più elevati possono però essere ottenuti usando un elettrolito come dielettrico tra le piastre. I condensatori di questo tipo possono avere capacità talmente elevate, da raggiungere diverse migliaia di microfarad.



Un condensatore perfetto può essere caricato fino ad assumere tra i suoi elettrodi una determinata tensione, ed è teoricamente in grado di mantenere questa carica, ossia questa differenza di potenziale tra le sue armature per un periodo di tempo indefinito. Sfortunatamente, nulla è perfetto nel mondo in cui viviamo, per cui sussiste sempre una sia pur minima « dispersione » dovuta ad una lievissima conduzione presente tra le due armature. Questa dispersione può essere rappresentata da un valore resistivo assai elevato, collegato in parallelo ai terminali del condensatore. A causa della presenza di questa resistenza, la carica applicata al condensatore diminuisce gradatamente, e la differenza di potenziale tra gli elettrodi diminuisce in modo proporzionale.

Predisponendo una resistenza di valore noto in parallelo alla capacità, la carica in essa accumulatasi si disperde, con una determinata rapidità: in tal modo si realizza un metodo elettrico per misurare il tempo.

Se la capacità « C » viene espressa in Farad, e la resistenza « R » viene espressa in ohm, si può affermare che un condensatore è sempre in grado di raggiungere il 63% della sua carica totale in un numero di secondi che può essere espresso mediante il prodotto CR: oltre a ciò, è possibile rappresentare la variazione della tensione in funzione del tempo, ottenendo in tal modo una curva esponenziale.

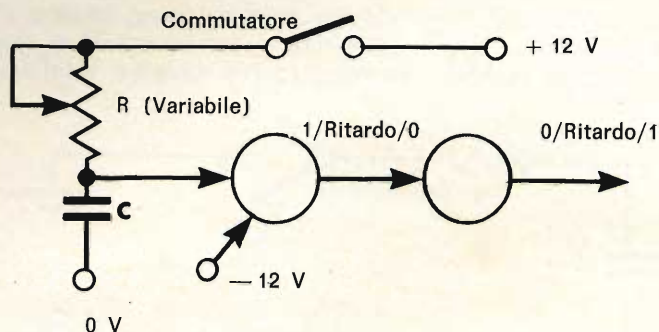
Se nel circuito sopra illustrato C ha un valore di 1 microfarad (pari a 10^{-6} Farad), e se la resistenza presenta un valore di un Megaohm (pari a 10^6 ohm), quando il commutatore viene spostato in posizione A, il condensatore si carica fino al 63% della tensione fornita dalla batteria, vale a dire assume tra i suoi elettrodi una tensione di 6,3 V, in un numero di secondi pari a CR, ossia $10^6 \times 10^{-6}$ secon-

di = 1 secondo. Analogamente, se il commutatore si trova in posizione A, ed il condensatore è stato precedentemente caricato fino a presentare tra i suoi elettrodi una differenza di potenziale pari a 10 V, la tensione presente ai capi del condensatore diminuisce fino al valore di 3,7 V, un secondo dopo che il commutatore è passato alla posizione B.

Il principio che abbiamo esposto è quello sul quale si basa il funzionamento dei temporizzatori RC, ossia a resistenza e capacità.

Per sfruttare la caratteristica della costante di tempo nei temporizzatori propriamente detti, è necessario disporre di un mezzo che permetta di constatare quando la carica presente ai capi del condensatore ha raggiunto un valore specifico.

Questo risultato può essere conseguito con l'impiego di una unità del tipo « NOR », nel modo illustrato nello schema che segue.



Il fattore « tempo » può essere regolato agendo sulla resistenza variabile, oppure modificando il valore di C. Uno degli ingressi del circuito « NOR » viene portato al potenziale di -12 V, per cui è necessario che la tensione presente ai capi del condensatore raggiunga un valore sufficiente per superare tale polarizzazione.

Quando il commutatore viene chiuso, il condensatore comincia a caricarsi tendendo ad assumere il potenziale di +12 V, attraverso R. Non appena viene raggiunta una tensione di valore sufficiente, l'unità « NOR » comincia ad entrare in stato di conduzione, per cui la sua caratteristica di uscita viene commutata da « 1 » a « 0 ».

Una unità « NOR » supplementare viene aggiunta per accelerare la commutazione dello stato. Noterete che questa seconda unità « NOR » agisce anche come stadio invertitore, per cui la caratteristica di uscita, cambia nuovamente da « 0 » a « 1 », non appena è trascorso il tempo necessario.

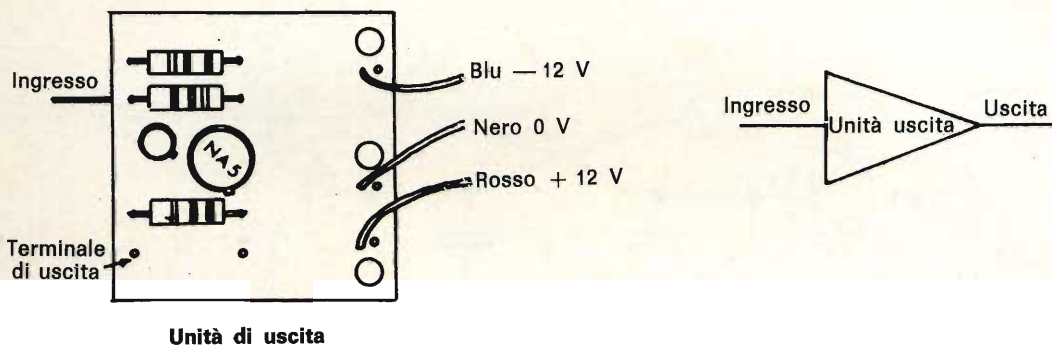
L'UNITA' DI USCITA

L'unità di uscita presenta tre importanti possibilità di impiego, per la cui applicazione vengono resi disponibili due terminali.

(i) **COMANDO DI UNA LAMPADA.** L'unità comanda il funzionamento di una lampada da 2,2 V, 12 V, nel qual caso uno dei collegamenti provenienti dalla lampada deve essere portato al potenziale di +12 V di alimentazione, mentre l'altro deve far capo al terminale di uscita. L'ingresso « INPUT » assume il ruolo equivalente a quello di due ingressi per unità « NOR », e la lampada si accende quando un segnale « 1 » viene applicato all'ingresso. E' opportuno notare che una lampada a filamento di tungsteno presenta una resistenza molto bassa mentre è fredda, per cui — nello istante in cui il circuito viene chiuso — l'intensità della corrente ammonta approssimativamente a 10 volte quella della corrente normale. L'intensità di spunto della cor-

rente limita le dimensioni della lampada che è possibile usare senza correre il rischio di danneggiare in modo permanente il transistor di uscita.

(ii) PILOTAGGIO DI UN RELE'. L'unità può pilotare un relé avente una resistenza della bobina di eccitazione di valore maggiore di 100 ohm, nel qual caso i collegamenti sono i medesimi indicati precedentemente nei confronti della lampada. Tuttavia, l'unità provvede in questo caso ad effettuare la commutazione nei confronti di un carico induttivo, che — quando viene disinserito dal circuito — può determinare la presenza di una tensione inversa di valore elevato, dovuta al crollo del campo magnetico che sussiste intorno alla bobina. Nell'applicazione precedentemente citata, era necessario considerare un mezzo di protezione contro le correnti di spunto, mentre in questo caso è la tensione di spunto che potrebbe distruggere i transistori. Per evitare che ciò accada, è necessario aggiungere un diodo in parallelo alla bobina di eccitazione del relé, il quale diodo ha il compito di permettere che la corrente con-



tinui a scorrere attraverso la bobina del relé tramite il diodo, anche dopo che il transistor è passato allo stato di interdizione. A causa di ciò viene scaricata l'energia che si accumula all'interno della bobina, evitando il verificarsi della tensione di spunto (sovratensione). L'anodo del diodo deve essere collegato al terminale di uscita (« OUTPUT »), mentre il catodo deve far capo all'altro piedino.

Il relé funziona soltanto quando un segnale « 1 » viene applicato all'ingresso.

(iii) UN DISPOSITIVO « FAN-OUT ». Se è necessario pilotare un gran numero di ingressi, questi possono essere derivati dall'unità di uscita, aggiungendo una resistenza ai capi dei due terminali. Minore è il valore resistivo, più intensa risulta la corrente che scorre attraverso l'unità, per cui è opportuno scegliere un valore resistivo adatto al numero necessario di circuiti di pilotaggio, rilevandolo dalla tabella che segue. L'unità di uscita fornisce un segnale di uscita « 0 » in funzione di un segnale di ingresso « 1 ».

VALORE RESISTIVO	WATTAGGIO	N° DI UNITA' DI ECCITAZIONE
1.000 Ω	0,5 W	20
470 Ω	1,0 W	40
220 Ω	2,0 W	80
100 Ω	2,0 W	150

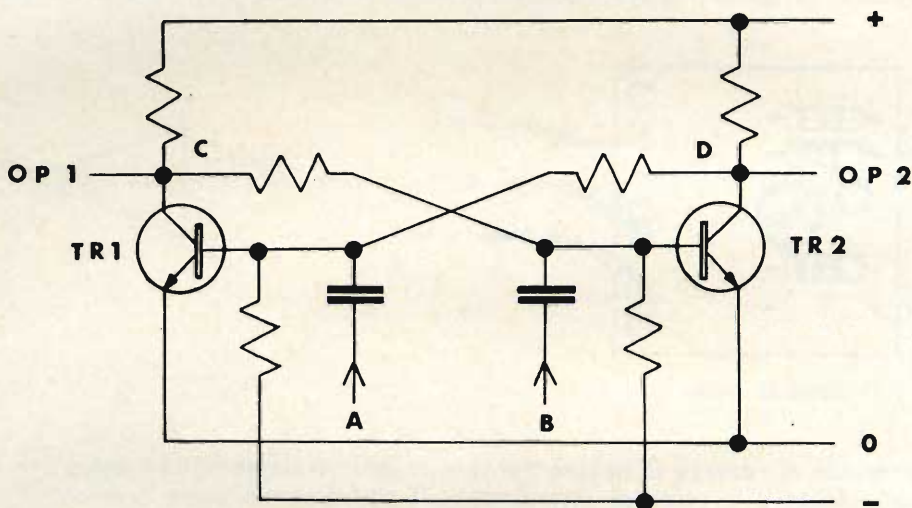
E' inoltre possibile ottenere un maggior numero di ingressi facenti capo all'unità di uscita, collegando i relativi segnali di ingresso tramite dei diodi, facendo

in modo che i rispettivi catodi facciano capo al terminale di ingresso. In tal caso l'unità funziona come un circuito del tipo « NOR ».

NOTA: Se gli involucri esterni dei transistori sono sotto tensione, e se risultano cortocircuitati, o in contatto con altre parti del circuito, i transistori stessi possono essere seriamente e permanentemente danneggiati.

IL CIRCUITO BISTABILE ECCLES-JORDAN

Come il suo stesso nome dice, il circuito bistabile presenta due stati stabili, e — nel circuito qui sotto illustrato — essi sono: (i) TR1 conduce mentre TR2 non conduce; (ii) TR2 conduce mentre TR1 non conduce.



Supponiamo che il circuito si trovi nelle condizioni in cui TR1 conduce mentre TR2 è in stato di interdizione: in tal caso otteniamo un segnale « 0 » nel punto di uscita OP1 ed un segnale « 1 » nel punto di uscita OP2. Se una tensione variabile in senso negativo viene ora applicata al punto A, essa costituisce un impulso di polarità negativa che viene applicato alla base di TR1 tendente a portare questo transistor in stato di interdizione: a causa di ciò, la tensione presente nel punto C sale tendendo ad assumere il potenziale disponibile lungo la linea di alimentazione positiva, per cui la base di TR2 diventa proporzionalmente positiva. A seguito di quanto si è detto, TR2 passa in stato di conduzione, e il punto D diventa maggiormente negativo. Questa variazione in senso negativo si presenta sulla base di TR1 in fase con la variazione originale, con il risultato che si ottiene un effetto cumulativo, che porta TR1 completamente allo stato di interdizione, mentre porta TR2 nello stato di massima conduzione di corrente, invertendo quindi le condizioni originali. Queste ultime possono però essere ripristinate applicando una tensione variabile in senso negativo al punto B.

Come avremo occasione di constatare più avanti, questo circuito trova vaste possibilità di impiego nelle apparecchiature di conteggio, e serve anche come circuito di memoria. Nella scatola di montaggio NORKIT SENIOR è compresa una unità bistabile, che può però anche essere acquistata come componente separato. In alcune applicazioni, è possibile sostituire l'unità di cui sopra con due unità del tipo « NOR » in un circuito a MEMORIA, come è stato descritto in precedenza.

IL SISTEMA BINARIO

In elettronica, esistono due modi per rappresentare una determinata quantità. In primo luogo, esiste il metodo analogico, nel quale la quantità viene rappresentata da una tensione avente un valore definito; ad esempio, una tensione di 10 V potrebbe corrispondere al 100%, nel qual caso una tensione di 2 V rappresenterebbe il 20%. In questo sistema si intende che l'uscita è analogica rispetto alla quantità considerata.

In secondo luogo, esiste il metodo numerico, nel quale la quantità viene rappresentata da un numero; ciò accade nei casi in cui si fa ricorso al sistema Binario.

Quando un transistor è in stato di conduzione o di interdizione, la sua uscita può rappresentare soltanto due numeri, che — come abbiamo già stabilito — possono essere « 0 » e « 1 ». Come può essere quindi possibile rappresentare qualsiasi numero? Ebbene, il sistema decimale, che come ognuno sa è stato elaborato per il semplice motivo che gli esseri umani sono muniti di dieci dita, comprende soltanto dieci numeri fondamentali, compresi fra 0 e 9; tuttavia, con il sistema decimale è possibile rappresentare qualsiasi cifra disponendo gli unici numeri citati in varie disposizioni o colonne, ossia attribuendo loro il valore di unità, decine, centinaia, ecc. Quando raggiungiamo il numero 9 nelle nostre colonne di unità, la colonna è completa, e l'aggiunta di un altro 1 cambia la colonna delle unità in 0, mentre 1 viene portato nella colonna delle decine, fornendo così il numero 10. Il sistema decimale è quindi basato sull'impiego della **radice** avente il valore di 10, mentre il sistema binario è basato sulla radice avente il valore di 2 sole unità. Ciò significa che se abbiamo avuto le cifre 0 e 1 nella colonna di destra, dobbiamo successivamente tornare a 0 e portare l'uno nella colonna successiva a sinistra; vale a dire che 2 nel sistema decimale diventerebbe 10 nel sistema binario. Così come noi siamo in grado di rappresentare qualsiasi quantità mediante il sistema numerico decimale, siamo anche in grado di rappresentare qualsiasi unità nel sistema numerico binario, usando però differenti colonne. In questo sistema di numerazione, le colonne saranno gli 1, i 2, i 4, gli 8, i 16, ecc.

Un altro modo per esprimere ciò che è stato detto dianzi è che il sistema numerico decimale rappresenta le quantità in base alle potenze di dieci, mentre il sistema binario rappresenta le quantità espresse in base alle potenze di 2.

Es. Sistema decimale: $368 = (3 \times 10^2) + (6 \times 10^1) + (8 \times 10^0)$
Sistema binario: $110 = (1 \times 2^2) + (1 \times 2^1) + (0 \times 2^0) = 6$

Ciò che segue è una tabella che rappresenta la conversione dal sistema decimale al sistema binario, per tutti i numeri compresi tra 0 e 23. Una volta compresa la tecnica di conversione, il lettore si renderà conto che è possibile prolungare questa tabella in modo assai semplice.

0 = 0	8 = 1000	16 = 10000
1 = 1	9 = 1001	17 = 10001
2 = 10	10 = 1010	18 = 10010
3 = 11	11 = 1011	19 = 10011
4 = 100	12 = 1100	20 = 10100
5 = 101	13 = 1101	21 = 10101
6 = 110	14 = 1110	22 = 10110
7 = 111	15 = 1111	23 = 10111

Vediamo ora un altro metodo per convertire i numeri espressi nel sistema binario in numeri espressi nel sistema decimale. Scriviamo una fila di numeri aumentando secondo l'ordine delle potenze di due da destra a sinistra, così come si nota qui sotto.

Prendere un numero espresso nel sistema binario (ad esempio 10110), e scriverlo al di sotto dei suddetti numeri, partendo dalla cifra che si trova all'estrema destra, sotto la colonna avente l'intestazione « 1 ».

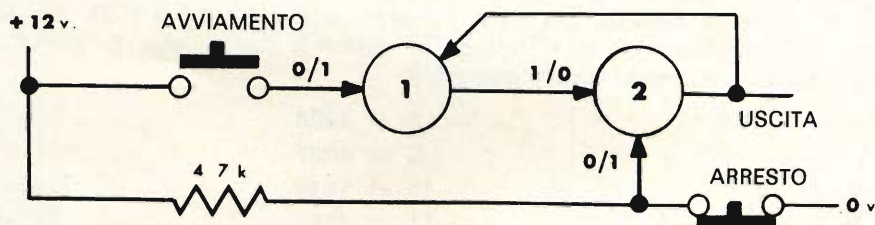
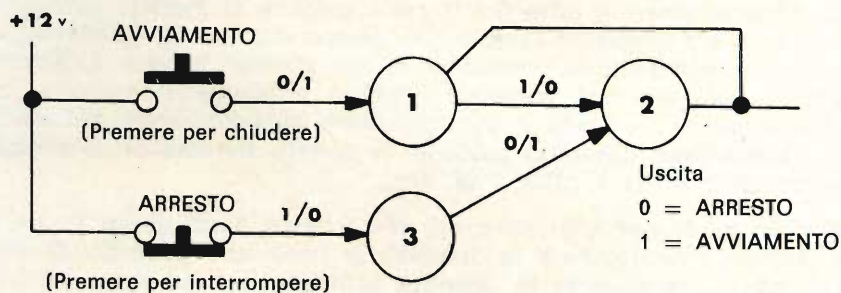
64	32	16	8	4	2	1
		1	0	1	1	0

Ciò fatto, sommare tra loro tutti i numeri al di sotto dei quali si presenta un « 1 », per cui avremo in rapporto all'esempio fatto, $16 + 4 + 2 = 22$.

Noterete che se un numero espresso nel sistema binario viene spostato di una colonna a sinistra, e se uno « 0 » viene installato nella posizione della colonna destra che rimane in tal caso libera, ciò equivale a moltiplicare quel numero per 2. A questo punto è consigliabile per il lettore dedicare un certo intervallo di tempo all'esecuzione di esercizi con questi sistemi numerici, per cercare di scoprire il più possibile in fatto di tecnica di conversione; e di rapporti tra l'impiego del sistema binario, e l'impiego del sistema decimale.

UN CIRCUITO DI ARRESTO/AVVIAMENTO

Lo schema sopra riportato illustra un circuito tipico di ARRESTO/AVVIAMENTO, ed è facile notare che i circuiti « NOR 1 » e « NOR 2 » risultano collegati come un



circuito a memoria o di « mantenimento ». Se si considera che l'uscita di questo circuito pilota una UNITA' DI USCITA e la lampada, si troverà che la lampada si accende e rimane accesa se il pulsante di avviamento viene premuto, e si spegne invece non appena il pulsante di arresto viene momentaneamente premuto.

Il funzionamento del circuito a memoria è stato già scritto in precedenza, ma è opportuno notare che in questo caso è stata aggiunta una terza unità « NOR ». Il motivo di ciò consiste nel fatto che si desidera ottenere una maggiore sicurezza di

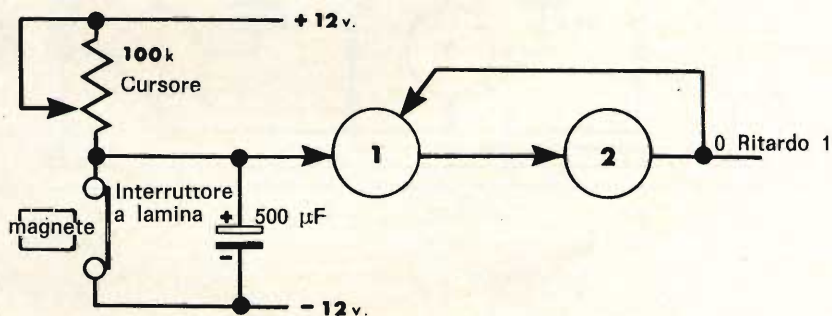
funzionamento, in quanto — se ci basassimo sui contatti « premere per chiudere » per fermare una macchina, i collegamenti facenti capo al pulsante potrebbero accidentalmente interrompersi, ed in tal caso non sarebbe possibile fermare la macchina con il pulsante di arresto. L'impiego del circuito « NOR 3 » fornisce invece un'inversione del segnale che permette normalmente di chiudere i contatti, alla quale inversione si può ricorrere in modo tale che, se il collegamento si interrompesse, la macchina si fermerebbe.

Questo tipo di applicazione è noto col nome di « Fail-to-safety », e costituisce una caratteristica di notevole importanza in numerosi schemi di tipo logico. Un altro metodo dell'impiego dei contatti del tipo « premere per interrompere » su di un circuito dal funzionamento sicuro senza l'impiego di un terzo circuito « NOR » è invece qui sotto illustrato.

UN SEMPLICE TEMPORIZZATORE RC

Usando due unità « NOR », un condensatore ed un potenziometro (vale a dire una resistenza variabile) è possibile realizzare un semplice temporizzatore funzionante a resistenza e capacità (RC).

E' bene notare che il condensatore risulta collegato alla linea di alimentazione a -12 V , ed è essenziale assicurarsi che i contrassegni di polarità della capacità



elettrolitica vengano osservati. Collegare l'interruttore a lamina ai capi del condensatore, con il magnete in posizione tale da mantenere i contatti chiusi. Non appena il magnete viene tolto, i contatti si aprono, ed il condensatore comincia a ricaricarsi tendendo ad assumere tra i suoi poli il potenziale di $+12\text{ V}$. Non appena il punto « A » ha assunto un potenziale sufficientemente positivo, il circuito « NOR 1 » comincia ad entrare in stato di conduzione, provocando per contro il passaggio del circuito « NOR 2 » allo stato di interdizione. L'uscita del circuito « NOR 2 » comincia ad assumere un potenziale positivo, e — dal momento che questo fenomeno elettrico viene retrocesso all'ingresso del circuito « NOR 1 » — la variazione originale viene ad essere in fase con quella in corso di svolgimento, per cui l'effetto viene accelerato (ossia risulta cumulativo). Ne deriva che — dopo un ritardo iniziale che si protrae per un massimo di 30 secondi (con i componenti illustrati) — l'uscita del circuito « NOR 1 » cambia rapidamente ed assume il livello « 0 » mentre l'uscita del circuito « NOR 2 » viene commutata rapidamente al livello « 1 ».

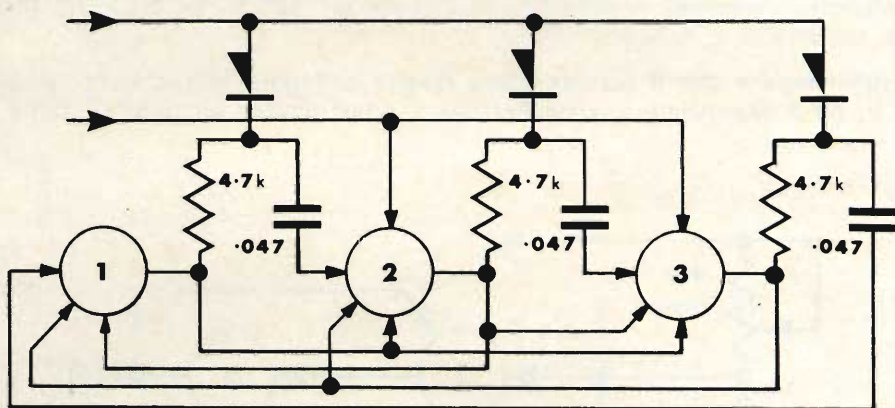
Quando i contatti del commutatore a lamina si chiudono nuovamente a causa della vicinanza del magnete, la polarizzazione positiva che risulta in tal modo ap-

plicata all'ingresso, è sufficiente per superare il segnale di « mantenimento » applicato al circuito « NOR 1 » e proveniente dal circuito « NOR 2 », ed il circuito ritorna allo stato di partenza nel senso che l'uscita del circuito « NOR 2 » ritorna immediatamente al livello « 0 ».

L'uscita del circuito « NOR 2 » può pilotare un'UNITA' DI USCITA per far funzionare un relé o una lampada, a seconda delle esigenze. Se il potenziometro è provvisto di una scala tarata in secondi, il dispositivo assume le caratteristiche funzionali di un utile esposimetro fotografico.

UN CONTATORE AD ANELLO

Per effettuare conteggi con sistemi di numerazione diversi dal sistema binario, è possibile impiegare un calcolatore ad anello, nel quale il numero degli stadi equi-



vale al valore radice del sistema particolare adottato. Ad esempio, per il sistema decimale dovremmo usare dieci stadi. Il circuito sopra illustrato rappresenta un contatore ad anello a tre stadi, che può essere facilmente realizzato con i dispositivi contenuti nel NORKIT Junior.

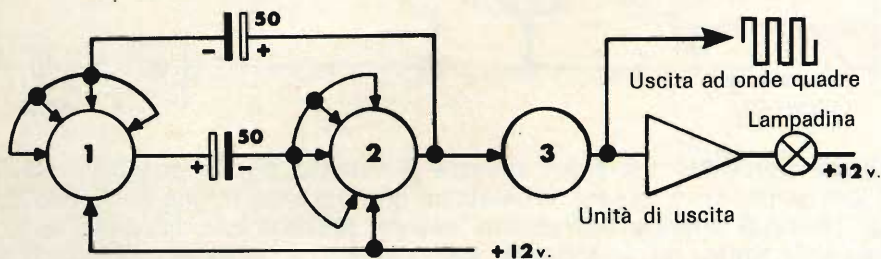
Se un segnale a livello « 1 » viene applicato alla linea « reset » del circuito sopra illustrato, l'uscita dei circuiti « NOR 2 » e « NOR 3 » passa a livello « 0 » e — dal momento che tutti gli ingressi facenti capo al circuito « NOR 1 » sono a livello « 0 » — l'uscita del circuito « NOR 1 » assume il livello « 1 ». Se vengono successivamente applicati degli impulsi variabili in senso positivo all'ingresso « shift », le uscite dei circuiti « NOR 2 » prima e quindi « NOR 3 », « NOR 1 », ecc. cambiano successivamente assumendo il livello « 1 », per cui si ottiene una singola uscita del tipo « 1 » che circola nel contatore, la cui posizione rappresenterà un numero intero del sistema trinario.

Oltre al semplice impiego agli effetti del conteggio, il circuito sopra illustrato può essere usato per dividere per tre. Con un'attenta progettazione, è possibile aggiungere ulteriori stadi, sebbene la realizzazione di un contatore a dieci stadi, costituisca un esercizio piuttosto complesso.

Per controllare il funzionamento del circuito sopra illustrato, è possibile usare un'UNITA' DI USCITA che pilota una lampadina. Tuttavia, dal momento che esiste una sola unità pilota di scorta disponibile da ciascuno stadio del contatore, sarà necessario far precedere ciascuna unità di uscita da un altro circuito « NOR », per ottenere la capacità necessaria di pilotaggio di due unità pilota. In queste condizioni, la lampada adatta si accenderà quando l'uscita di quel particolare stadio è a livello « 0 ».

UN CIRCUITO LAMPEGGIATORE

Usufruendo di due unità « NOR » e di due condensatori, così come è illustrato qui sopra, è facile realizzare un semplice circuito astabile. I quattro ingressi di ciascuna unità « NOR » devono essere collegati tra loro, ed il quinto ingresso di ciascun circuito deve essere collegato alla linea di alimentazione che fornisce la tensione di + 12 V..



Quando il circuito « NOR 1 » conduce, il circuito « NOR 2 » si trova in stato interdizione, e quando il circuito « NOR 1 » è in stato di interdizione, il circuito « NOR 2 » è in stato di conduzione. Ciò provoca la presenza di una serie di impulsi successivi all'uscita dei circuiti « NOR 1 » e « NOR 2 ». La sezione « NOR 3 » agisce come stadio separatore, che pilota un'UNITA' DI USCITA, la quale — a sua volta — provoca il funzionamento intermittente della lampada (di qui il termine lampeggiatore).

Se si diminuisce la capacità dei condensatori, si ottiene una maggiore frequenza di ripetizione degli impulsi luminosi: viceversa, aumentando il valore delle suddette capacità la frequenza di ripetizione diminuisce.

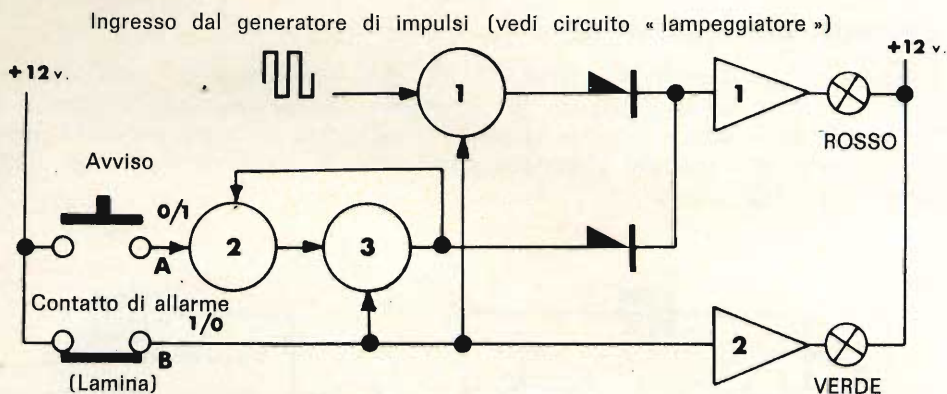
Per rendere la frequenza degli impulsi regolabile, anziché collegare i due ingressi alla linea di alimentazione positiva, essi possono essere collegati ad una tensione positiva variabile. Ciò può essere realizzato collegando una resistenza variabile del valore di 1 k Ω , tra il terminale a 0 V, e la linea di alimentazione positiva, e collegando i due ingressi al cursore relativo.

I circuiti « NOR 1 » e « NOR 2 » costituiscono un utile generatore di impulsi, che può essere usato come parte integrante di numerosi altri circuiti, quali ad esempio, il dispositivo di allarme che stiamo per descrivere.

UNITA' ANNUNCIATRICE DI ALLARME

In certi grossi impianti per la produzione di sostanze chimiche, ed in altri processi di lavorazione, è spesso necessario sapere se si presentano condizioni critiche o pericolose entro una superficie assai estesa. In questi casi è assai opportuna la possibilità di ottenere un segnale di avviso in caso di guasto, proveniente da un

punto centrale di controllo. I guasti di questo tipo possono essere di varia natura: ad esempio, il livello di un liquido in un serbatoio può essere troppo basso, la pressione in un serbatoio può diventare eccessivamente alta, ecc. ecc... Tutte queste condizioni possono essere misurate mediante interruttori a livello, interruttori a pressione, ecc., mediante i quali è possibile ottenere il funzionamento di contatti normalmente chiusi (per motivi di sicurezza).



Lo schema riprodotto qui sopra illustra il circuito di una semplice stazione di allarme di cui potrebbero essere installati un gran numero in una posizione centrale. Per ciascun punto di allarme dovrebbero essere previsti una lampada spia verde, una lampada spia rossa, ed un pulsante per « avviso di allarme ». Il contatto di allarme vero e proprio dovrebbe probabilmente essere ad una certa distanza dal controllo centrale.

In condizioni normali, la lampada verde deve risultare accesa, e la lampada rossa deve risultare spenta. Non appena si verifica una condizione corrispondente ad un guasto, in qualsiasi punto dell'impianto, il punto « B » cambia di livello da « 1 » a « 0 », provocando lo spegnimento della lampada verde. Nel contempo, l'ingresso del circuito « NOR 1 » passa al livello « 0 », e — anziché un segnale stabile del tipo « 0 » all'uscita del dispositivo « NOR 1 », otteniamo in tal caso una serie di impulsi dovuti al segnale di provenienza dal relativo generatore. Questa sequenza di impulsi viene applicata all'UNITA' DI USCITA 1, determinando l'accensione intermittente della lampadina rossa. Incidentalmente, è bene notare che tutto ciò costituisce un esempio di come è possibile applicare più di un segnale di ingresso ad un'UNITA' DI USCITA, mediante l'impiego di diodi. I due diodi — naturalmente — costituiscono un circuito « OR gate ».

Quando la lampada verde è spenta e la lampada rossa è accesa, il tecnico di servizio può accorgersi che esiste un guasto, per cui preme il pulsante di avviso di allarme appropriato. Ciò provoca il funzionamento dell'unità di memoria « NOR 2 » e « NOR 3 », e produce un segnale stabile al livello « 1 » all'uscita del « NOR 3 ». Ciò — a sua volta — predispose l'UNITA' DI USCITA 1 in stato di conduzione, la lampada rossa rimane accesa in continuità, mentre la lampada verde è spenta. L'iniziativa successiva del tecnico consiste nel porre rimedio al guasto verificatosi, in modo tale che i contatti di allarme si chiudano di nuovo. A causa di ciò,

- (a) la lampada verde si riaccende
- (b) il dispositivo a memoria si riarma
- (c) l'ingresso al « NOR 1 » torna al livello « 0. », e
- (d) la lampada rossa si spegne.

A seguito di ciò, vengono ripristinate le condizioni originali.

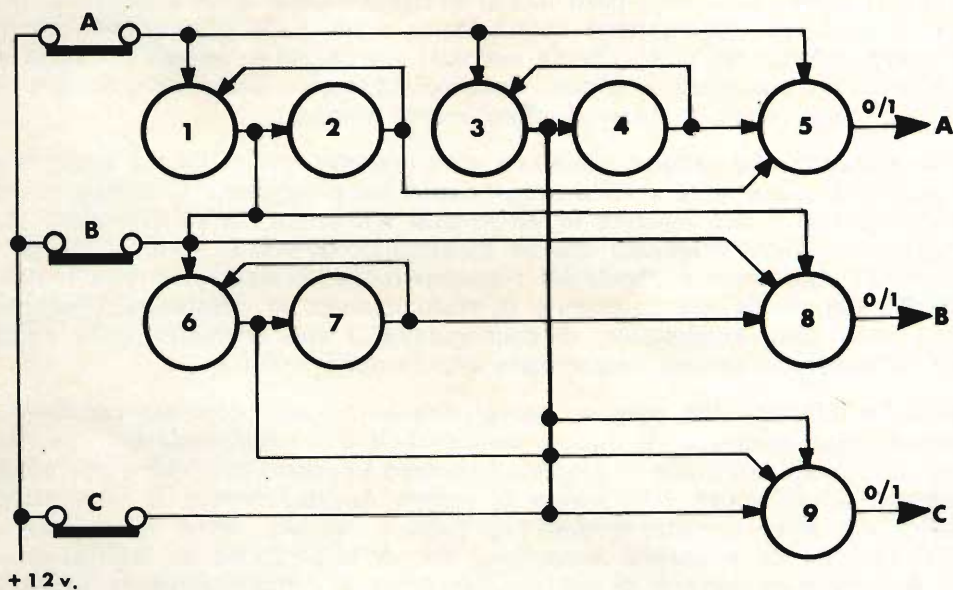
UN PROBLEMA DI SEQUENZA

A volte, una macchina deve elaborare dei dati nell'ordine cronologico in cui si sono manifestati i segnali di avviso. Ad esempio, quando è necessario ottenere la continuità di svolgimento di un procedimento di lavorazione, può accadere che i contenitori debbano essere riempiti esattamente nello stesso ordine in cui essi si vuotano.

Il circuito qui sopra illustrato potrebbe essere usato per elaborare una sequenza di tre eventi. Questo circuito può essere realizzato con il NORKIT JUNIOR, se i dispositivi « NOR 2 » e « NOR 4 » vengono sostituiti con UNITA' DI USCITA, usando una resistenza da 4,7 k Ω come carico ai capi dei terminali di uscita.

Per una successione di quattro eventi, sono necessari sedici unità del tipo « NOR », mentre per una successione di cinque eventi, sono necessarie venticinque unità e così via. E' facile constatare che il numero delle unità necessarie per qualsiasi successione di eventi equivale al quadrato del numero totale degli eventi stessi.

Naturalmente, a tale scopo è necessario adattare ai contenitori alcuni dispositivi sensibili, come ad esempio i rivelatori di livello o i rivelatori di pressione o di peso, i quali hanno il compito di aprire i contatti « A », « B » o « C », quando un particolare contenitore si trova in condizioni di dover essere riempito. Se il contenitore



« B » inoltre il segnale di avviso per primo, l'uscita del circuito « NOR 8 » relativa assumerà il livello « 1 ». Se uno dei contenitori « A » o « C » si vuota prima che venga effettuato il riempimento di « B », l'informazione viene immagazzinata. Non appena « B » è stato riempito, i suoi contatti sensibili si chiudono, ed il contenitore successivo nella sequenza predisposta presenterà un segnale al livello « 1 » all'uscita appropriata del circuito « NOR 5 » o del circuito « NOR 9 ».

COME ABBORDARE I PROBLEMI DI CONTROLLO SEQUENZIALE

Tutti i problemi di controllo sequenziale, indipendentemente dalla loro complessità, possono essere ridotti a dimensioni che risultano relativamente semplici da comprendere. Il modo più semplice per ridurre il problema consiste nel considerare ciascun dispositivo di uscita, come ad esempio le lampade, i solenoidi, i motori, ecc., in una certa sequenza, e quindi nel determinare la serie di condizioni in relazione alle quali ciascun dispositivo deve funzionare o deve essere disattivato.

In alcuni casi, come ad esempio nel sistema di controllo multiplex per un ascensore, esiste soltanto un numero limitato di uscite (i motori dei verricelli, i motori delle porte, gli indicatori di posizione al piano, e gli indicatori di direzione) facenti capo ai circuiti logici. In tal caso è necessario ridurre lo schema suddividendolo in funzioni separate, come le memorie di chiamata, le memorie di direzione, le informazioni di posizione, ecc. Nella nostra analisi finale, dobbiamo ritornare alle unità fondamentali costituite dai circuiti « AND » e « OR ». Nel caso dei circuiti logici del tipo « NOR » si perviene in definitiva proprio al circuito fondamentale del tipo « NOR ».

A volte si presenta la necessità che un tipo di dispositivo di controllo a relé venga sostituito con un tipo di controllo a circuito solido, senza però compromettere le funzioni di controllo. In tal caso, il relativo dispositivo logico è già stato creato dal progettista originale, ed è semplicemente necessario effettuare il passaggio dal sistema a relé al sistema elettronico. In altre occasioni, il tecnico meccanico che progetta una macchina fornisce una « affermazione verbale » del modo nel quale egli desidera che la macchina funzioni in modo automatico. Naturalmente, egli avrà provveduto ad incorporare dei microinterruttori nella macchina, allo scopo di determinare la posizione delle varie parti mobili di quest'ultima, onde ottenere le necessarie informazioni per trasmettere l'unità logica sulla quale si basano le decisioni che verranno adottate. A patto che la suddetta affermazione verbale sia stata scritta con la massima chiarezza, è sempre cosa relativamente semplice tracciare direttamente il circuito logico in base all'affermazione stessa.

Nell'eventualità che occorra trasformare un impianto già esistente funzionante a relé, il problema si presenta a volte leggermente più complesso. Il motivo di ciò risiede nel fatto che il relé fornisce in alcuni casi numerose uscite dipendenti da un unico ingresso, mentre riteniamo che un determinato evento si verifichi non appena si sono manifestate diverse condizioni contemporanee. Il nostro elemento logico del tipo « NOR » determina una variazione di stato quando un determinato numero di condizioni sono state soddisfatte: di conseguenza il suo impiego risulta logico e semplice in relazione ad una determinata affermazione verbale.

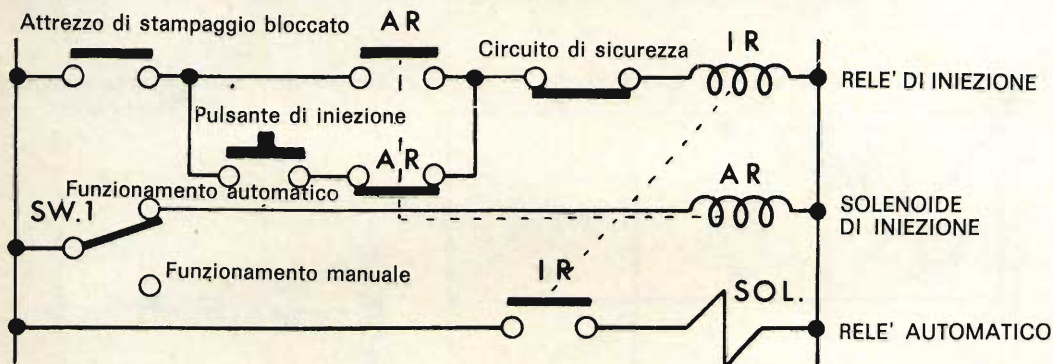
Una delle difficoltà che sorgono con gli impianti a relé consiste nel fatto che il progettista deve tenere nella dovuta considerazione i « controeffetti » che derivano dai circuiti indesiderati che si creano attraverso i contatti dei relé, e che possono determinare risultati spurii. Allo scopo di evitare questo rischio, il progettista ricorre all'impiego di un contatto diverso per ciascun segnale. Assai spesso, un relé a contatti multipli deve essere accoppiato ad un interruttore di limitazione, per ottenere il numero necessario di contatti. Nel caso di circuiti solidi — tuttavia — un unico contatto facente parte di un microinterruttore, può pilotare qualsiasi numero di circuiti logici, grazie alla presenza delle resistenze di isolamento di ingresso che vengono inserite in ciascun modulo logico.

PASSAGGIO DAL CONTROLLO A RELE' AL CONTROLLO STATICO

Il modo più soddisfacente per effettuare la trasformazione da un sistema di controllo a relé ad un sistema di controllo a circuiti solidi consiste in primo luogo nel trascrivere tutte le funzioni di ciascun relé sotto forma di espressioni Booleane. Le

espressioni risultanti possono essere successivamente con la massima facilità trasformate in circuiti logici del tipo al quale abbiamo fatto frequenti riferimenti.

L'esempio qui sotto riportato dimostra il metodo di trasformazione di una piccola parte di un dispositivo di controllo a relé adatto al comando di una macchina per lo stampaggio ad iniezione di materie plastiche, in un sistema di controllo a circuiti solidi.



AFFERMAZIONE VERBALE

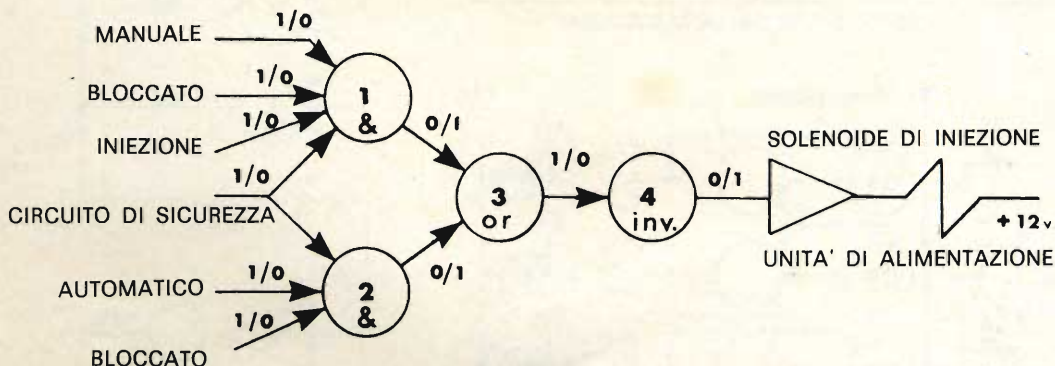
Il solenoide di iniezione funzionerà quando l'interruttore SW 1 si trova in posizione di funzionamento « MANUALE », quando l'attrezzo è bloccato, e quando il dispositivo di sicurezza è chiuso, a patto che il pulsante di iniezione venga premuto.

Alternativamente, il solenoide funzionerà quando il commutatore SW 1 si trova in posizione di funzionamento « AUTOMATICO », a patto che il circuito di sicurezza sia chiuso, e solo quando l'attrezzo di stampaggio è bloccato.

ESPRESSIONE BOOLEANA

SOLENOIDE DI INIEZIONE = (MANUALE. Circuiti di sicurezza. Pulsante di iniezione. Bloccato) + (AUTOMATICO. Bloccato. Circuito di sicurezza).

SCHEMA LOGICO



COME SI PROGETTA UNA MACCHINA PER IL GIOCO DEL « TRIS »

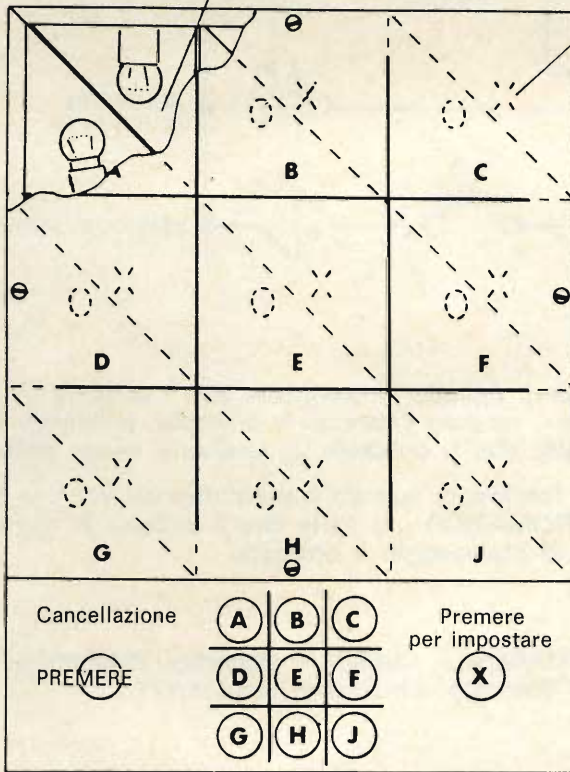
Non è possibile costruire una macchina che sia in grado di vincere sempre a questo gioco, sebbene sia possibile costruire una macchina che sia imbattibile.

(È anche possibile progettare una macchina in modo tale che essa possa essere battuta — ove lo si desidera — con determinati movimenti).

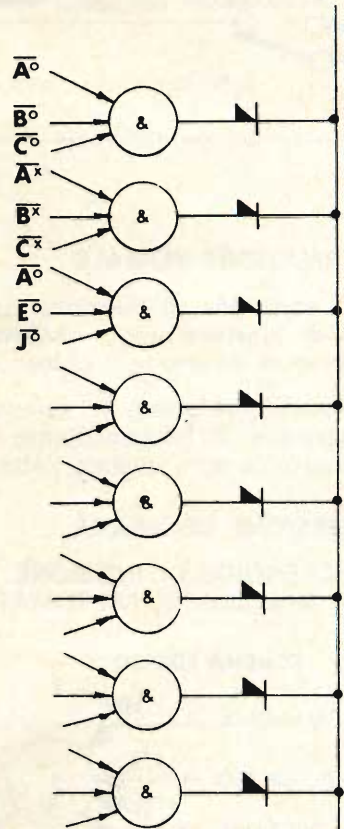
Lo schema (a) fornisce una guida agli effetti della realizzazione meccanica della macchina. L'involucro che racchiude le varie lampade deve essere diviso in nove scompartimenti minori di forma quadrata, e ciascuna scatola deve essere provvista di uno schermo opaco diagonale come si nota nella figura. Il coperchio dello scompartimento delle lampade deve essere realizzato con materiale plastico semiopaco, sul

Sezione illustrante le lampade e lo schermo.

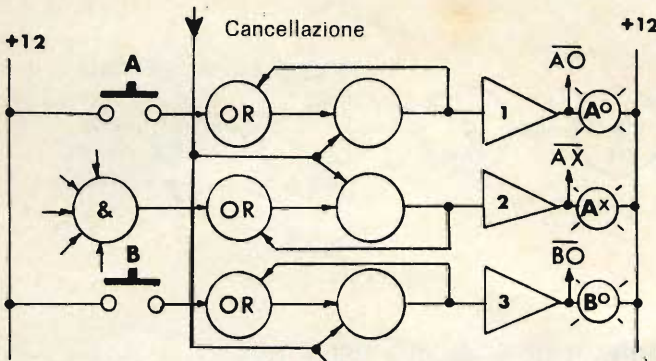
I simboli sono applicati sulla superficie opposta del pannello semi-opaco



(A) DISPOSIZIONE DELLA MACCHINA



(c) PARTE DEL CIRCUITO DEL CAMPANELLO



(b) PARTE DELLA MEMORIA E DEL CIRCUITO DELLE LAMPAD

quale gli « 0 » e le « X » vengono dipinte sulla superficie inferiore, in modo tale che un solo segno venga illuminato da una sola lampada.

La parte inferiore della macchina consiste nel pannello di controllo e in una griglia che rappresenta la disposizione delle lampade, al di sotto della quale sono presenti nove pulsanti. Ciascuno di questi ultimi, non appena viene premuto, predispone un segnale di memoria, e determina l'accensione di uno « 0 » nel quadrato corrispondente del pannello. Premendo il pulsante contrassegnato « X » si fa in modo che la macchina registri una mossa basata su qualsiasi altra mossa che sia stata precedentemente impostata. Un ulteriore pulsante è stato previsto per consentire al giocatore di cancellare il gioco impostato, e di iniziarne uno nuovo. Ogni qualvolta una linea viene completata, si ottiene il suono di un campanello che si arresta soltanto quando viene premuto il pulsante di cancellazione.

Esistono quindi diciotto dispositivi di alimentazione per le lampade, e ciascuno di essi deve essere preceduto da un circuito a memoria, come si osserva nello schema (b). Si noti il collegamento incrociato tra la memoria « 0 » e la corrispondente memoria « X », il che impedisce che lo « 0 » e la « X » facenti parte di un medesimo quadro possano essere illuminati contemporaneamente. Si noti anche il segnale di cancellazione che proviene dal pulsante di cancellazione, e che deve far capo alla seconda metà di ciascuna memoria.

Dall'uscita di ciascuna memoria proviene un segnale che « dice » alla macchina quale luce è accesa, ed è proprio mediante l'impiego di questi segnali che la macchina deve decidere le sue mosse future. Il lettore sarà certamente in grado di elaborare le combinazioni delle mosse che permettono di non perdere, con la massima facilità, e fornire quindi la necessaria combinazione logica al circuito « AND gate » che precede la memoria « X ». La macchina potrà quindi eseguire il gioco in osservanza alle disposizioni che le vengono impartite.

La partita è persa quando l'avversario riesce a completare una linea. Le linee che è possibile completare ammontano ad un totale di otto. Se nessuna linea viene completata, mentre tutte le luci sono accese, entrambi i giocatori sono squalificati, ossia hanno perso.

Nel caso che la macchina o l'avversario riesca a completare una linea, si produce il suono di un campanello. Si noterà, osservando lo schema « c », che esiste un circuito « AND » per ciascuna linea, e che quando si impiega una unità « NOR » come unità « AND », tutti gli ingressi devono cambiare ed assumere il livello « 0 ».

A questo punto il lettore farà bene a dedicare un po' di tempo e di attenzione allo studio delle varie mosse che è possibile predisporre con la macchina: per potersi considerare del tutto imbattibile è necessario impiegare approssimativamente 100 unità del tipo « NOR », e — sotto questo aspetto — il circuito illustrato sulla pagina a lato non è altro che una guida mediante la quale è possibile stabilire come affrontare questo problema.

APPENDICE 1

NOTE GENERALI

In occasione della saldatura di diodi occorre adottare cure del tutto particolari, per far sì che la minima quantità di calore possibile raggiunga la giunzione. Un eccesso di calore potrebbe distruggere il diodo, ed è pertanto necessario bloccare il terminale in un punto compreso tra il corpo del diodo ed il punto che viene saldato, con una pinza o con un qualsiasi dispositivo adatto alla dissipazione del calore. I terminali non devono essere piegati se non ad una distanza minima di 2,5 mm dal corpo, onde evitare di compromettere la tenuta ermetica tra il vetro ed il metallo.

Anche i commutatori a lamina devono essere trattati con la massima cura, in quanto si deteriorano irrimediabilmente se il vetro si rompe. Se un magnete viene portato nelle immediate vicinanze di un interruttore a lamina, i relativi contatti si chiudono. E' possibile fare in modo che i contatti risultino normalmente chiusi installando un magnete in una posizione fissa in prossimità della lamina, ed usare un altro magnete in opposizione al primo, per determinare invece l'apertura dei contatti.

I moduli logici vengono realizzati con transistori al silicio di alta qualità, ma si rammenti che le sovratensioni improvvise possono danneggiarli in modo permanente. La tensione di alimentazione deve essere ricavata da una batteria che non fornisca una tensione superiore a $12\text{ V} + 10\%$. Qualsiasi altra sorgente di alimentazione può arrecare seri danni all'apparecchiatura, a meno che non sia stabilizzata.

Ciascun modulo logico presenta tre collegamenti volanti. Essi sono colorati in Rosso, in Nero ed in Blu; rispettivamente per il collegamento ad una tensione positiva di $+12\text{ V}$, di 0 V , ed a una tensione negativa di -12 V . Sarà facile constatare la convenienza di collegare ciascun filo al modulo prossimo, attraverso il piccolo foro appositamente previsto. Il filo rosso deve essere saldato alla paglietta di rame dell'unità successiva, esattamente dove è collegato il suo stesso filo rosso, ecc. I fori di maggior diametro sono stati previsti come metodo per il fissaggio delle unità, il che può essere fatto mediante l'impiego di viti con dado, e di distanziatori. Se si fa uso di distanziatori metallici, i tre pezzi per il fissaggio meccanico devono essere collegati ai tre terminali dell'alimentazione.

APPENDICE 2

COME SI SALDA

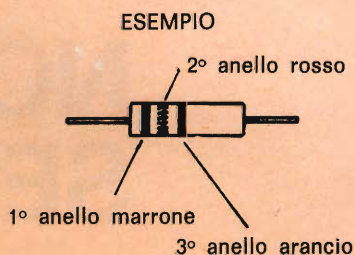
Con un po' di pratica, e con l'assoluta osservanza di alcune semplici regole, la saldatura può diventare cosa assai semplice. Scegliere un saldatore di piccole dimensioni (ma non del tipo miniatura) della potenza approssimativa di 15 o 20 W.

Nell'eventualità che la punta assuma un aspetto assai corrosivo, o comunque che lo stagno non scorra facilmente su di essa, è necessario limarla con un angolo di circa 45° , mentre è fredda, dopo di che l'estremità del saldatore deve essere ricoperta di stagno e di pasta-salda (fornita con la scatola di montaggio) non appena la sua temperatura ha raggiunto il valore necessario. Se il saldatore viene lasciato acceso senza che la punta sia coperta di stagno, quest'ultima si ossiderà facilmente, ed il suo uso risulterà assai difficile. Quando il saldatore è in funzione, è utile — di tanto in tanto — pulirne l'estremità con uno straccio.

In primo luogo, ogni componente da saldare deve avere i terminali perfettamente puliti ed esenti da tracce di grasso. Dopo aver controllato ciò, i terminali devono essere riscaldati col saldatore, dopo di che è possibile applicare lo stagno preparato in corrispondenza del punto di saldatura, mentre il saldatore viene tenuto ancora nella posizione corrispondente. Usare la minima quantità possibile di stagno, e tenere il saldatore con la punta appoggiata sui terminali per il solo intervallo di tempo necessario a determinare lo scorrimento dello stagno liquido sul punto di saldatura. Togliere quindi il saldatore e non muovere i terminali saldati finché lo stagno non si è completamente solidificato. Se se ne riscontra l'opportunità, accelerare il rassodamento dello stagno soffiandovi sopra.

APPENDICE 3
CODICE A COLORI PER RESISTENZE

Colore	1° Anello	2° Anello	3° Anello
	1ª cifra	2ª cifra	N° di « zeri »
NERO		0	NESSUNO
MARRONE	1	1	0
ROSSO	2	2	00
ARANCIO	3	3	000
GIALLO	4	4	000,0
VERDE	5	5	000,00
BLU	6	6	000,000
VIOLA	7	7	000,000,0
GRIGIO	8	8	000,000,00
BIANCO	9	9	000,000,000



12.000 Ω

K = Migliaia

M = Milioni

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 - Elettronica ecc., ecc.

LAUREATEVI

all'UNIVERSITA' DI LONDRA

seguedo 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





NORKIT SENIOR

Questa scatola di montaggio introduce alla tecnica dei circuiti bistabili, e consente ulteriori applicazioni, chiaramente descritte nella seguente descrizione. La scatola contiene 3 unità BISTABILI, 12 unità « NOR », 3 unità di « USCITA » ed una maggior dotazione di tutti gli altri componenti forniti con la scatola NORKIT JUNIOR.

La descrizione precedente relativa al Norkit Junior ha costituito una introduzione ai circuiti logici del tipo « NOR », all'Algebra Booleana, ed al sistema numerico Binario che deve essere nota al lettore prima che egli si accinga a seguire il programma svolto nei confronti del Norkit Senior. In questa pubblicazione — invece — vengono approfonditi gli argomenti di cui sopra, e vengono inoltre enunciati i principi di funzionamento dell'unità BISTABILE, impiegata come elemento principale nelle apparecchiature di controllo.

Nella parte finale, che mette in grado lo studente di usare con maggiore profitto i dispositivi HIGH-KIT, vengono descritti particolari circuiti utili di importanza generica. Questa descrizione fornisce anche informazioni dettagliate su alcuni circuiti per la realizzazione dei giochi a « Tris », di cui un esemplare è stato illustrato appunto nell'articolo relativo al Norkit Junior.

ALTRI DETTAGLI SULL'ALGEBRA BOOLEANA

Nella descrizione precedente abbiamo chiarito il principio della notazione impiegata nell'Algebra Booleana, per descrivere le operazioni logiche. Questa particolare Algebra è stata inventata da un inglese, avente il nome di George Boole, ed è stata introdotta verso la metà del diciannovesimo secolo. Il suo scopo principale consiste nell'analizzare concetti o argomenti logici, costituiti da affermazioni che possono essere vere o false.

Trattandosi di un sistema che dispone soltanto di « due stati », esso può essere applicato assai rapidamente e semplicemente ai circuiti di commutazione, in quanto presentano la possibilità di assumere esclusivamente le condizioni di « INSERITO » oppure di « DISINSERITO » (« ON » o « OFF »). Di conseguenza, risulta del pari possibile rappresentare l'affermazione logica, mediante una sistemazione corrispondente di commutatori.

Esistono due sole congiunzioni fondamentali:

« AND » (che significa « e ») che viene rappresentato da un punto .

« OR » (che significa « oppure ») che viene rappresentato dal segno matematico +

« NAND » e « NOR » sono semplicemente inversioni delle congiunzioni sopra citate, che rappresentano rispettivamente il contrario di « AND » (ossia « Not AND »), equivalente a (« \overline{AND} »), e « Not OR » equivalente a (« \overline{OR} »).

Inoltre, esistono due soli risultati finali:

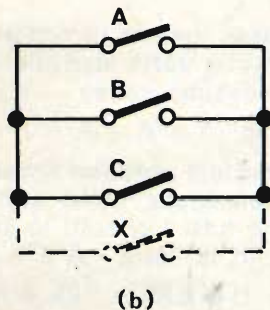
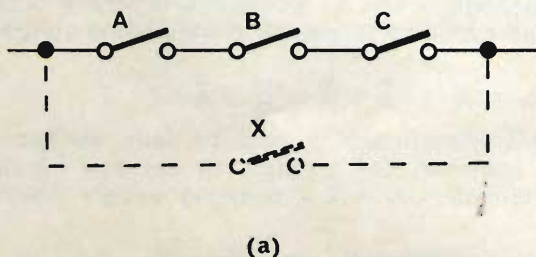
« IS » (che significa « vero ») rappresentato dal segno =

« NOT » (che significa « falso ») rappresentato da una linea al di sopra della lettera, ad esempio \overline{A} (« NOT A »).

La tabellina che segue illustra alcuni metodi mediante i quali possiamo rappresentare le condizioni di « Vero » oppure « Falso ».

VERO	FALSO
« IS »	« NOT »
A	\overline{A} (con sovralineatura)
1	0
Tensione presente	Tensione assente
Commutatore chiuso	Commutatore aperto

Gli schemi elettrici che seguono (a) e (b) costituiscono degli esempi di circuiti « AND gate » ed « OR gate », impieganti rispettivamente commutatori con contatti normalmente aperti. I contatti tratteggiati rappresentano la funzione specifica del circuito « gate ».

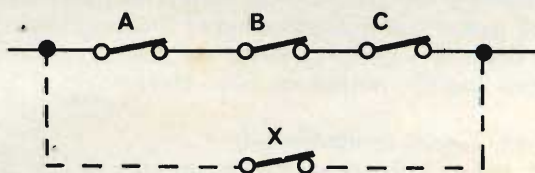


In base alle leggi dell'Algebra Booleana, se invertiamo un membro dell'equazione, dobbiamo invertire anche l'altro: ciò significa che, dalla figura (a), rileviamo che:

(i) $\bar{X} = \overline{A.B.C.}$

Tuttavia, il medesimo circuito relativo ad X è illustrato nella figura (c), impiegante contatti normalmente chiusi: osservando questa figura, si può notare che se i contatti A oppure B o ancora C sono aperti, otteniamo la condizione \bar{X} , per cui:

(ii) $\bar{X} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C}$



(c)

Ne deriva che da (i) ed (ii) otteniamo $\overline{A.B.C.} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C}$.

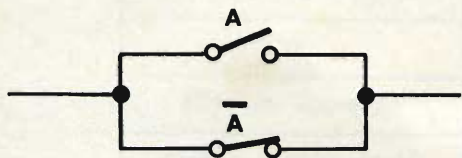
Quanto sopra ci porta a conoscere la legge di De Morgan, che stabilisce che:

(iii) $\overline{A.B.C.D. \dots N} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} + \bar{D} \dots \bar{N}$

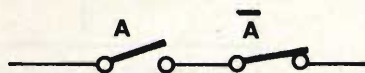
(iv) $\overline{\bar{A}.\bar{B}.\bar{C}.\bar{D} \dots \bar{N}} = A + B + C + D \dots N$

Ai contatti che vengono azionati dal medesimo dispositivo contemporaneamente, viene assegnata la medesima lettera, mentre ai contatti che si aprono solo quando vengono azionati viene assegnata una lettera contraddistinta da un trattino al di sopra. Un contatto normalmente aperto ed un contatto normalmente chiuso, azionati contemporaneamente in parallelo, risulteranno sempre equivalenti ad un cortocircuito, come si può osservare alla figura (d). Ne deriva che:

$A + \bar{A} = 1$



(d)



(e)

Nella figura (e) possiamo vedere che i medesimi contatti in serie determinano sempre un circuito aperto.

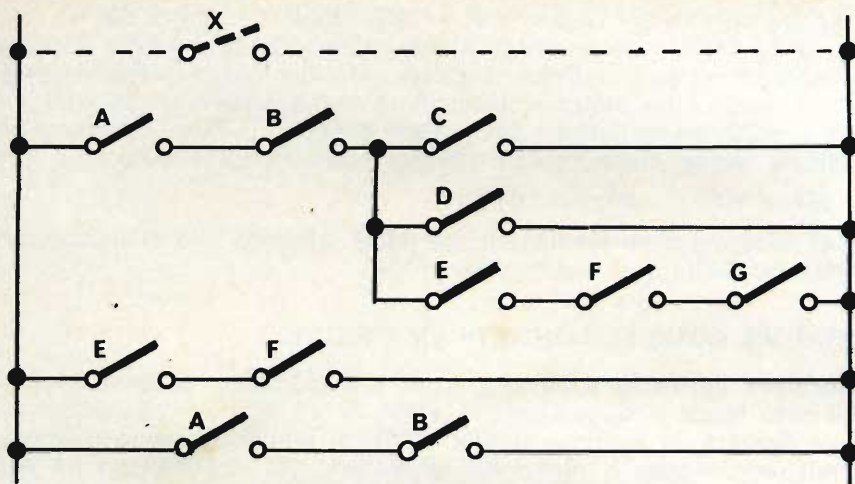
$A.\bar{A} = 0$

Qualsiasi numero di contatti contrassegnati con la medesima lettera e collegati in parallelo o in serie equivale sempre ad un contatto avente il medesimo contrassegno, ed il medesimo senso.

Esempio: $A + A + A = A$ $A.A.A. = A$ $\bar{A} + \bar{A} + \bar{A} = \bar{A}$

Le equazioni possono sovente essere semplificate, a seguito della verifica del circuito equivalente, come accade nei confronti dell'esempio di cui alla figura (f). È ovvio che tutti i circuiti in serie contenenti « A e B » possono essere sostituiti da un circuito in serie « A e B ».

$AB(C + D + EFG) + EF + AB = X$ semplificando, otteniamo $EF + AB = X$



(f)

I CODICI BINARI

Nel manualetto fornito a corredo della scatola Norkit Junior è stata enunciata la costruzione del codice Binario standard e — per comodità — è opportuno riprodurre qui di seguito una parte del codice:

1.	1	11.	1011	21.	10101	31.	11111
2.	10	12.	1100	22.	10110	32.	100000
3.	11	13.	1101	23.	10111	33.	100001
4.	100	14.	1110	24.	11000	34.	100010
5.	101	15.	1111	25.	11001	35.	100011
6.	110	16.	10000	26.	11010	36.	100100
7.	111	17.	10001	27.	11011	37.	100101
8.	1000	18.	10010	28.	11100	38.	100110
9.	1001	19.	10011	29.	11101	39.	100111
10.	1010	20.	10100	30.	11110	40.	101000

Un'altra versione del codice Binario prende il nome di codice Gray, nel quale sussiste la condizione che l'aumento o la diminuzione di qualsiasi numero di una sola unità determina una variazione in una sola colonna, vale a dire che una sola « cifra » varia per ciascun numero consecutivo. Ciò che segue è l'esposizione di una parte del codice Gray:

1.	1	10.	1111	19.	11010	28.	10010
2.	11	11.	1110	20.	11110	29.	10011
3.	10	12.	1010	21.	11111	30.	10001
4.	110	13.	1011	22.	11101	31.	10000
5.	111	14.	1001	23.	11100	32.	110000
6.	101	15.	1000	24.	10100	33.	110001
7.	100	16.	11000	25.	10101	34.	110011
8.	1100	17.	11001	26.	10111	35.	110010
9.	1101	18.	11011	27.	10110	36.	110110

Esistono anche altri codici Binari, come quello definito « codice del tre in eccesso », nel quale tre unità vengono aggiunte al numero decimale, prima della conversione, per facilitare le operazioni matematiche. Tuttavia, uno dei codici maggiormente utili dal nostro punto di vista è un sistema ibrido noto come « sistema decimale a codificazione Binaria », BCD, ossia codice 8421. Con questo sistema, ciascuna cifra di un numero decimale viene rappresentata dal suo equivalente Binario.

Esempio: $937 = 1001 \quad 0011 \quad 0111$.

L'impiego di questo codice elimina alcune delle difficoltà che si incontrano nel passaggio dal sistema Binario al sistema decimale.

IL CONDENSATORE COME ELEMENTO DI UN CIRCUITO

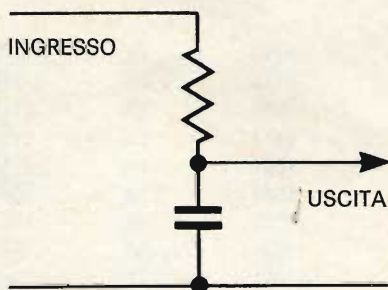
Un condensatore permette il passaggio di una corrente soltanto nel periodo di tempo in cui esso tende a raggiungere lo stato di equilibrio, vale a dire durante la carica oppure durante la scarica. Questo stato di equilibrio viene raggiunto quando i due elettrodi raggiungono il medesimo potenziale. Se applichiamo un potenziale a corrente alternata ai capi del condensatore, si ottiene in apparenza il passaggio di una corrente alternata attraverso il condensatore stesso, e la fase di questa corrente risulta in anticipo rispetto alla tensione di 90° . Se improvvisamente applichiamo una tensione a corrente continua ad un condensatore che non sia già precedentemente carico (realizzando ciò che a volte viene definito col termine di « funzione a gradini »), si ottiene il passaggio di un flusso di corrente con una rapidità proporzionale a qualsiasi valore resistivo presente nel circuito, fino all'istante in cui le due armature del condensatore raggiungono il medesimo potenziale. In quell'istante cessa il passaggio della corrente.

Ciò che ci interessa nel nostro caso specifico è proprio la reazione della variazione nei confronti della corrente continua. Dal momento che in un semplice circuito a resistenza e capacità l'intensità della corrente varia in modo esponenziale, un condensatore non raggiunge mai lo stato di carica o di scarica completo in un tempo finito, sebbene raggiunga una condizione assai prossima, in un periodo di tempo pari approssimativamente a $5CR$ secondi.

Nei circuiti ad impulsi, si svolgono due particolari funzioni nei confronti dei circuiti a Resistenza/Capacità. Tali funzioni sono complementari, e si risolvono in una INTEGRAZIONE e in una DIFFERENZIAZIONE.

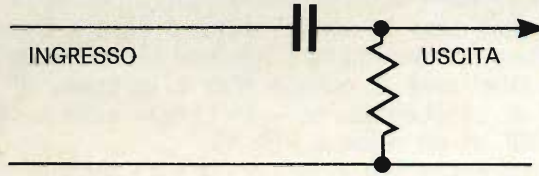
IL CIRCUITO INTEGRATORE

Lo scopo di un circuito integratore consiste nell'accogliere un treno di impulsi, e nel produrre un potenziale a corrente continua di ampiezza variabile, che risulti proporzionale alla superficie totale delimitata dalla forma d'onda degli impulsi, in qualsiasi istante. Un circuito di questo tipo viene usato ad esempio nei tachimetri elettronici. In questo caso, gli impulsi aventi una superficie costante vengono prodotti da un dispositivo rotante, e vengono successivamente applicati ad un circuito integratore, in modo tale che l'uscita a corrente continua risulti proporzionale alla velocità di rotazione.



IL CIRCUITO DIFFERENZIAZIONE

Un circuito differenziatore fornisce un segnale di uscita soltanto quando si verifica una variazione nelle condizioni di ingresso a corrente continua. Se ad esso viene applicata una funzione a gradini ad andamento positivo, si produce un impulso di polarità positiva. Se l'ingresso a corrente continua ritorna successivamente al suo valore originale, si ottiene invece un impulso di polarità negativa.

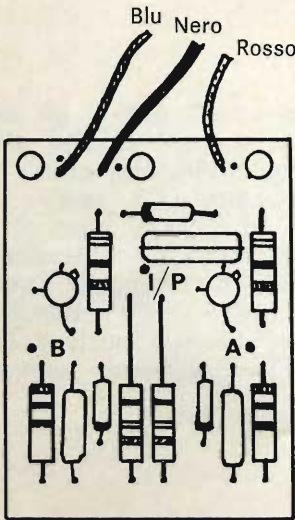


L'UNITÀ BISTABILE

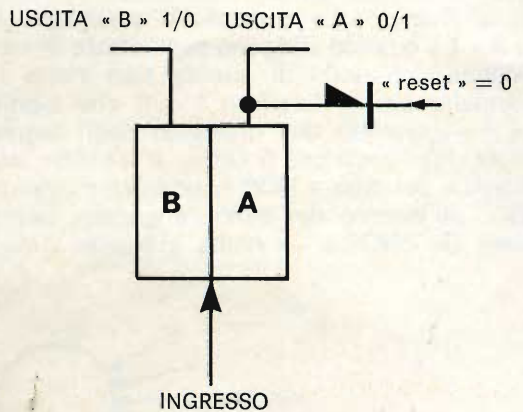
L'UNITÀ BISTABILE si comporta in modo analogo a quello in cui si comporta un circuito a Memoria (vedi manuale « Norkit Junior »), in quanto risulta stabile in uno dei due stati possibili. La differenza principale consiste nel fatto che l'unità ha soltanto un terminale d'ingresso, e ciascun impulso successivo applicato a questo ingresso inverte lo stato in cui il dispositivo si trovava in precedenza.

L'unità presenta due terminali di uscita, contrassegnati A e B (sul lato opposto della basetta). Le uscite possono pilotare cinque unità del tipo « NOR » oppure un'altra unità BISTABILE e due unità « NOR ».

Se è necessario ripristinare le condizioni originali (« reset ») dell'unità, ossia se si riscontra l'opportunità di ristabilire uno stato particolare, in tal caso occorre collegare un diodo tra il suo anodo e l'uscita « A »: applicando quindi un segnale variabile in senso negativo, ossia un segnale « 0 » al catodo del diodo, si ottiene il ripristino delle condizioni precedenti.



UNITÀ BISTABILE



SIMBOLO

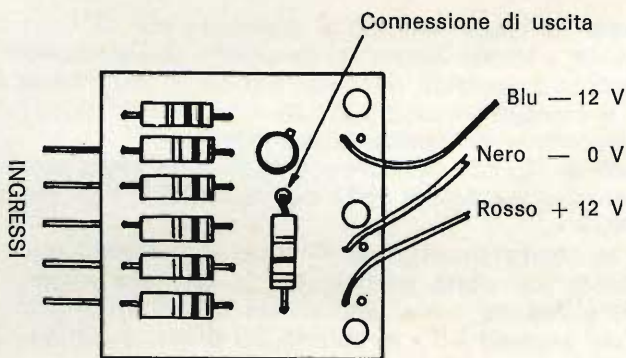
L'UNITÀ « NOR »

Come già abbiamo avuto occasione di mettere in evidenza, l'elemento « NOR » può essere usato per svolgere qualsiasi funzione logica « AND », « OR » oppure « NOT ». Due unità « NOR » possono essere usate per ottenere un circuito a MEMORIA o di MANTENIMENTO (« HOLD »).

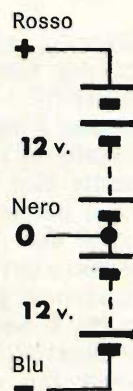
L'uscita dell'unità « NOR » può pilotare cinque altri ingressi « NOR », oppure tre unità di uscita. Quando il segnale disponibile all'uscita dell'unità « NOR » è al livello « 0 », il consumo di corrente è massimo (ed ammonta a 2,5 mA).

Per aumentare il numero degli ingressi disponibili, è possibile collegare in parallelo due unità « NOR », nel qual caso le uscite debbono essere unite tra loro, ma il conduttore rosso di una delle unità deve essere lasciato libero, ossia non deve essere collegato ad alcun punto. Una unità di questo tipo è in grado di pilotare altre cinque unità come si è detto in precedenza, e — in questo caso — si ottengono dieci ingressi. Si dispone quindi di un « fan-in » di 10.

Il livello del segnale di uscita varia da « 1 » a « 0 » quando ad uno qualsiasi degli ingressi viene applicato un segnale avente un'ampiezza maggiore di 3 V.



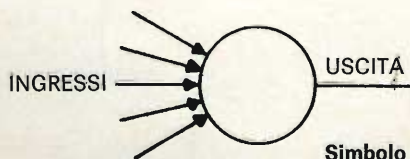
L'unità « NOR »



Collegamenti alla batteria

Quando questa unità viene usata come un dispositivo « AND gate », gli ingressi sono al livello « 1 » e possono assumere il livello « 0 », mentre l'uscita varia da « 0 » a « 1 » quando vengono soddisfatte le condizioni relative al funzionamento « AND ».

Quando una unità di questo tipo viene usata come circuito « OR gate », l'uscita è normalmente al livello « 1 », il che significa che tutti gli ingressi sono al livello « 0 » e — quando uno qualsiasi degli ingressi assume il livello « 1 » — risultano soddisfatte le condizioni « OR », e l'uscita assume il livello « 0 ». Sebbene l'unità sia in pratica del tipo « NOR », possiamo spesso scrivere « AND », « OR » oppure « INVERT », all'interno del simbolo grafico, per mettere in risalto la sua funzione. La derivazione di « NOR » — come abbiamo visto — è « NOT OR », altrimenti rappresenta-



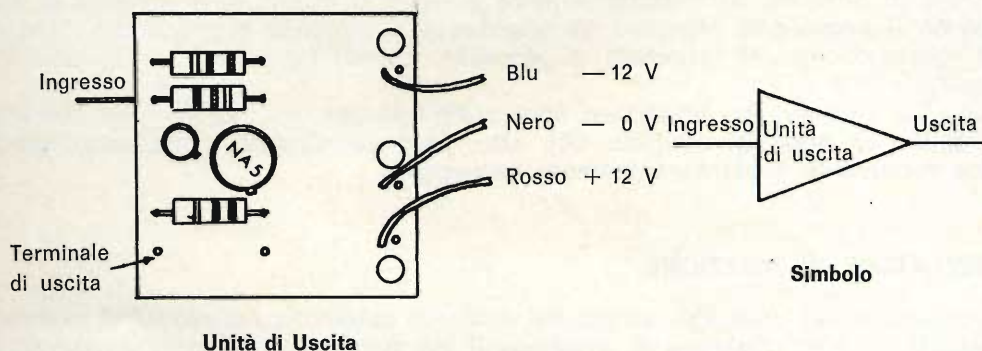
Simbolo dell'unità « NOR »

bile col simbolo « $\overline{\text{OR}}$ ». In un circuito « OR gate » vero e proprio, l'uscita varierebbe al livello « 1 » non appena uno qualsiasi degli ingressi assume il livello « 1 »; tuttavia nell'unità « NOR » noi otteniamo l'inverso, ossia la funzione « NOT OR ». La versatilità di questo tipo di circuito risiede proprio in questa tipica inversione del metodo d'impiego.

L'UNITÀ DI USCITA

L'unità di uscita presenta tre importanti possibilità di impiego, e i due piedini terminali sono stati previsti proprio per consentire questa variabilità.

(i) **Un comando per lampadina.** Questa unità è in grado di pilotare una lampada avente la potenza di 2,2 W, e funzionante con una tensione di 12 V, nel qual caso un collegamento della lampada deve far capo alla linea di alimentazione a + 12 V, mentre l'altro deve far capo al piedino del terminale di uscita. L'INGRESSO assume lo stesso ruolo di due ingressi per unità del tipo « NOR », e la lampada si accende



quando un segnale del livello « 1 » viene applicato all'ingresso. È bene notare che una lampada a filamento di tungsteno presenta una resistenza assai ridotta a freddo, per cui la corrente di spunto che scorre attraverso l'interruttore ammonta approssimativamente a dieci volte l'intensità della corrente normale di funzionamento. Questa intensità di spunto limita le dimensioni della lampada che è possibile usare, senza correre il rischio di danneggiare in modo permanente il transistor di uscita.

(ii) **Un comando per relé.** L'unità può pilotare un relé con una resistenza della bobina di eccitazione maggiore di 100 Ω , nel qual caso i collegamenti sono i medesimi adottati nel caso precedente della lampadina. Tuttavia, l'unità effettua in questo caso la commutazione su di un carico induttivo, che — quando viene disinserito — può produrre una tensione inversa di valore elevato, dovuta al crollo del campo magnetico che sussiste intorno alla bobina. Nella precedente applicazione è stato necessario adottare un mezzo di protezione contro la corrente di spunto, mentre in questo caso è la tensione di spunto che potrebbe danneggiare i transistori. Per evitare che ciò accada, è necessario aggiungere un diodo in parallelo alla bobina del relé, il quale diodo ha il compito di permettere il passaggio della corrente attraverso la bobina del relé, anche dopo che il transistor è entrato in stato di interdizione. Grazie a questo sistema, è possibile scaricare l'energia che si accumula nella bobina, ed evitare il verificarsi della sovratensione. L'anodo del diodo deve essere collegato al terminale contrassegnato « OUTPUT », mentre il catodo deve far capo all'altro piedino.

Il relé funzionerà soltanto quando un segnale del livello « 1 » viene applicato all'ingresso.

(iii) **Un grande « FAN-OUT »** Se è necessario pilotare un gran numero di ingressi, questi possono essere derivati dall'unità di uscita aggiungendo una resistenza ai capi dei due terminali. Minore è il valore della resistenza, maggiore risulta l'intensità della corrente consumata dall'unità, per cui è opportuno scegliere un valore resistivo adatto al numero necessario di circuiti di pilotaggio, in base alla tabella che segue. L'unità di uscita fornirà un segnale del livello « 0 » in corrispondenza di un segnale di ingresso del livello « 1 ».

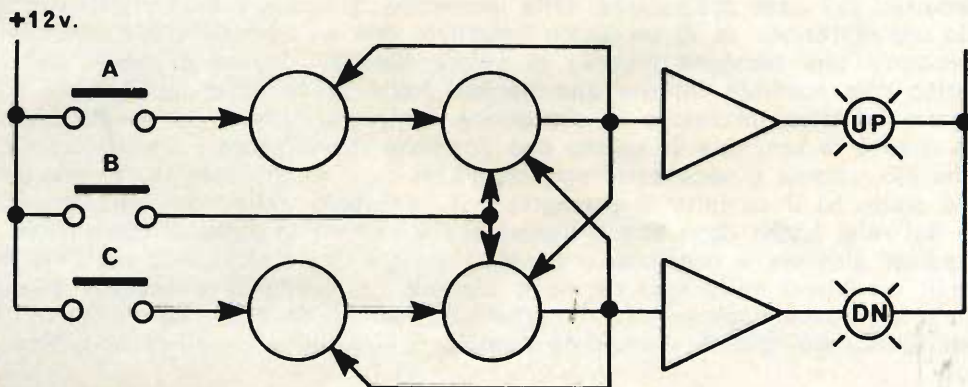
Valore resistivo	Wattaggio	Numero di unità di pilotaggio
1.000 k Ω	0,5 W	20
470 Ω	1,0 W	40
220 Ω	2,0 W	80
100 Ω	2,0 W	150

È possibile ottenere un maggior numero di ingressi facenti capo all'unità di uscita, collegando il segnale di ingresso tramite dei diodi, facendo in modo che i rispettivi catodi facciano capo al terminale di ingresso. L'unità funzionerà in tal caso come un circuito « NOR ».

Nota - Gli involucri dei transistori sono sotto tensione, e — se vengono cortocircuitati, oppure se sono in contatto con altre parti del circuito, i transistori possono esserne seriamente e permanentemente danneggiati.

UN RIVELATORE DI DIREZIONE

Un circuito assai utile agli effetti del controllo automatico di modellini elettrici — ad esempio — è il rivelatore di direzione il cui schema è qui sopra illustrato. Sebbene con un unico treno su di un unico circuito il segnale di direzione possa essere ottenuto direttamente dal normale operatore, con più di un treno e più di un circuito sarebbe necessario fare delle distinzioni. In tal caso, tre commutatori a lamina, A, B e C, dovrebbero essere aggiunti alle rotaie in posizione assai prossima l'uno all'altro, in modo tale che essi funzionino a seguito dell'eccitazione da parte del magnete contenuto nel motorino di ogni motrice, nella sequenza ABC per i treni che vanno verso il « basso », e nella sequenza CBA per i treni che si muovono invece in direzione verso « l'alto ».



Il circuito illustrato determina il funzionamento di lampadine, ma potrebbe del pari essere usato per ottenere il funzionamento di scambi, ecc.

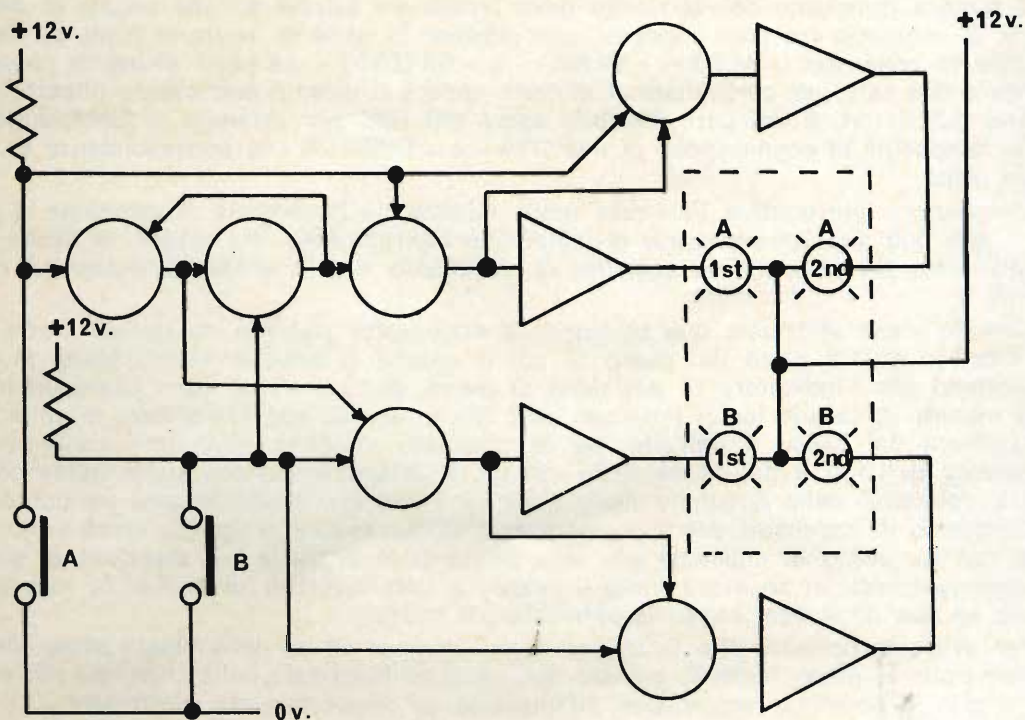
Il medesimo circuito può anche essere adottato per evitare che due treni che si muovono su rotaie parallele raggiungano determinati punti o determinati incroci, contemporaneamente. In tali circostanze, i commutatori a lamina A e B dovrebbero essere predisposti sulle due rotaie alla medesima distanza rispetto al punto di incrocio. Non appena il primo treno raggiunge il suo commutatore a lamina su una qualsiasi delle due rotaie, provocherà la produzione di un segnale di uscita dalla rispettiva unità, il quale segnale — a sua volta provocherà l'interruzione della tensione di alimentazione che fa funzionare l'altro treno. Il commutatore a lamina B dovrebbe essere predisposto ad una distanza sufficiente lungo la rotaia, per cui — non appena il primo treno ha attraversato il punto critico — il suo funzionamento ripristini la tensione di alimentazione che fa funzionare il secondo treno.

UN INDICATORE DI TRAGUARDO

Nelle moderne autopiste del tipo « Scalextric » è possibile che le vetture in competizione arrivino al traguardo talmente vicine tra loro, che risulta difficile distinguere ad occhio nudo la vettura vincitrice.

Aggiungendo dei commutatori a lamina su ciascuna pista, in corrispondenza del traguardo, e collegando dei piccoli magneti alle vetture, è possibile registrare l'ordine esatto di arrivo di ciascuna di esse.

Lo schema qui sotto riprodotto illustra un impianto adatto al controllo di due sole vetture. Si tratta — sostanzialmente — dello sfruttamento del circuito a suo tempo considerato a proposito del problema di sequenza, nel manualetto relativo al Norkit Junior, e che quindi si presta ad essere realizzato in forma più complessa, per ottenere il controllo contemporaneo di qualsiasi numero di vetture.



UN SEMPLICE CIRCUITO PER IL CONTROLLO DELL'ASCENSORE

Come esempio, ci serviremo del caso di un unico ascensore, mediante il quale vengono serviti quattro piani. I principi impiegati possono essere ulteriormente estesi per altri piani, ove se ne riscontri la necessità.

In corrispondenza di ciascun piano, è necessario installare un pulsante per consentire la chiamata dell'ascensore. Questi pulsanti determinano il funzionamento di dispositivi di « memoria » per la chiamata al piano. Se lo si desidera, è possibile installare una lampadina di avviso dietro a ciascun pulsante. Questa lampadina potrà funzionare attraverso una unità di uscita, pilotata dal dispositivo di memoria di chiamata al piano. È possibile installare un magnete sulla cabina, e vari commutatori a lamina in corrispondenza di ciascun piano, al solo scopo di determinare la posizione della cabina in ogni istante. Non appena quest'ultima raggiunge un determinato piano, essa provvederà automaticamente a rimettere a zero il dispositivo di memoria di quel piano, determinando contemporaneamente lo spegnimento della lampadina di avviso.

Saranno inoltre presenti cinque pulsanti all'interno della cabina. Quattro di essi serviranno come « memoria di chiamata » della cabina, mentre il quinto servirà come pulsante di arresto di emergenza.

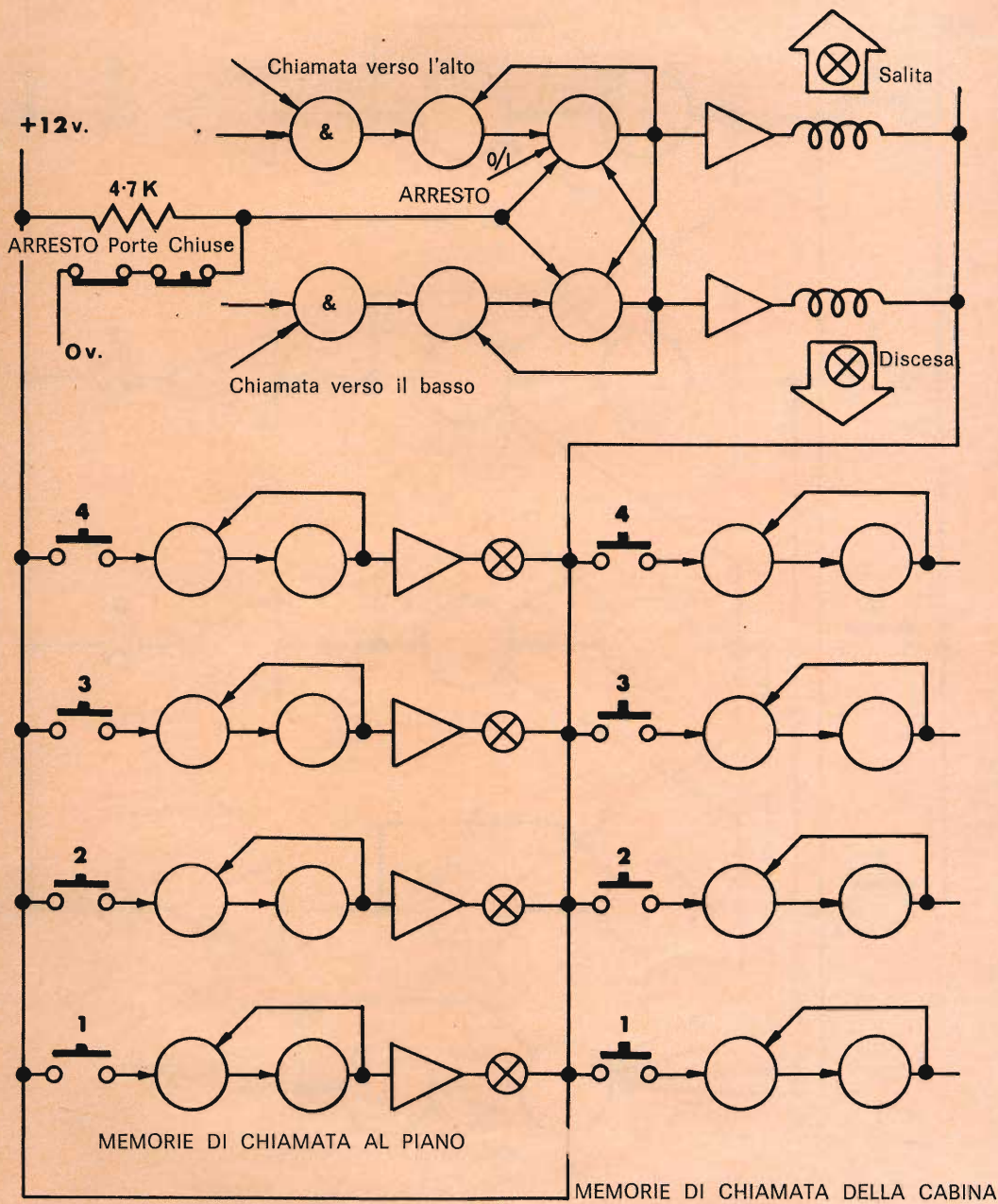
Occorre inoltre installare un circuito « gate » in corrispondenza di ogni porta di ingresso per ogni piano, che — a sua volta — determinerà il funzionamento di un interruttore a lamina ogni qualvolta viene regolarmente chiusa, svolgendo quindi il ruolo di commutatore per il controllo della chiusura delle porte. Sarà anche previsto un commutatore a lamina in grado di funzionare ogni qualvolta lo sportello della cabina risulta perfettamente chiuso. Come caratteristica supplementare, è anche possibile fare in modo che le porte si aprano e si chiudano mediante un apposito motore. In questo caso, è necessario che nell'ascensore propriamente detto si adotti qualche misura precauzionale affinché la porta non possa chiudersi, mentre qualcuno sta entrando nella cabina, ciò che può essere ottenuto mediante un interruttore a contatto, oppure un rivelatore di prossimità.

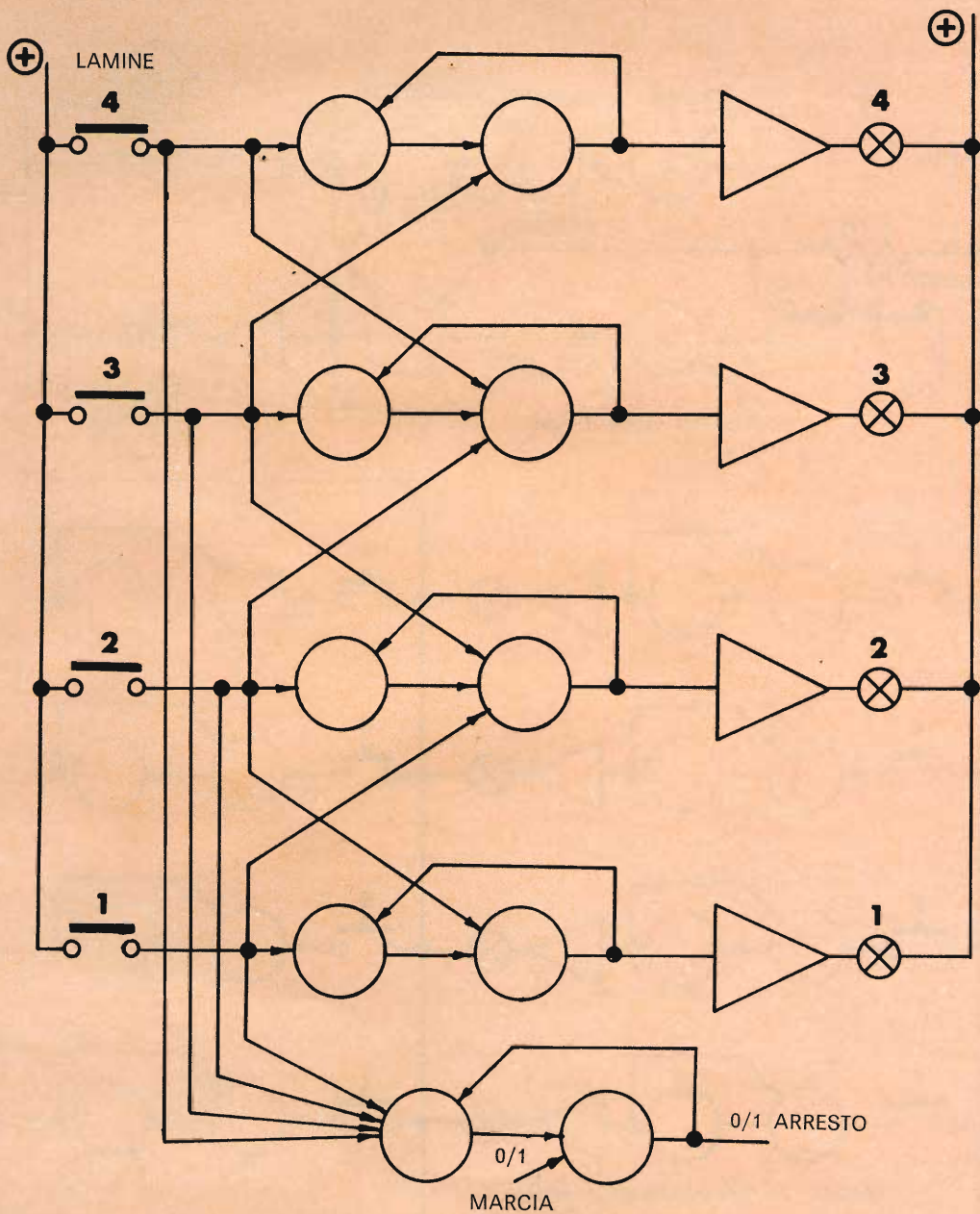
Il motore principale del verricello deve funzionare attraverso una coppia di dispositivi di memoria tra loro collegati, che pilotano le unità di uscita in modo da determinare le condizioni « ALTO », « BASSO » e « ARRESTO ». Le unità di uscita possono pilotare due relé per commutare il motore, oppure il motore può essere pilotato mediante transistori. È del pari possibile usare dei relé per ottenere il funzionamento delle lampadine di segnalazione di « SALITA » e « DISCESA » in corrispondenza di ciascun piano.

Un'ulteriore prerogativa illustrata nello schema è « l'indicatore di posizione al piano », che può pilotare una serie di lampadine internamente alla cabina. In alcuni impianti assai perfezionati, un segnalatore di questo tipo è presente anche ad ogni piano.

Quando viene effettuata una chiamata, è necessario stabilire se questa viene dal di sopra o dal di sotto del punto in cui la cabina si trova in quell'istante. In collegamento con l'indicatore di posizione al piano, occorre in tal caso usare un maggior numero di circuiti logici (che non sono qui illustrati) per identificare le chiamate provenienti dal basso e dall'alto. Se le chiamate vengono impostate contemporaneamente dall'alto e dal basso della cabina, si farà in modo che quest'ultima continui a spostarsi nella direzione nella quale si stava spostando in quel momento. In un impianto di ascensori del tipo « collettivo », l'ascensore si sposta verso l'alto finché non ha evaso la chiamata più alta, prima di invertire la sua direzione di moto. Successivamente, si sposterà verso il basso, e non invertirà di nuovo la sua direzione se non dopo aver evaso la chiamata più bassa.

Per avere la certezza che la cabina ritorni sempre ad un determinato piano, ossia solitamente al piano terreno, quando non vengono impostate delle chiamate per alcuni minuti, è possibile aggiungere all'impianto un temporizzatore elettronico.





CIRCUITO INDICATORE DI POSIZIONE AL PIANO

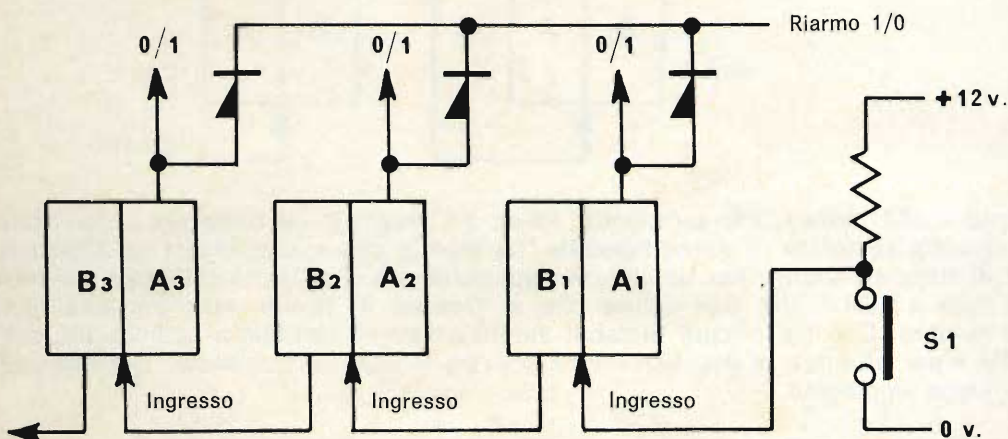
UN CONTATORE BINARIO

Prima di procedere con la costruzione del contatore Binario, è opportuno rivedere le note relative al circuito bistabile ed al sistema binario.

Lo schema qui riprodotto illustra soltanto un contatore binario a tre stadi, al quale però è possibile aggiungere tutti gli stadi che si desiderano. La linea di riarmo deve essere collegata tramite dei diodi all'uscita A di ciascuna unità bistabile, permettendo in tal modo che tutte le uscite A si trovino al livello « 0 ».

Gli impulsi di ingresso possono essere derivati dal contatto S1, mano a mano che questo viene progressivamente aperto e chiuso. Alternativamente, è possibile usare i contatti intermittenti di un disco di chiamata telefonico, nel qual caso il dispositivo provvederà automaticamente a sommare, beninteso in forma binaria, i numeri che vengono impostati successivamente sul disco selettore.

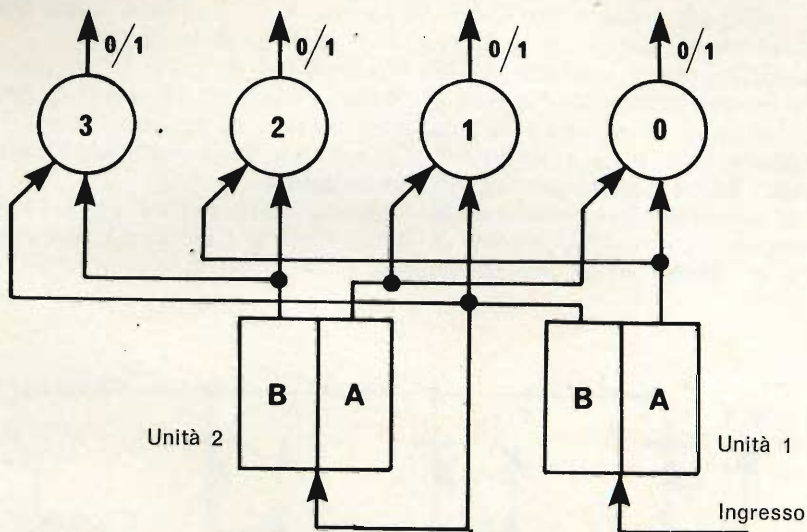
Le uscite si susseguiranno variando in sequenza binaria nel modo illustrato nella tabella che segue. Si noti che l'uscita di A2 si inverte quando B1 diventa un segnale del tipo « 1 », e l'uscita A3 si inverte quando B2 assume il livello « 1 ».



IMPULSO	A 3	A 2	A 1
Riarmo	0	0	0
1°	0	0	1
2°	0	1	0
3°	0	1	1
4°	1	0	0
5°	1	0	1
6°	1	1	0
7°	1	1	1
8°	0	0	0

DECODIFICAZIONE DEL CONTATORE BINARIO

Dal momento che una o l'altra uscita di una unità BISTABILE è sempre a livello « 0 » a seconda dello stato in cui il dispositivo si trova, è assai facile decodificare il CONTATORE BINARIO con l'aiuto delle semplici unità del tipo « NOR » impiegate come



circuiti « AND gate ». Per semplicità, viene qui illustrato un contatore a due stati con un sistema completo di decodificazione. La tabella che segue elenca gli stati successivi di tutte le uscite. Per un determinato numero è necessario collegare due ingressi dell'unità « NOR » alle due uscite che si trovano al livello « 0 » per quel particolare numero. Con tre circuiti bistabili sarebbero necessari fino a dodici unità del tipo « NOR » per ottenere la decodificazione con tre ingressi per ciascun circuito « NOR » che viene impiegato.

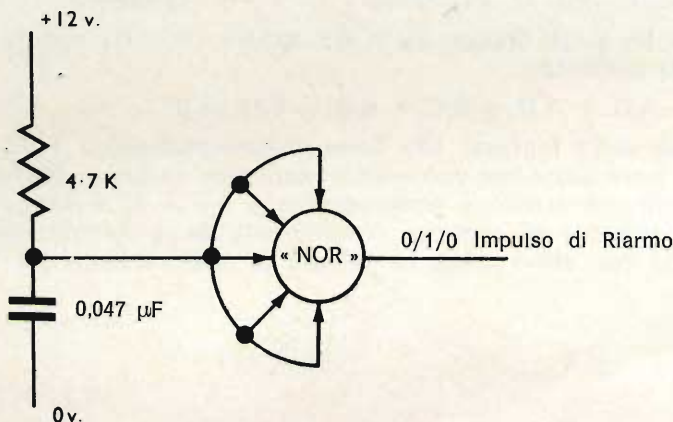
NUMERO	UNITÀ 2		UNITÀ 1	
	A	B	A	B
0	0	1	0	1
1	0	1	1	0
2	1	0	0	1
3	1	0	1	0

CIRCUITO INIZIALE DI RIMESSA IN OPERA

Non appena la tensione di alimentazione viene applicata ad un circuito a memoria o ad un circuito bistabile, esso può entrare in funzione in condizione « SET » oppure in condizione « RESET », se non si adotta alcuna precauzione per garantire il contrario. Ad esempio, nei circuiti illustrati alla pagina 2140 dell'articolo relativo al Norkit Junior, il dispositivo può entrare in funzione o nello stato « ARRESTO » oppure nello stato « AVVIAMENTO » non appena la tensione di alimentazione viene applicata.

Tuttavia, se un segnale al livello « 1 » viene applicato all'ingresso del dispositivo « NOR 2 » nell'istante in cui esso viene messo in funzione, il « NOR 2 » verrà attivato nella condizione di « ARRESTO ».

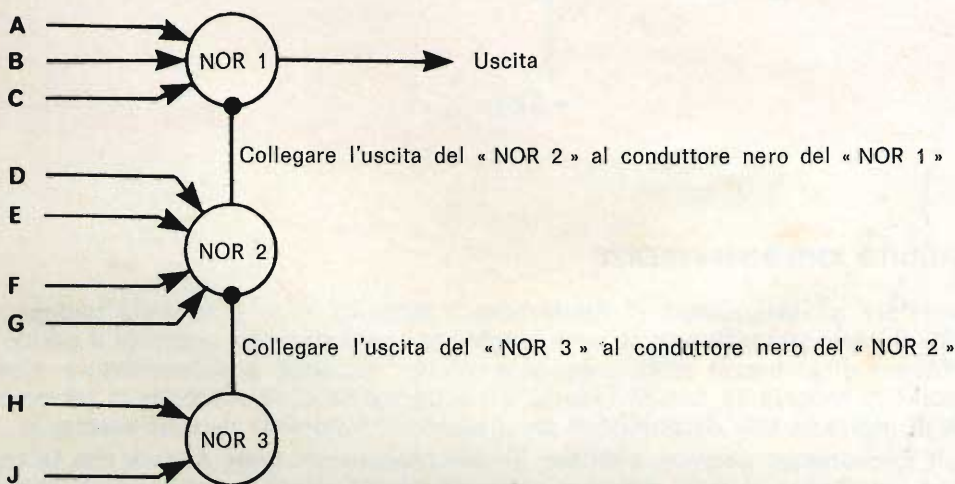
Quando in uno schema logico sono presenti dei circuiti a memoria o bistabili, è spesso essenziale determinare in precedenza le condizioni in cui essi vengono a trovarsi al momento della messa in funzione dell'impianto. Il circuito qui sotto illustrato determina la produzione di un breve impulso nell'istante in cui la tensione di alimentazione viene applicata, e può quindi essere usato per predisporre tutti i circuiti necessari nello stato iniziale corretto. Il suddetto impulso sparisce immediatamente dopo pochi millisecondi, e non interferisce col funzionamento dell'intero impianto in alcun altro modo.



TRE CIRCUITI IN UNO

Nota

- (i) Non collegare il conduttore nero del « NOR 1 » e del « NOR 2 » al punto di alimentazione a 0 V.
- (ii) Lasciare i conduttori rossi del « NOR 2 » e del « NOR 3 » disconnessi.



Quando è necessaria una giunzione come quella che segue:

$$(A + B + C) \quad (D + E + F + G) \quad (H + J)$$

è possibile usare il circuito qui sopra illustrato, con tre unità « NOR » collegate in cascata. Questa sistemazione è più economica agli effetti del numero delle unità « NOR » necessarie. Non è consigliabile usare più di tre unità in cascata a causa dell'effetto cumulativo della caduta di tensione ($V_{ce\ sat.}$) che si presenta ai capi di ciascun transistor (pari approssimativamente ad 1 V per unità).

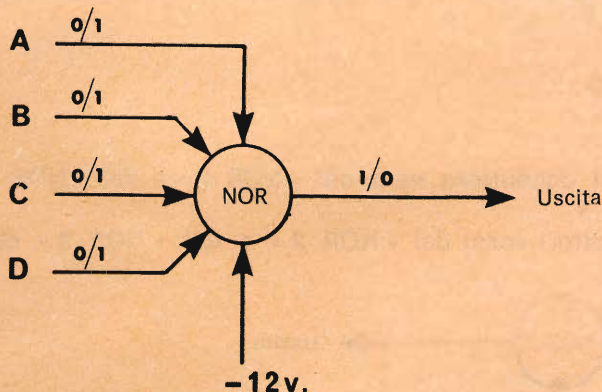
COME RICAVARE DUE CIRCUITI DA QUATTRO

A volte è necessario sapere quando una qualsiasi coppia di un determinato numero di condizioni di ingresso risulta soddisfatta. Il semplice circuito qui sopra riprodotto determina una variazione di uscita da « 1 » a « 0 » quando:

(A e B) oppure (A e C) oppure (A e D) oppure (B e C) oppure (B e D) oppure (C e D) vengono alimentati.

Ossia: $A.B. + A.C. + A.D. + B.C. + B.D. + C.D. = 0$.

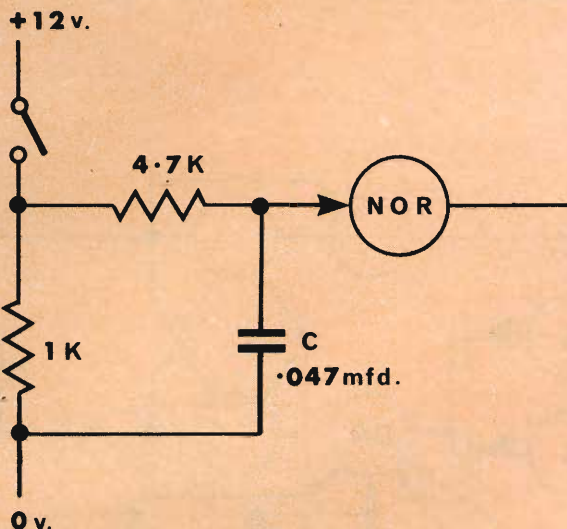
Collegando uno degli ingressi alla linea di alimentazione a -12 V , si applica una polarizzazione al transistor che può essere superata soltanto dalla presenza di altri due ingressi aventi una tensione compresa tra $+7$ e $+12\text{ V}$. Una tensione di questo tipo può essere ottenuta ad esempio direttamente da un commutatore, oppure da una unità « NOR » che non abbia come carico più di un'altra unità del tipo « NOR ».



UN CIRCUITO ANTI-INTERFERENZE

Quando tra gli interruttori di limitazione, i pulsanti, ecc., e le unità logiche esiste un cavo di collegamento avente una lunghezza considerevole, sussiste il pericolo che una tensione di ampiezza sufficiente, proveniente da altre apparecchiature elettriche funzionanti in prossimità, venga indotta nel suddetto cavo, costituendo in tal modo falsi segnali di ingresso che determinano erroneamente fenomeni di funzionamento.

In tali circostanze, occorre adottare alcune precauzioni onde evitare che le tensioni transitorie di breve durata possano produrre questi effetti indesiderati, il che è possibile aggiungendo un dispositivo di filtraggio nel punto più vicino possibile all'unità logica. Il circuito che segue illustra un tipico filtro mediante il quale è possibile ottenere questo risultato.



Nota - Per segnali transitori di maggior durata, il valore di C può essere aumentato fino a 1 μ F.

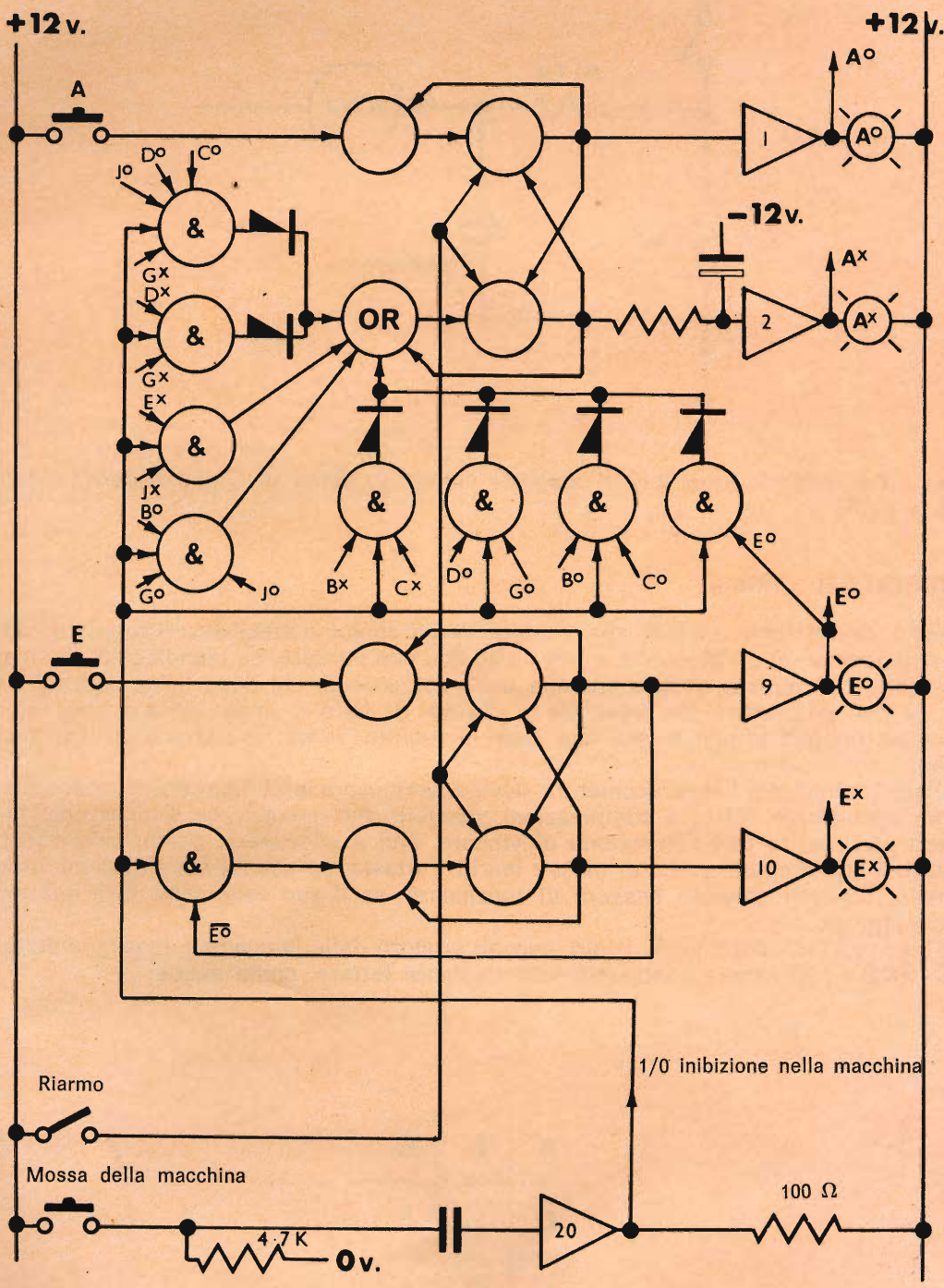
IL GIOCO DEL « TRIS »

Nella descrizione relativa alla scatola Norkit Junior è stata descritta una guida per la realizzazione di un gioco del « Tris » che non può perdere. La complessità di un'apparecchiatura di questo genere dipende dalle esigenze di chi deve farne uso: ad esempio, si può desiderare che essa sia a « prova di baro », onde evitare che uno dei giocatori imposti la sua mossa due volte di seguito, senza cioè attendere il suo nuovo turno.

D'altro canto, se l'apparecchiatura deve essere usata intelligentemente, non è necessario considerare tutte le combinazioni possibili. Ad esempio, se il giocatore sta giocando una partita con l'intenzione di vincere, non è necessario comprendere le combinazioni che tengono conto di mosse inutili. Tuttavia, se queste combinazioni vengono omesse, l'apparecchiatura cesserà di funzionare, se il suo avversario farà una mossa di questo tipo.

Allo scopo di distinguere i vari segnali prodotti dalle lampadine, la griglia del gioco del « TRIS » può essere contrassegnata mediante lettere, come segue:

A	B	C
D	E	F
G	H	J



Alle suddette lettere vengono aggiunti i suffissi « X » oppure « 0 », per distinguere tra loro le due lampade appartenenti a ciascuna casella.

La serie di combinazioni che seguono viene fornita come guida, e — sebbene esse coprano tutte le combinazioni probabili — non coprono però assolutamente tutte le possibilità. Il dispositivo è predisposto in modo tale che — se il giocatore non occupa la casella centrale « E » — il dispositivo provvede da sé ad occuparla alla sua prima mossa; se invece il giocatore occupa con la prima mossa la casella centrale, in tal caso il dispositivo occuperà con la prima mossa la casella contrassegnata A.

$$A^x = B^0C^0 + D^0G^0 + E^0 + B^xC^x + D^xG^x + E^xJ^x + B^0G^0J^0 + C^0D^0J^0G^x$$

$$B^x = A^0C^0 + E^0H^0 + A^xC^x + E^xH^x$$

$$C^x = A^0B^0 + F^0J^0 + E^0G^0 + A^xB^x + F^xJ^x + E^xG^x + A^xE^0J^0 + A^0F^0G^0 + B^0G^0J^0A^x$$

$$D^x = A^0G^0 + E^0F^0 + A^xG^x + E^xF^x$$

$$E^x = E^0$$

$$F^x = C^0J^0 + D^0E^0 + C^xJ^x + D^xE^x$$

$$G^x = A^0D^0 + H^0J^0 + C^0E^0 + A^xD^x + H^xJ^x + C^xE^x + A^0C^0H^0J^x + C^0D^0J^0$$

$$H^x = B^0E^0 + G^0J^0 + B^xE^x + G^xJ^x$$

$$J^x = C^0F^0 + G^0H^0 + A^xE^x + C^xF^x + G^xH^x + A^0C^0H^0 + A^0F^0G^0C^x$$

È necessario fare in modo che la macchina non possa compiere più di una mossa alla volta, il che può essere ottenuto aggiungendo un breve ritardo prima di ciascuna unità di uscita del tipo « X », e facendo in modo che il pulsante del dispositivo apra i circuiti « AND gate » per un periodo di tempo molto breve. Si nota nello schema che segue che il condensatore di temporizzazione che precede l'unità di USCITA è collegato in modo tale che il suo terminale negativo faccia capo alla linea di alimentazione a — 12 V, in ogni caso. Il ritardo non è necessario nei confronti dell'unità di uscita della lampada E, in quanto questa rappresenta la prima mossa.

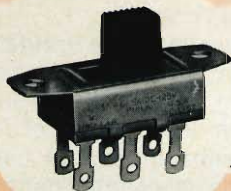
Lo schema illustra il modo col quale occorre predisporre tutte le combinazioni affinché la macchina compia la mossa A, e tutti i segnali di ingresso facenti capo ai circuiti « AND gate » vengono prelevati dall'uscita delle unità di USCITA, che pilotano le lampadine. Dal momento che il procedimento è lo stesso per tutte le altre mosse, ad eccezione di quella relativa alla casella centrale, i dettagli non sono stati illustrati. Viene però dato il collegamento necessario per il funzionamento della casella centrale. In alcuni casi, sono stati usati dei diodi per aumentare il numero degli ingressi ai circuiti « AND gate ».

Un tachimetro elettronico portatile del peso di appena 241 g è capace di dare una misurazione precisa dei giri al minuto senza venire a contatto con la parte rotativa, eliminando in tal modo le cause di molti incidenti industriali, è stato costruito dalla Kane-May Ltd.

Il tachimetro che, a quanto si asserisce, è lo strumento più piccolo di questo tipo, possiede una precisione di $\pm 2\%$ su letture della scala che vano da 50 a 20.000 giri/minuto.

**SERIE
STANDARD**

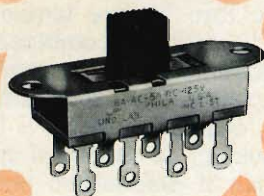
3 Ac.a. - 0,5 Ac.c.
a 125 V



2 POLI / 2 POSIZIONI

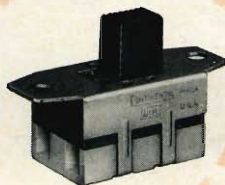


4 POLI / 3 POSIZIONI



2 POLI / 3 POSIZIONI

**ESECUZIONI
SPECIALI**



1 POLO / 1 POSIZIONE
10 Ac.a. - 125 V



2 POLI / 2 POSIZIONI

INTERRUTTORI A CORSO

CONTINENTAL WIRT

FUNZIONI MECCANICHE ED ELETTRICHE SEPARATE

**SERIE
MINIATURA**



2 POLI / 2 POSIZIONI



1 POLO / 2 POSIZIONI

Durata garantita per un minimo
di 10.000 cicli al ritmo di 15 operazioni
al minuto ed a pieno carico.

Approvati UL e CSA.

CONDIZIONI **A B C** DEI COMPUTER

a cura di Gian Alberto Castelfranchi

Immaginate di essere a metà di un grattacielo, e di voler chiamare un normale ascensore che si trovi ad un piano superiore.

Perché ciò sia possibile devono verificarsi tre condizioni:

- A) l'ascensore è sopra di Voi,
- B) le sue porte devono essere chiuse,
- C) dovete premere il bottone di chiamata.

Con un ascensore automatico invece non occorre assicurarsi che esistano queste condizioni. In tal caso i circuiti elettronici logici prendono le decisioni per conto vostro ed azionano i motori.

Da ciò è facile dedurre che il « cervello elettronico » dell'ascensore non azionerà i motori se A e B e C non saranno condizioni verificate. L'unità logica che consente l'azione di verifica di queste condizioni viene chiamata circuito « AND » gate. Si rammenti, per capire il nome dato a tale condizione, che AND in inglese equivale alla nostra congiunzione « e ». In pratica deve verificarsi questo « e » quello « e » quell'altro fatto e il termine « gate » equivale al nostro « porta ».

Un esempio molto semplice di circuito « AND gate » è mostrato nella figura 1. La lampadina in questo circuito, infatti, non si accende se gli interruttori A, B e C non sono chiusi.

Naturalmente, mettendo più interruttori, dato che ad ogni condizione corrisponde un interruttore, potremmo accertare che

la lampadina non si accende prima che tutte le condizioni si siano verificate.

È comunque bene tenere presente che gli interruttori vanno azionati a mano e quindi per certe applicazioni risultano poco pratici.

Effettivamente, in un ascensore con un addetto accade proprio questo. Voi premete il bottone stando al 3° piano; l'addetto preme il bottone di chiusura della porta e osservando la spia luminosa di chiamata al 3° piano, mette in movimento l'ascensore verso quel piano.

Negli ascensori automatici e in quasi tutte le applicazioni di logica elettronica, invece degli interruttori di figura 1 vengono impiegati, per prendere decisioni, transistor, diodi e resistori.

In parte ciò avviene perché questi sistemi sono velocissimi ed in parte perché non hanno congegni meccanici. In un computer gli interruttori si devono aprire molte migliaia di volte al secondo. In questo caso è evidente che nessun inter-

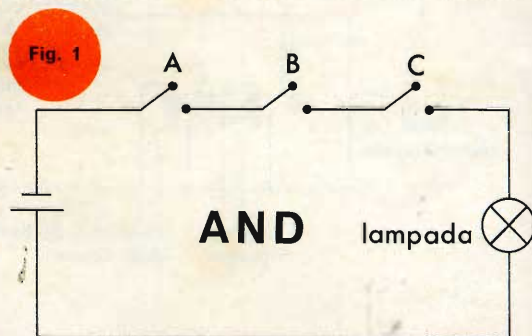
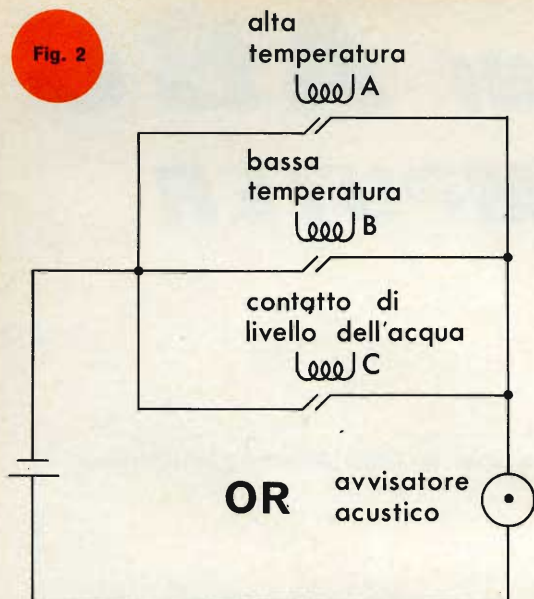


Fig. 2



ruttore manuale può sopportare un tal lavoro per molto tempo.

Poi quando la parte logica è finita, quando le decisioni sono state prese, l'interruttore finale, per azionare il motore di un ascensore, ad esempio, è generalmente costituito da un relé.

In ogni relé c'è una bobina eccitatrice di filo metallico vicino a contatti metallici. Quando la corrente passa attraverso la bobina, si genera un campo magnetico che attraendo l'ancora dei contatti fa uni-

re gli stessi chiudendo il circuito e ciò provoca l'avviamento dei motori. In un computer il relé può far girare le ruote di un congegno calcolatore come un contagiri di un registratore.

Ma la logica non è usata solo per scopi meccanici o per calcoli. La si può ad esempio usare, con notevole vantaggio, se qualche cosa va male, come allarme.

A questo scopo le unità logiche vengono collegate ad una suoneria (collegate come lo era il motore dell'ascensore, cioè all'uscita) e dall'altro capo, detto « Ingresso », ad un dispositivo rivelatore.

Nell'ultimo decennio gli scienziati e i tecnici hanno costruito dispositivi d'ingresso in grado di rivelare ogni mutamento. Ci sono componenti capaci di « avvertire » luci, suoni, cambiamenti di temperatura, pressione, contatti, movimento, presenza di metalli, non-metalli e così via.

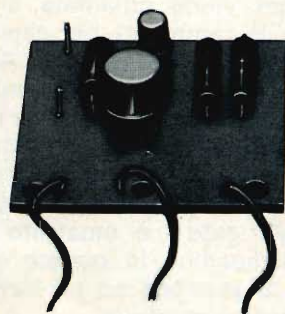
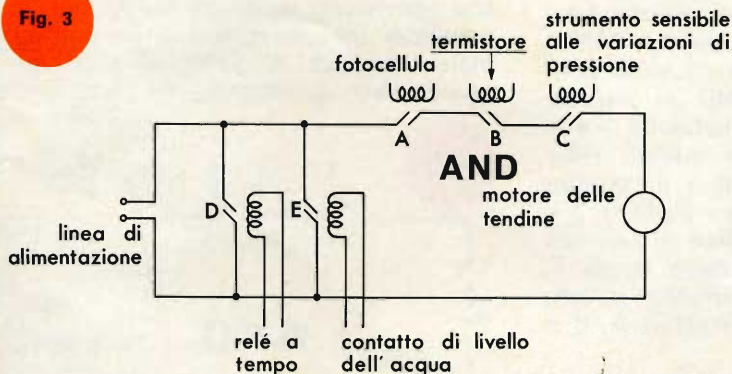
Sono questi avvisatori che « dicono » alle unità logiche cosa sta succedendo, cosa è vero, cosa è falso.

Poi le unità logiche decidono il da farsi e regolano le istruzioni alle parti in « USCITA », motori, lampadine, suonerie.

Supponiamo d'avere un grazioso acquario di pesci tropicali; potremmo voler sapere, avvertiti da una suoneria d'allarme, « o » se si verifica A (la temperatura dell'acqua sale troppo « o » B (la temperatura dell'acqua scende troppo) « o » C (l'acqua è evaporata al di sotto di un certo livello).

Ecco dunque un caso in cui qualcosa

Fig. 3



succede (suona un avvisatore) solo se A oppure B oppure C sono « VERI ».

Chiameremo questa condizione « OR gate ». Per capire il significato del termine OR, si rammenti che in inglese corrisponde al nostro « o » nel significato di « oppure ».

Con appropriati congegni che « sentono » l'alta e bassa temperatura, e per il contatto con l'acqua, possiamo disporre il sistema in modo che se A oppure B oppure C sono veri, i contatti del relé si chiudono. Sistemieremo i tre relé come mostra la figura 2.

Inoltre, potremo aggiungere altri relé predisponendo qualunque numero di condizioni per le quali la suoneria suoni.

Poiché il sistema nella figura 2 è composto da 3 relé, aventi compiti percettivi differenti, esso è chiamato « Sistema a 3 ingressi OR gate ». Il primo esempio era « a 3 ingressi AND gate ». Vi sono 5 diverse forme basilari di unità logiche, ma anche con queste due sole descritte si possono ottenere complicati procedimenti di controllo. Perfino alcuni che rasentano il fantastico, almeno all'apparenza. Vediamo un esempio abbastanza singolare.

Un tale che ha un giardino, si vorrebbe alzare la mattina presto per fare un certo lavoro di zappatura. Ma egli, non è troppo appassionato di giardinaggio o almeno non tanto da alzarsi prima che sia abbastanza chiaro e ci sia l'aria tiepida.

Neppure si vuole alzare prima di aver consumato la colazione. Ma anche con la luce del giorno e l'appetito soddisfatto, potrebbero verificarsi delle condizioni che gli offrono il pretesto di rimanere a letto; per esempio, un'abbondante caduta di pioggia durante la notte, che abbia reso il terreno fangoso e non adatto ad essere ben lavorato.

Per ultimo, il nostro pigro giardiniere non vuole alzarsi prima di una data ora perché così è abituato.

Tutto ciò si può sintetizzare facilmente con un sistema a tre ingressi « AND gate » e a due ingressi « OR gate ».

Per svegliarsi in modo simpatico egli collega il tutto ad un motorino elettrico che apre le tendine della camera da letto.

La figura 3 mostra come si sviluppa il sistema:

a) Una fotocellula chiuderà i contatti del relé in A se il mattino è luminoso.

b) Un termistore chiuderà i contatti del relé in B se l'aria è tiepida.

c) Uno strumento sensibile alle variazioni di pressione, posto sotto lo zerbino, chiuderà i contatti del relé in C quando avverrà la consegna del latte.

Così solo quando A B e C sono « VERI » la corrente può passare nel circuito.

In ogni caso l'interruttore dell'orologio D tiene i contatti chiusi provocando un corto circuito che ferma la corrente. Naturalmente in un circuito, in pratica, dovremmo mettere un fusibile per evitare che salti tutto, ma questo non ha a che vedere con la logica di cui stiamo trattando.

Nel giardino c'è pure una botte che raccoglie la pioggia con un congegno che ne controlla il livello. Se questo dispositivo è coperto dall'acqua il contatto in E si chiuderà e provocherà sempre corto-circuito. Viceversa se la pioggia non sarà caduta il contatto in E rimarrà aperto e all'ora stabilita avverrà l'apertura del contatto in D che provocherà il suono dell'avvisatore.

Concludendo, le tende si apriranno solo se si chiuderanno i contatti in A e in B e in C, se il contatto E rimarrà aperto e se il contatto in D si aprirà.

Il « cervello elettronico » del nostro giardiniere ragiona mentre egli dorme tranquillamente.

Se si confrontano i relé A B C della figura 2 e quelli D E della figura 3 si noterà, che, pure essendo tutti e cinque impostati col criterio « OR », nei primi il contatto deve essere chiuso per far accadere qualcosa, nei secondi il contatto deve essere aperto.

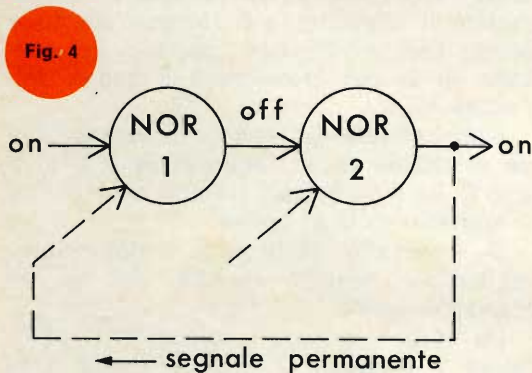
Possiamo dire in altre parole che nella figura 2 il campanello suona se una delle tre possibilità si verifica, mentre nella figura 3 il motore parte solo se il relé E rimane aperto, quindi se non si verifica un aumento del livello dell'acqua, il che consente al relé D di aprirsi all'ora stabilita.

Vi sono anche « elementi logici negativi » rispetto agli elementi OR e AND che sono positivi, detti NOR « e » NAND. NOR è la abbreviazione di « Not or » ed è il negativo di OR e NAND è l'abbreviazione di « NOT AND » ed è il negativo di AND.

Si ricordi che il positivo e negativo logici non hanno niente a che vedere con la corrente positiva e negativa. I nomi si riferiscono al fatto che il risultato sia qualche cosa che accade o qualche cosa che non accade.

La funzione di una gate logica (cioè, quello che la gate fa) può essere rappresentata da una tabella che riferisce vari stati di ingresso con l'uscita che essi producono. Per esempio, se si dovessero verificare due ingressi con la condizione « AND » le funzioni della gate potrebbero essere rappresentate da:

A	B	OUTPUT
on	on	on
on	off	off
off	on	off
off	off	off



Questa tabella mostra che gli ingressi A e B devono essere ambedue « veri » se vogliamo ottenere un'uscita positiva.

Volendo inserire 2 ingressi « OR gate » si avrebbe la seguente tavola:

A	B	OUTPUT
on	on	on
on	off	on
off	on	on
off	off	off

che indica che otterremo un'uscita positiva se anche uno solo dei due ingressi A o B sono « veri ». Similmente il « NOR gate » (neppure del quale abbiamo parlato, usato nella logica negativa, avrebbe questa tavola:

A	B	OUTPUT
on	on	off
on	off	off
off	on	off
off	off	on

che ci dice che tutte e due gli ingressi A e B devono essere « falsi » per ottenere un'uscita positiva. Per completare il quadro, ecco la tabella che va con un « NAND gate »:

A	B	OUTPUT
on	on	off
on	off	on
off	on	on
off	off	on

Fig. 4 A

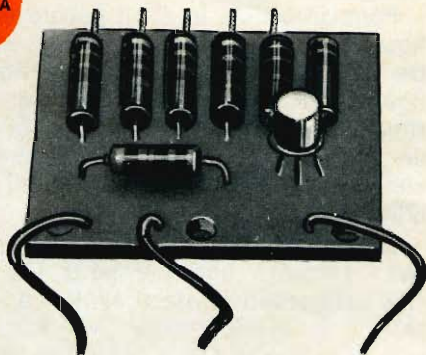
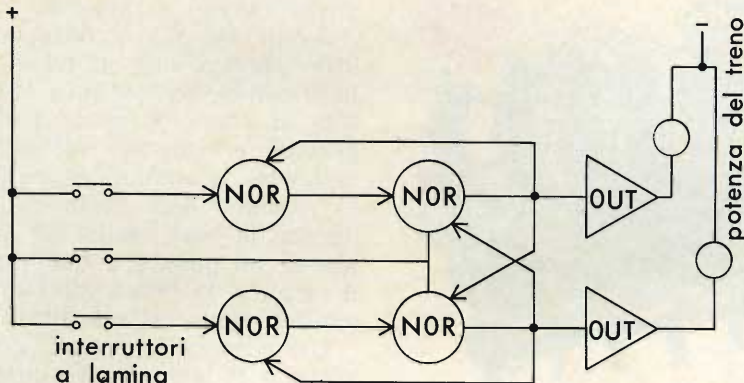


Fig. 4 B

Fig. 5



Pochissimi sistemi logici possono essere realizzati da circuiti « NOR gate » e fra questi quello illustrato nella figura 4a.

Non c'è alcun bisogno di conoscere che cosa fanno i vari componenti elettronici nel modulo, o di preoccuparsi per la sua alimentazione a batteria. Tutto ciò che abbiamo bisogno di conoscere è schematizzato nella figura 4b.

Quest'ultima ci mostra che otterremo un'uscita solo se non vi è segnale di ingresso in alcuno dei cinque ingressi. Possiamo considerare ciò in un altro modo e dire che avremo un'uscita solo e se non ci sarà passaggio, in « A » e in « B », e in « C », e in « D », e in « E ». Come si può vedere dalle tabelle delle funzioni, ciò significa che l'unità può anche agire come un « NAND gate » a seconda di come vengono disposti i collegamenti.

Una sola di queste unità « NOR » fornirà tutte le decisioni richieste dal nostro pigro giardiniere. Gli ingressi A, B e C sarebbero usati come un componente « NAND » e collegati rispettivamente agli apparecchi sensibili alla luce, alla temperatura e alla pressione.

I relé sono predisposti ad aprirsi quando gli avvisatori vengono sollecitati.

L'ingresso D ed E funzionerebbero come il componente « NOR » e sarebbero collegati all'interruttore dell'orologio ed all'avvisatore che segnala il contatto dell'acqua. L'interruttore dell'orologio rimarrebbe chiuso fino all'ora voluta, ed il relé per il contatto dell'acqua si chiuderebbe solo se l'acqua raggiungesse un certo livello e in questo caso non si avrebbe uscita.

Fig. 6



Così, con l'uso di una singola unità logica, economica, che misura solo 38 mm², tutto questo « Ragionamento » può essere fatto per noi elettronicamente.

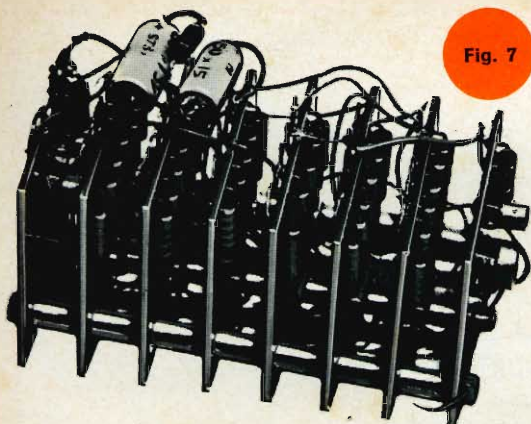
Se volessimo lavorare con la logica positiva, cioè avere un'uscita ogni volta che un ingresso è vero, basterebbe collegare in sequenza due unità « NOR ». L'uscita da un'unità è collegata ad un ingresso sulla seconda unità, lasciando gli altri ingressi liberi. Questa realizzazione è illustrata nella figura 4. Ignorando per ora le linee tratteggiate possiamo constatare quanto segue.

Quando un ingresso viene applicato al « NOR 1 » la sua uscita si blocca, in tal modo non c'è alcun ingresso al « NOR 2 », l'uscita del quale assume lo stato ON.

La linea tratteggiata nella figura 4 mostra come si può realizzare un circuito memorizzatore con le unità « NOR » dell'HIGH-KIT.

Senza il collegamento della linea tratteggiata, l'uscita dell'unità « NOR 2 »

Fig. 7



quando l'ingresso a « NOR 1 » è collegato sarà nello stato ON. Ma se aggiungiamo i nuovi collegamenti, un momentaneo ingresso in « NOR 1 » provocherà l'uscita da « NOR 2 » e parte di questa alimenterà nuovamente « NOR 1 » conservando indefinitamente l'uscita.

Se un segnale temporaneo viene ora applicato ad un altro ingresso, oltre al primo, di « NOR 2 » la sua uscita, cessa, il che significa che anche il segnale trattenuto in « NOR 1 » cessa, cosicché l'uscita resta definitivamente nello stato « off ».

In questo modo, il circuito può « ricordare » se l'ultimo ingresso era in « NOR 1 » o in « NOR 2 ».

Naturalmente, aggiungendo più unità NOR si possono risolvere complicatissime operazioni logiche; un equipaggiamento simile è illustrato nella figura 7.

Il sistema logico HIGH-KIT incorpora una unità di USCITA che trasforma l'uscita debole di un NOR in una uscita sufficientemente potente per pilotare un relé abbastanza grande o una lampadina. La figura 6 illustra una combinazione di sei

NOR e due USCITE collegati per formare un avvisatore di allarme.

Simili avvisatori possono trovare un utile applicazione in numerosi e importanti campi. Per esempio in un ufficio adibito al controllo di strade ferrate, una grande serie di tali rivelatori può essere collegata a punti e segnali del sistema di rotaie. Finché tutto va bene, rimane accesa la luce verde. Se a qualsiasi distanza un guasto o imperfezione chiude il circuito, la lamina dell'interruttore magnetico viene fatta scattare.

Ciò provoca lo spegnimento della luce verde e fa lampeggiare quella rossa.

In tal modo il tecnico-controllore viene informato del guasto ed è in grado di « confermare » l'allarme premendo l'interruttore a pulsante che aziona la luce rossa che segnala il pericolo.

A questo punto una breve telefonata, è sufficiente a far localizzare il guasto e ripararlo. Ciò fatto la lampada rossa si spegne automaticamente, e si riaccende la lampada verde, mentre il tecnico può comodamente riaccendersi la pipa!

Anche nel vasto campo dei modelli di ferrovie, di auto da corsa, radiocontrolli e modelli Meccano, le unità logiche possono arrecare un grande aiuto all'amatore. La figura 5 illustra uno schema adatto per arrestare due treni che arrivano allo stesso punto o ad un incrocio nel medesimo istante.

Gli interruttori a lamina vanno sistemati sulla pista e i magneti sui trenini. Diviene così possibile fare in modo che il trenino più vicino all'incrocio tolga la potenza all'altro treno e quindi la ripristini quando è abbastanza lontano.

Pensate quali esperimenti che hanno del miracoloso potrete mostrare agli amici se fornite i vostri modelli di circuiti logici.

PRODOTTI



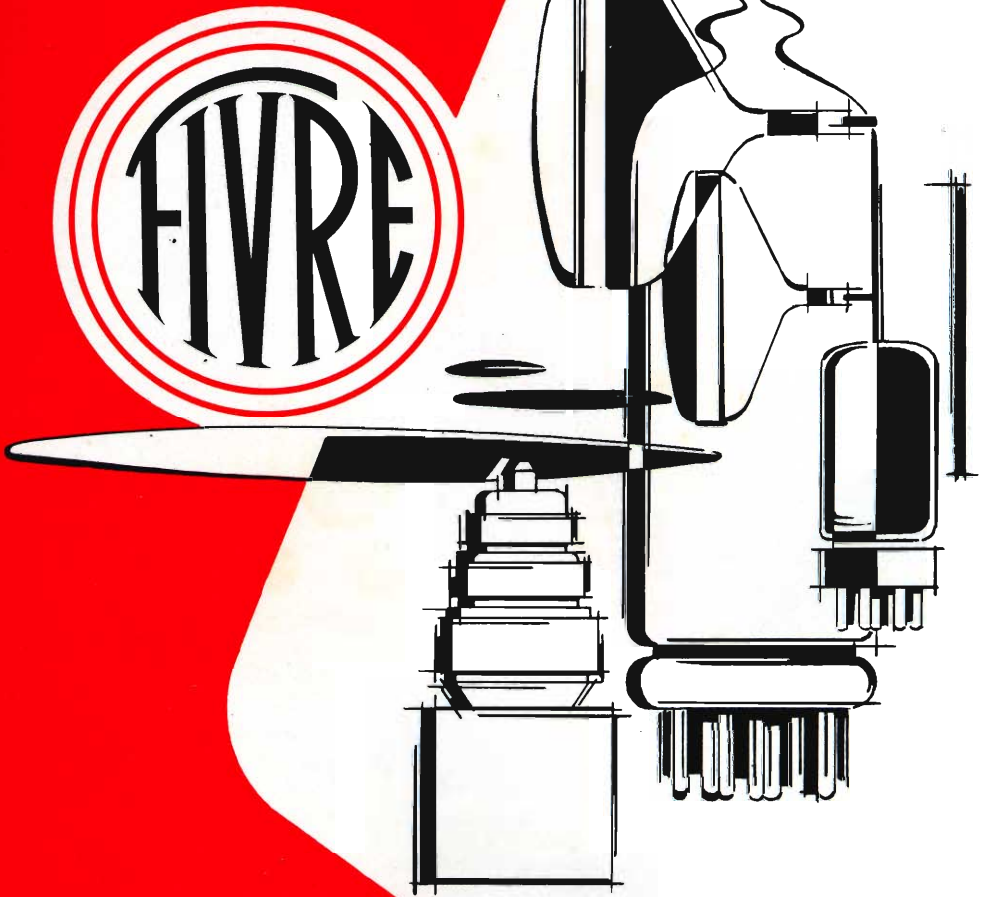
BRESCIA

25100

Via Naviglio Grande 62

Tel. 24081

*linea***S**



VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI PER RADIO E TELEVISIONE

TUBI A RAGGI CATODICI PER TELEVISIONE

POLIODI DI OGNI TIPO E POTENZA PER APPLICAZIONI TRASMITTENTI E INDUSTRIALI

IGNITRONS E THYRATRONS PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI

TUBI AD ONDE PROGRESSIVE E KLYSTRONS

QUARZI PIEZOELETTRICI PER TUTTE LE APPLICAZIONI

COMPONENTI PER TV BIANCO-NERO E COLORE

FIVRE

**FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE
AZIENDA DELLA F.I. MAGNETI MARELLI S.p.A.**

**27100 PAVIA - VIA FABIO FILZI, 1 - TELEFONO 31144/5 - 26791
TELEGRAMMI: CATODO-PAVIA**

► SILENZIO Hi-Fi ◀

*L'ultima conquista nella registrazione ad alta fedeltà.
Perché Dynarange è il nastro magnetico a più basso rumore
di fondo, altamente fedele, di lunga durata e minor costo.*

SCOTCH DYNARANGE
meno rumore di fondo più fedeltà di suono



3M
3M MINNESOTA ITALIA