

SELEZIONE DI TECNICA 4

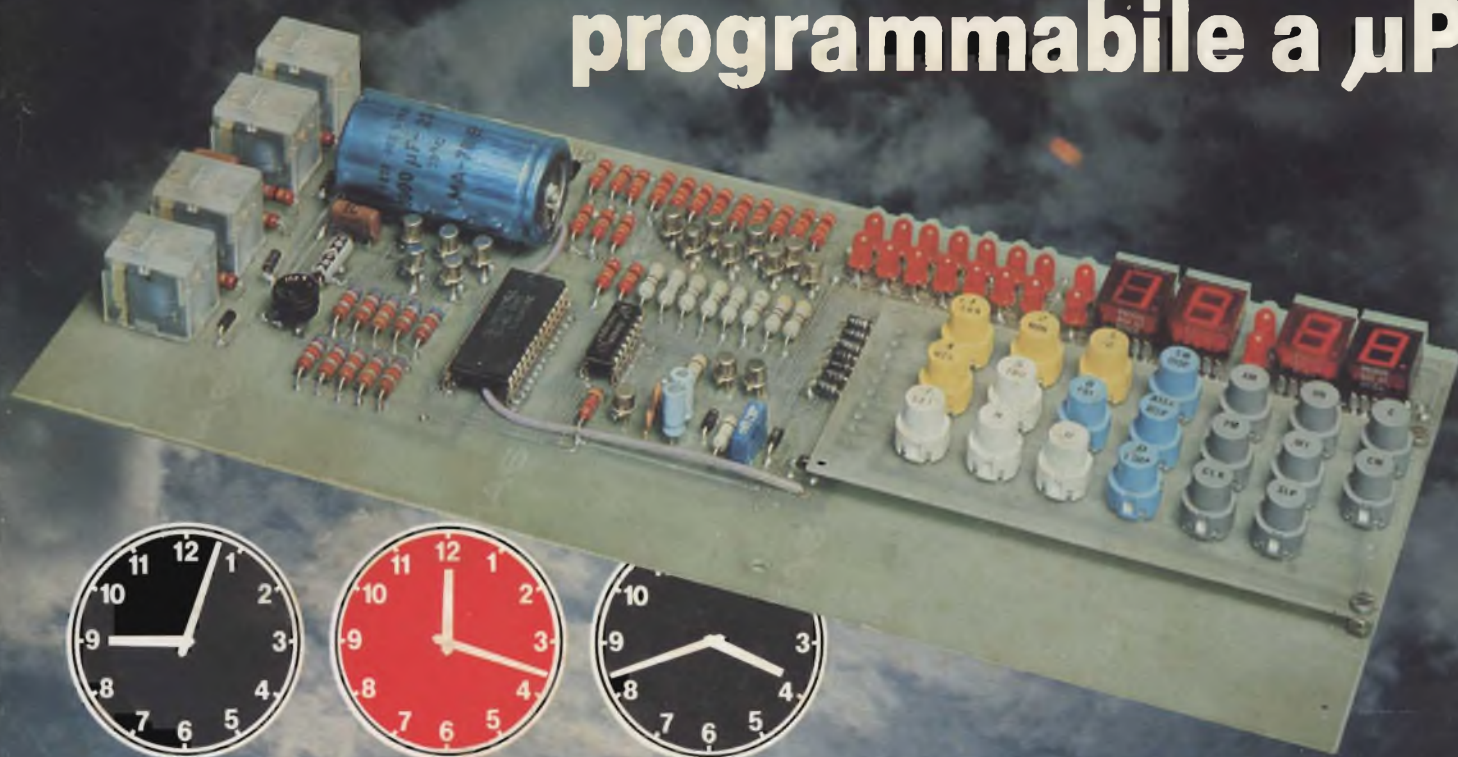
RADIO TV HI FI ELETTRONICA

APRILE 1981

L. 2.500

Quant-5002 amplimemory 20 + 20 stereo • Intermodulazione negli amplificatori d'antenna • Componenti risonanti speciali • Sistema compander "High-Com System" • Commutatori elettronici per bassa frequenza • Come si minimizza il rumore negli amplificatori operazionali • Schede riparazione TV

Temporizzatore programmabile a μP



Effetto Coro

L'Orologio contagiri

Multimetri digitali Philips. Il meglio in prestazioni e prezzo.

Da una analisi comparativa del rapporto prestazioni/prezzo i Multimetri Digitali PM 2517 risultano vincenti.

Pur fornendo superbe prestazioni da strumenti di laboratorio quali le quattro cifre piene e le gamme automatiche, vengono offerti ad un prezzo altamente competitivo.

Displays a 4 cifre piene: aumentata risoluzione rispetto ai 3 1/2 cifre. Inoltre indicatore dell'unità di misura.

Scelta tra LED e LCD: scegliete secondo le vostre preferenze.

Cambio gamma automatico: per praticità di misura. Naturalmente vi è anche quello manuale.

Vero valore efficace: il solo modo per misurare correttamente segnali in c.a. non perfettamente sinusoidali.

Elevata risoluzione ed accuratezza: grazie alle 4 cifre piene e l'elevata sensibilità.

Correnti sino a 10 A: la tendenza di utilizzare tensioni sempre più basse richiede tassativamente di poter misurare sino a 10 A.

Protezione dai sovraccarichi: è impossibile danneggiarlo.

Vi invitiamo a considerare le caratteristiche professionali sotto elencate, unitamente alla possibilità di scegliere tra il modello con display a cristalli liquidi e quello a LED, la realizzazione ergonomica, robusta e compatta e giudicare quindi la fondatezza della nostra asserzione.

Piccolo ma robusto: non fragile plastica o deboli commutatori.

Design ergonomico: funziona in ogni posizione, automaticamente



Misura anche le temperature: la sonda opzionale consente questa misura utilissima per la ricerca guasti.

Congelamento della misura indicata: un grande vantaggio ottenibile con lo speciale puntale opzionale.

Rispetta le norme internazionali: quali? Virtualmente tutte.

**Qualità
Superiore**

**Il multimetro a 4 cifre
senza compromessi**

Philips S.p.A. - Divisione Scienza & Industria
Viale Elvezia, 2 - 20052 MONZA
Tel. (039) 36.35.248
Filiali: BOLOGNA (051) 493.046
CAGLIARI (070) 666.740
PADOVA (049) 632.766
ROMA (06) 382.041
TORINO (011) 21.64.121
PALERMO (091) 527.477



**Test & Measuring
Instruments**

PHILIPS

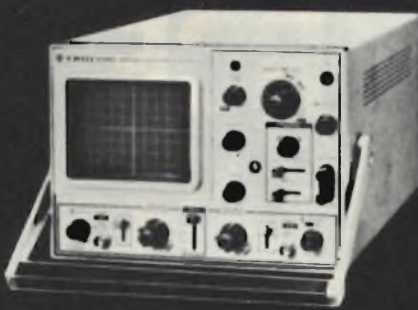


TRIO TRIO-KENWOOD
CORPORATION



Modello CS-1562A

- cc-10 MHz/10 mV
- Doppia Traccia 8x10 cm
- Trigger automatico
- Funzionamento X-Y



Modello CS-1560A

- cc-15 MHz/10 mV
- Doppia Traccia 8x10 cm
- Trigger automatico
- Funzionamento X-Y, somma, sottrazione



Modello CS-1566

- cc-20 MHz/5 mV
- Doppia Traccia 8x10 cm
- Trigger automatico
- Funzionamento X-Y, somma, sottrazione



Modello CS-1830

- cc-30 MHz/2mV
- Doppia Traccia 8x10 cm (reticolo compl.)
- Trigger automatico e sweep a ritardo variabile
- Funzionamento X-Y, somma, sottrazione



Modello CS-1352

- cc-15 MHz/2 mV
- Portatile - alim. rete, batteria o 12 V cc
- Doppia Traccia, 3" (8x10 div.)
- Trigger automatico
- Funzionamento X-Y, somma, sottrazione



Modello CS-1575

- cc-5 MHz/1 mV
- 4 presentazioni contemporanee sullo schermo (8x10 cm): 2 tracce, X-Y, fase.

i piccoli GIGANTI

I 6 modelli cui sopra soddisfano la maggioranza delle più comuni esigenze ma non sono gli unici della sempre crescente famiglia di oscilloscopi TRIO-KENWOOD.

Perciò interpellateci per avere listini dettagliati anche degli altri nuovi modelli come il **CS-1577A (35 MHz/2 mV)**, l'**MS-1650 (a memoria digitale)** e l'oscilloscopio della nuova generazione, l'esclusivo **CS-2100 a 100 MHz con 4 canali ed 8 tracce**.

Sono tutti oscilloscopi «giganti» nelle prestazioni e nell'affidabilità (testimoniata dalle migliaia di unità vendute in Italia) e «piccoli» nel prezzo e per la compattezza.

Il mercato degli oscilloscopi non è più lo stesso di prima perchè... sono arrivati i «piccoli Giganti».

La TRIO costruisce molti altri strumenti di misura tra cui un interessante oscillatore quadra-sinusoidale a bassa distorsione da 10 Hz ad 1 MHz (mod. AG-203) e un dip-meter (mod. DM-801).

RIVENDITORI AUTORIZZATI CON MAGAZZINO: BOLOGNA: Radio Ricambi (307850); CAGLIARI: ECOS (373734); CATANIA: IMPORTEX (437086); FERRARA: EL.PA. (92933); FIRENZE: Paoletti Ferrero (294974); FORLÌ: Elektron (34179); GENOVA: Gardella Elettronica (873487); GORIZIA: B & S Elettronica Professionale (32193); LA SPEZIA: LES (507265); LEGNANO: Vematron (596236); LIVORNO: G.R. Electronics (806020); MARTINA FRANCA: Deep Sound (723188); MILANO: Hi-Tec (3271914); MODENA: Martinelli Marco (330536); NAPOLI: Bernasconi & C. (223075); PADOVA: RTE Elettronica (605710); PALERMO: Elettronica Agrò (250705); PIOMBINO: Alessi (39090); REGGIO CALABRIA: Importex (94248); ROMA: GB Elettronica (273759); IN.DI. (5407791); TORINO: Petra Giuseppe (597663); VERONA: RI.M.E.A. (44828); UDINE: P.V.A. Elettronica (297827).

Vianello

Sede: 20121 Milano - Via Tommaso da Cazzaniga 9/6
Tel. (02) 34.52.071 (5 linee)

Filiale: 00185 Roma - Via S. Croce in Gerusalemme 97
Tel. (06) 75.76.941/250-75.55.108

Alla VIANELLO S.p.A. - MILANO

Inviatemi informazioni complete, senza impegno

NOME

SOCIETA'/ENTE

REPARTO

INDIRIZZO

CITTA

TEL

SR 4/81 T

ALTOPARLANTI

RCF

qualità, robustezza,
perfezione



studio successo PA19



1949-1979

RCF

42029 S. Maurizio (Reggio Emilia) via G. Notari, 1/A - tel. (0522) 40141

commissionario generale per l'estero: Jori s.p.a. - 42100 Reggio Emilia piazza Vittoria, 1 - tel. (0522) 485245 - telex 530337 Jorire I

EDITORE
Jacopo Castellfranchi

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castellfranchi

DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga

DIRETTORE TECNICO
Piero Soati

COORDINATORE
Gianni De Tomasi

CAPO REDATTORE
Sergio Cirimbelli

REDAZIONE
Daniele Fumagalli
Marta Menegardo
Tullio Lacchini

GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Filippo Pipitone
Angelo Cattaneo
Lorenzo Barile

CONTABILITA'
Roberto Ostelli
Maria Grazia Sebastiani
Antonio Taormino

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Patrizia Ghioni
Rosella Cirimbelli
Luigi De Cao

CORRISPONDENTE DA ROMA
Gianni Brazzioli

COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Lodovico Cascianini
Sandro Grisostolo
Giovanni Giorgini
Amadio Gozzi
Michele Michelini
Gloriano Rossi
Domenico Serafini
Lucio Visintini
Giuseppe Contardi

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero:
Reina & C. S.n.c.
Via Ricasoli, 2 - 20121 Milano
Tel. (02) 803.101 - 866.192
805.09.77 - 864.066
Telex 316213 BRUS I

Concessionario per USA e Canada
International Media
Marketing 16704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 926-9552

**DIREZIONE, REDAZIONE,
AMMINISTRAZIONE**
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641

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

STAMPA
Eicograf - Beverate (CO)

DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo
per l'Italia e l'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70
Prezzo della Rivista L. 2.500
Numero arretrato L. 3.500
Abbonamento annuo L. 30.000
Per l'estero L. 30.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castellfranchi Editore
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno
circolare cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 315275

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

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



Sommario

NEWSLETTER	6
TOP PROJECT	
Temporizzatore programmabile a μP	14
Quant-5002 amplimemory 20 + 20 stereo - III parte	21
RADIO & HF	
Intermodulazione negli amplificatori d'antenna - II parte	27
Componenti risonanti speciali	33
μCOMPUTER	
La memoria ad accesso casuale - I parte	39
ELECTRONIC MUSIC	
Effetto coro	47
MARKET	
I nuovi diffusori Bandridge per auto da 30 W max	54
L'orologio-Contagiri	61
SCHEDE RIPARAZIONE TV	58
KIT	
Sistema compander "High-Com System"	67
LOW-FREQUENCY	
Commutatori elettronici per bassa frequenza	73
TEST-LAB	
Come si minimizza il rumore negli amplificatori operazionali - II parte	85
Oscilloscopio da 3" - III parte	95
LETTERS	
I lettori ci scrivono	99
NUOVI PRODOTTI	105



Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica Italiana

**La RCA
pronta a lanciare
il suo nuovo
sistema video**

Era esposto alla WCES di Las Vegas, e per il suo sviluppo sono stati spesi 17 anni di lavoro. È il nuovo sistema a video disco della RCA, e costerà solo 500\$. Verrà immesso sul mercato a partire da Aprile. La RCA conta molto su questo nuovo prodotto, e si dichiara addirittura sicura di poter occupare il primo posto nelle vendite di tale tipo di sistema. Si basa infatti sul semplice calcolo che, se anche ognuno dei suoi 5000 venditori vendesse uno o due apparecchi, il volume delle vendite sarebbe molto elevato. Per i video dischi, si è parallelamente assicurata un buon mercato, e a tal proposito ha stabilito un accordo con la Paramount Pictures, per la realizzazione, sui dischi CED (Capacitance Electronic Disc) sviluppati dalla Casa fin dal 1963, di una grande varietà di programmi, film e spettacoli, per i quali ha anche stabilito accordi con altre 70 Società.

**La Honeywell
entra
nel settore
del microcalcolatori**

Con il lancio di QUESTAR/M anche Honeywell produce microcalcolatori. Presentato alla stampa a metà mese di febbraio e subito dopo, al pubblico, a ROMA-Ufficio ed a BIT'81, il sistema è basato sul microprocessore Z80. Il Questar/M della HISI si inserisce in un mercato che, secondo stime recenti, è destinato in pochi anni a crescere notevolmente. Entro il 1983 è prevista infatti in Italia la vendita di oltre 106.000 unità con un tasso di sviluppo annuale pari a circa il 65%.

Di questi 106.000 microcomputer, 70.000 saranno destinati proprio alla fascia d'utenza cui il Questar/M si rivolge: piccole attività produttive industriali, commerciali e professionali. Un settore nel quale da oggi è presente la Honeywell Information Sistem Italia, dopo vent'anni di esperienza maturata con i grandi e medi sistemi di elaborazione.

La commercializzazione del Questar/M sarà effettuata in modo indiretto attraverso la rete di rivenditori HISI quelle modalità di collaborazione che sono già state positivamente sperimentate negli anni recenti per i minielaboratori Honeywell livello 6.

**La Signetics
seconda
sorgente
per i prodotti
FAST**

La Fairchild Camera and Instruments Corporation e la Signetics Corporation hanno annunciato che Signetics è stata scelta come una sorgente alternativa per produrre e commercializzare in tutto il mondo la linea Fairchild "FAST" di circuiti logici bipolari.

I termini dell'accordo non sono stati resi noti.

La TTL Schottky è largamente usata nella fabbricazione di computer Telecomunicazioni e altri sistemi.

I dispositivi FAST impiegano un processo di isolamento che migliorerà la velocità fino al 50% sugli attuali circuiti integrati Schottky. Il processo inoltre riduce la dissipazione di potenza fino al 75% prima dell'introduzione della FAST ogni miglioramento della velocità era penalizzato nella dissipazione di potenza. Dettagli sulle specifiche, prezzi e consegne circa i prodotti FAST forniti da Signetics saranno forniti in seguito.

**Emerson-Indesit-Voxon:
Insieme
per lo sviluppo
dell'elettronica
civile Italiana**

La prima holding del settore dell'elettronica civile italiana è sorta il primo febbraio tra EMERSON, INDESIT e VOXON.

È una sfida che l'elettronica civile italiana lancia soprattutto contro i giapponesi. Di una holding del settore si parlava da tempo, ma l'annuncio ufficiale è stato dato solo recentemente. Nel processo di costituzione della holding si dovranno distinguere tre fasi successive: nella prima saranno ceduti i marchi delle tre società in cambio di azioni della holding medesima, con il contemporaneo avvio di sei progetti comuni (ricerca, progettazione, politica degli acquisti, commercializzazione, pianificazione, elaborazione dati). Dopo la cessione di tutti gli impianti alla finanziaria (seconda fase), dovrebbe alla fine effettuarsi la concentrazione delle linee produttive: TV e cinescopi B/N e colore, monitor professionali e autoradio). La costituzione della holding è stata salutata e commentata favorevolmente dai rappresentanti di tutte le società interessate, e si auspica possa divenire un polo di aggregazione ulteriore per le aziende italiane che operano nell'elettronica civile.

abbonarsi conviene.. .. si risparmia fino al 40%

PROPOSTE	TARIFFE	PROPOSTE	TARIFFE
1) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE	L. 18.000 anzichè L. 24.000 (estero L. 27.500)	10) Abbonamento annuo a SELEZIONE + IL CINESCOPIO	L. 36.000 anzichè L. 60.000 (estero L. 56.000)
2) Abbonamento annuo a SELEZIONE DI TECNICA	L. 19.500 anzichè L. 30.000 (estero L. 30.500)	11) Abbonamento annuo a ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 35.700 anzichè L. 54.000 (estero L. 56.500)
3) Abbonamento annuo a ELEKTOR	L. 19.000 anzichè L. 24.000 (estero L. 30.000)	12) Abbonamento annuo a SELEZIONE + MILLECANALI	L. 37.500 anzichè L. 60.000 (estero L. 59.500)
4) Abbonamento annuo a IL CINESCOPIO	L. 18.500 anzichè L. 30.000 (estero L. 28.500)	13) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR	L. 52.500 anzichè L. 78.000 (estero L. 81.500)
5) Abbonamento annuo a MILLECANALI	L. 20.000 anzichè L. 30.000 (estero L. 33.000)	14) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + IL CINESCOPIO	L. 52.000 anzichè L. 84.000 (estero L. 80.500)
6) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA	L. 35.500 anzichè L. 54.000 (estero L. 55.000)	15) Abbonamento annuo a SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 53.000 anzichè L. 84.000 (estero L. 82.500)
7) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + ELEKTOR	L. 35.000 anzichè L. 48.000 (estero L. 54.000)	16) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 51.500 anzichè L. 78.000 (estero L. 79.000)
8) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + IL CINESCOPIO	L. 34.500 anzichè L. 54.000 (estero L. 53.500)	17) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO	L. 69.000 anzichè L. 108.000 (estero L. 107.000)
9) Abbonamento annuo a SELEZIONE + ELEKTOR	L. 36.500 anzichè L. 54.000 (estero L. 56.500)	18) Abbonamento annuo a SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO + MILLECANALI	L. 87.000 anzichè L. 138.000 (estero L. 137.000)

IMPORTANTE

Per sottoscrivere abbonamenti, utilizzate l'apposito tagliando inserito nelle ultime pagine di questa rivista.



Le riviste leader
in elettronica

**Concentrate
In una nuova
società
le telecomunicazioni
Olivetti**

La Olivetti nell'ambito del suo piano di sviluppo, ha deciso di scorporare le proprie attività nelle telecomunicazioni e di concentrarle in una Società autonoma, nell'ambito del Gruppo, denominata Olteco - Olivetti Telecomunicazioni S.p.a., Presidente della Società è l'Ing. Carlo De Benedetti e amministratore delegato l'ing. Luigi Mercurio. La Olteco è responsabile di tutte le operazioni al settore, della ricerca e sviluppo dei prodotti alla produzione, alla vendita e all'assistenza tecnica in tutto il mondo. Le aree di attività sono quelle relative ai telex, ai terminali per la telematica, ai centralini telex e telefonici privati e alle reti di trasmissione dati. La nuova Società ha stabilimenti di produzione nell'area di Ivrea (Scarmagno) e utilizza stabilimenti di assemblaggio in Spagna e Brasile.

La costituzione della Olteco si colloca nella strategia della Olivetti di concentrare in autonome unità operative attività consolidate e omogenee sulle quali il Gruppo intende accentuare presenze ed impegni specifici in funzione di forti prospettive di sviluppo.

La Olivetti è presente sul mercato delle telecomunicazioni dal 1937, quando lanciò il proprio primo modello di telescrivente, la T1, e attualmente è il secondo produttore europeo di questo tipo di apparecchiature, con un parco di oltre 200 mila macchine installate.

**La Signetics
spenderà
nel MOS 250
milioni di \$
nel prossimi
cinque anni**

La Signetics, di proprietà del Gruppo Philips, ha deciso di investire 250 milioni di dollari nei prossimi 5 anni, per aumentare la sua penetrazione nel settore degli integrati MOS. I piani sono ambiziosi: i MOS saranno realizzati in due impianti di fabbricazione di wafer tuttora in costruzione, l'uno a Sunnyvale (California), operativo entro la fine dell'anno, con una capacità produttiva pari ad un valore di 100 milioni di dollari annui, che costituirà il potenziamento di una linea già esistente; l'altro ad Albuquerque (NM) pronto alla metà circa del 1982. Tra Philips e Signetics l'intesa è perfetta: i tecnici delle due società stanno lavorando insieme da alcuni anni e secondo un portavoce della società californiana, quest'ultima avrebbe già consegnato alla Philips Data System circa 10000 CPU a 16 bit. Si tratta di un componente analogo all'8086 dell'Intel, per il quale i tecnici californiani stanno già lavorando ad una versione più avanzata.

Si parla dell'acquisizione dei diritti di second source per un'altra famiglia di 16-bit. Mentre in un primo tempo la Signetics sembrava decisamente orientata verso la famiglia 68000, le cose ora sono di nuovo in forse: Z8000, 8086 e 9900 sono ancora in lizza per la scelta definitiva.

La Signetics ha fatturato nel 1980 368 milioni di dollari, circa il 50% in più del 1979.

**Chiuso
positivamente
il 19° Salone
del Giocattolo**

Ha chiuso i battenti la 19° edizione del Salone Internazionale del Giocattolo. La manifestazione è stata contrassegnata da un alto livello dei prodotti esposti. La produzione italiana si è dimostrata particolarmente valida, anche in settori tradizionalmente deboli come quello dell'elettronica in cui si è rilevata una validità insospettata.

Di buon livello è stato anche l'afflusso dei visitatori. Dopo un inizio un po' in sordina, nei giorni di sabato e domenica, quando la chiusura dei negozi consentiva ai negozianti di partecipare con maggiore disponibilità, l'affluenza è stata abbastanza buona.

Nell'arco dei sette giorni sono affluite 17.914 persone, delle quali 3.430 provenienti dall'estero.

Per quanto riguarda il volume degli affari è difficile dare una valutazione definitiva.

Nei confronti del mercato estero sono state mantenute le stesse posizioni dell'anno scorso. Meno numerosi forse i visitatori stranieri, in quanto molti hanno preferito consorzarsi in gruppi di acquisto e mandare un unico rappresentante, ma il volume di affari con l'estero si stima sugli stessi livelli del 1980. E questo è di conforto, in quanto la svalutazione della lira nei confronti del dollaro penalizza tutta l'economia italiana per l'acquisto di materie prime, mentre la parità monetaria con le divise dei paesi della Cee ci penalizza nelle vendite dato l'effettivo grande deprezzamento della lira, nei confronti delle altre monete comunitarie.

La crescita delle attività della Analog Devices pianificata sulla base di tassi medi annui del 35%, unita al favorevole interesse delle industrie italiane verso l'accelerata introduzione di prodotti di precisione, tecnologicamente avanzati, ha spinto la Analog Devices Inc. e la Dott. Ing. Giuseppe De Mico S.p.a. ad attuare una strategia espansiva di supporto delle attività di vendita e di assistenza in Italia. Questa strategia, impostata sostanzialmente su criteri di continuità e di potenziamento complessivo dei servizi di vendita e di supporto tecnico, è destinata a soddisfare l'ulteriore aumento di interesse previsto sia in quantità sia in sofisticazione da parte delle industrie costruttrici di apparati di automazione, analisi, misura, regolazione e controllo di precisione per tutti i componenti, subassiemi e sistemi della Analog Devices.

Le attività di promozione, vendita e assistenza tecnica saranno di conseguenza svolte come in passato in forma esclusiva dalla Dott. Ing. Giuseppe De Mico S.p.a. tramite i propri uffici regionali di Milano, Roma, Padova, Bologna, Torino e Firenze.

I servizi di marketing, assistenza di vendita, supporto tecnico applicativo e assistenza per i sistemi di test automatico LTS 2000 e LTS 2010 e per i sistemi di misura e regolazione MACSYM 2, MACSYM 20 e MICROMAC 4000 saranno svolti dalla Analog Devices Inc., che opererà direttamente in Italia tramite la propria consociata: Analog Devices s.r.l., Via M. Rosso 18, 20159 Milano.

La Motorola di Austin (Texas) ha avviato una linea sperimentale per la fabbricazione di wafer in tecnologia C-MOS: la natura dell'esperimento non è di tipo tecnologico, ma organizzativo. Si lavorerà infatti 4 giorni alla settimana per 10 ore al giorno. Sono interessati i tecnici e gli addetti dell'intera linea, che non accuseranno comunque alcuna revisione salariale, lavorando in tutto sempre 40 ore alla settimana. Alla Motorola affermano che la concentrazione del tempo di utilizzo degli impianti non è assolutamente motivata da cause di tipo recessivo né da una momentanea mancanza di sbocchi di mercato.

Anche alla Texas Instruments è stata attuata una riorganizzazione di alcune linee. La società ha infatti deciso di ridurre la settimana lavorativa del 17% della propria forza lavoro mondiale occupata, di circa il 20% del tempo. Si lavora infatti 4 giorni alla settimana, di 8 ore ciascuno. Tale riduzione dovrebbe interessare i primi tre mesi del 1981.

Altri 1200 addetti verranno allontanati dagli stabilimenti Philips in Olanda. Si aggiungono ai 400 previsti, nel piano di riorganizzazione per l'81. Altri 600 dipendenti hanno lasciato la Società l'anno scorso. La Philips Elcoma, che produce componenti discreti e integrati, impiega 14000 addetti nei quattro stabilimenti di Eindhoven e negli altri otto dislocati in Olanda. Questi provvedimenti mirano a diminuire drasticamente i costi. Del totale dei 1600 addetti, 850 rimarranno temporaneamente in produzione e 750 verranno adibiti in occupazioni di supporto o collaterali. Con questa operazione la Philips spera di risparmiare circa 25 milioni di dollari.

Si è conclusa il 21 febbraio, dopo quattro giorni, la terza edizione di BIT '81: 3ª Rassegna del Personal e Home Computer" organizzata dal Centro Commerciale Americano in collaborazione con la rivista BIT, del Gruppo Editoriale Jackson. La mostra, giunta quest'anno alla sua terza edizione, ha fatto registrare un successo senza precedenti, soprattutto se paragonato alle passate edizioni. 22000 visitatori, 55 società americane rappresentate per un totale di 26 espositori, un volume totale di vendite quintuplicato rispetto all'anno scorso, 900% in più di controlli di sub-distribuzione: se soltanto si pensa che nella prima edizione visitarono la mostra quasi 3000 persone si può avere un'idea della crescita dell'interesse. "È stata - tra l'altro - la prima delle mostre organizzate dal C.C.A. gestita interamente da un computer", commenta soddisfatto il console J. Cason, direttore del Centro. Un successo che lascia ben sperare per il settore del personal computer in Italia: il più dinamico tra i nuovi mercati che si sono creati con la diffusione della microinformatica.

**La
Analog Devices
direttamente
in Italia**

**La Motorola
ha cominciato
a sperimentare
le 10 ore
per 4 giorni
lavorativi**

**1200 lavoratori
licenziati
dalla Philips
olandese**

**Bit '81:
un successo
al di là
di ogni previsione**

Libri Jackson.

**SCONTO 10%
AGLI ABBONATI**



IL BUGBOOK I

Esperimenti sui circuiti logici e di memoria utilizzando circuiti integrati TTL. Dai segnali digitali al tri-state, al bus, alla memoria a semiconduttori
L. 18.000 (Abb. L. 16.200) **Cod. 001A**

IL BUGBOOK II

Completa la trattazione del Bugbook I.
L. 18.000 (Abb. L. 16.200) **Cod. 002A**

IL BUGBOOK III

Esperimenti di interfacciamento e trasmissione dati utilizzando il ricevitore/trasmittitore universale asincrono (UART) ed il loop di corrente a 20 mA.
L. 4.500 (Abb. L. 4.050) **Cod. 021A**

IL BUGBOOK IIII

Interfacciamento e programmazione del microcomputer 8080 per capire i microprocessori filosoficamente "equivalenti", cioè 8085, 8048, 8086, Z80, Z8, Z8000.
L. 19.000 (Abb. L. 17.100) **Cod. 003A**

ESPERIMENTI CON TTL E 8080A

già BUGBOOK V
Incentrato sulla sperimentazione, costituisce una pietra miliare assieme al Bugbook VI per la divulgazione e l'insegnamento dell'elettronica digitale e delle tecniche di utilizzo dei microprocessori
L. 19.000 (Abb. L. 17.100) **Cod. 005A**

ESPERIMENTI CON TTL E 8080A

già BUGBOOK VI
Completa la trattazione del Bugbook V
L. 19.000 (Abb. L. 17.100) **Cod. 006A**

IL BUGBOOK VII

L'interfacciamento fra microcomputer e convertitori analogici hardware e software. Esperimenti per i sistemi 8080A, Z80, 8085.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 007A**

CORSO DI ELETTRONICA FONDAMENTALE CON ESPERIMENTI

Testo ormai adottato nelle scuole per l'alto valore didattico, fa finalmente capire l'elettronica dalla teoria atomica ai circuiti integrati. Si configura anche come vero e proprio "corso" per l'autodidatta.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 201A**

COMPNDERE L'ELETTRONICA ALLO STATO SOLIDO

Corso autodidattico in 12 lezioni per comprendere tutti i semiconduttori e il loro funzionamento in sistemi elettronici.
L. 14.000 (Abb. L. 12.600) **Cod. 202A**

INTRODUZIONE PRATICA ALL'IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI

I circuiti integrati digitali finalmente "demistificati".
L. 7.000 (Abb. L. 6.300) **Cod. 203D**

SC/MP

Applicazioni e programmi sul microprocessore SC/MP per la risoluzione di "classici" problemi nella progettazione con sistemi a microprocessore.
L. 9.500 (Abb. L. 8.550) **Cod. 301D**

LESSICO DEI MICROPROCESSORI

Un pratico riferimento per tutti coloro che lavorano nel campo dei microprocessori.
L. 3.500 (Abb. L. 3.150) **Cod. 302P**

INTRODUZIONE AL PERSONAL E BUSINESS COMPUTING

Un'introduzione esauriente e semplice al mondo dei microcomputer, dalle ROM e RAM, alla programmazione, al dimensionamento, alle periferiche.
L. 14.000 (Abb. L. 12.600) **Cod. 303D**

IL LIBRO DEL PRINCIPIANTE

Introduzione al microcomputer Vol. 0
Corso per neofiti, dà con una tecnica a "cartoni animati", una visione d'insieme sui calcolatori ed elaboratori.
L. 14.000 (Abb. L. 12.600) **Cod. 304A**

IL LIBRO DEI CONCETTI FONDAMENTALI

Introduzione al microcomputer Vol. 1
Volume ormai "storico" presenta i concetti fondamentali dei microcomputer, dall'architettura del sistema alla sua programmazione.
L. 16.000 (Abb. L. 14.400) **Cod. 305A**

PRACTICAL MICROPROCESSORS

Hardware, Software e ricerca guasti
In 20 lezioni complete di esperimenti, il primo manuale essenzialmente pratico, curato dalla Hewlett Packard che insegna tutto sui microprocessori.
L. 35.000 (Abb. L. 31.500) **Cod. 308B**

PRINCIPI E TECNICHE DI ELABORAZIONE DATI

Un corso per l'autoapprendimento dei principi base del flusso e della gestione dei dati in un sistema di elaborazione.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 309A**

NANOBOOK Z80 VOL. 1

Tecniche di programmazione
Il software dello Z80 con particolare riguardo alla programmazione in linguaggio macchina e in linguaggio assembler.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 310P**

NANOBOOK Z80 VOL. 3

Tecniche di interfacciamento
Completa la trattazione dello Z80 Vol. 1 introducendo ai problemi ed alle tecniche di interfacciamento con CPU, PIO e CTC.
L. 18.000 (Abb. L. 16.200) **Cod. 312P**

DBUG - Un programma interprete

per la messa a punto del software 8080
Testo sullo sviluppo del software 8080 e sulle sue operatività come CPU di un sistema.
L. 6.000 (Abb. L. 5.400) **Cod. 313P**

TECNICHE DI INTERFACCIAMENTO DEI MICROPROCESSORI

Indica le tecniche e i componenti necessari per assemblare, partendo dall'unità centrale, un sistema completo equipaggiato con tutte le periferiche comunemente usate.
L. 22.000 (Abb. L. 19.800) **Cod. 314P**



GRUPPO ED

Tutti "Best-seller"



ELEMENTI DI TRASMISSIONE DATI
Tutto sulla trasmissione dei dati e dei segnali in genere. Per chi vuole comprendere le tecniche di comunicazione.
L. 9.000 (Abb. L. 8.100) **Cod. 316D**

IMPARIAMO A PROGRAMMARE IN BASIC CON LO ZX-80
Il BASIC alla portata di tutti, in modo chiaro e succinto, divertendosi con lo ZX-80.
L. 4.500 (Abb. L. 4.050) **Cod. 317B**

I MICROPROCESSORI Dal chip ai sistemi
I concetti, le tecniche, i componenti, l'interfacciamento, il confronto, la programmazione, ed altro ancora dei microprocessori.
L. 22.000 (Abb. L. 19.800) **Cod. 320P**

LA PROGRAMMAZIONE DELLO Z8000
Tutto sullo Z8000, microprocessore a 16 bit, dall'architettura, alla programmazione in linguaggio macchina, con esempi di programmi.
L. 22.000 (Abb. L. 19.800) **Cod. 322P**

TEA
Un Editor Assembler Residente per 8080-8085
Uno strumento software, il cui listing viene interamente riportato per la compilazione e la modifica dei programmi sorgente scritti in assembler.
L. 12.000 (Abb. L. 10.800) **Cod. 323P**

PROGRAMMAZIONE DELL'8080 E PROGETTAZIONE LOGICA
L'implementazione della logica sequenziale e combinatoria con l'uso del linguaggio assembly all'interno di un sistema a microcomputer.
L. 16.500 (Abb. L. 14.850) **Cod. 325P**

PROGRAMMAZIONE DELLO Z80 E PROGETTAZIONE LOGICA
L'implementazione della logica sequenziale e combinatoria con l'uso del linguaggio assembly all'interno di un sistema a microcomputer.
L. 19.000 (Abb. L. 17.100) **Cod. 324P**

8080A/8085 - Z80
Programmazione in linguaggio assembly
Una panoramica completa sul relativo linguaggio assembly con in più gli strumenti di debugging e testing ed esempi pratici.
L. 24.000 (Abb. L. 21.600) **Cod. 323P**

IL TIMER 555
Oltre 100 circuiti pratici e numerosi esperimenti per conoscere ed utilizzare questo leggendario I.C.
L. 8.600 (Abb. L. 7.740) **Cod. 601B**

LA PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI CON ESPERIMENTI
Tutto ciò che è necessario conoscere sugli op-amp. per mezzo della sperimentazione.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 602B**

LA PROGETTAZIONE DEI FILTRI ATTIVI CON ESPERIMENTI
Per conoscere e progettare, attraverso numerosi esperimenti, una varietà di filtri attivi, adatta ad ogni esigenza.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 603B**

LA PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI PLL CON ESPERIMENTI
Tutto ciò che è necessario sapere sui circuiti Phase Locked Loop con 15 esperimenti da laboratorio.
L. 14.000 (Abb. L. 12.600) **Cod. 604H**

GUIDA AI CMOS CON ESPERIMENTI
Teoria, caratteristiche, norme di progetto e 22 esperimenti con i CMOS.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500) **Cod. 605B**

MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO-TV
Soluzioni, consigli, teoria ridotta al minimo indispensabile, da un riparatore per i riparatori, in questo che è autentico strumento di lavoro per gli operatori del servizio assistenza radio-TV.
L. 18.500 (Abb. L. 16.650) **Cod. 701P**

AUDIO HANDBOOK
Manuale di progettazione audio con progetti completi, pronti per un comodo riutilizzo.
L. 9.500 (Abb. L. 8.550) **Cod. 702H**

AUDIO E HI-FI
Una preziosa guida per chi vuol conoscere tutto sull'Hi-Fi.
L. 6.000 (Abb. L. 5.400) **Cod. 703D**

PER ORDINARE QUESTI LIBRI UTILIZZARE L'APPPOSITO TAGLIANDO IN QUESTO FASCICOLO

ORIALE JACKSON
IONE LIBRI.

La casa elettronica

Il televisore, già da qualche tempo, non è più il solo apparecchio elettronico di un certo valore presente nelle nostre abitazioni pur se continua a rappresentare il bene sovrano.

In futuro molta più elettronica di oggi entrerà nelle case. Il termine di "casa elettronica" o "dream house" (casa dei sogni), come l'hanno battezzata negli Stati Uniti, sta diventando rapidamente popolare ed in alcuni Paesi essa va già mostrando i segnali di una nuova industria generata dall'avvento dei transistori. In Arizona la Motorola ha progettato una di queste case, destando enorme curiosità. Si tratta di abitazioni dove tutto o quasi risulta controllato da un computer compreso, tanto per fare un esempio banale, l'apertura del rubinetto dell'acqua. Senz'altro più utile l'applicazione dell'elettronica al sistema di riscaldamento dove sono possibili, secondo vari studi, dei notevoli risparmi. In ossequio al concetto del risparmio energetico si interviene anche nella progettazione dei televisori. In Germania viene calcolato che quando i circa 13 milioni di televisori saranno rimpiazzati dai nuovi modelli si risparmieranno più di 700 milioni di kilowatt all'anno, sufficienti a soddisfare il fabbisogno di una città di 100 mila abitanti.

Difficoltà per la Videocolor

Nel 1980 la Videocolor (tubi per-TVC) ha registrato un fatturato di 2 miliardi di franchi ma, per la prima volta, ha registrato forti perdite. Il suo presidente e fondatore A. Farnoux, è stato sostituito da Claude Mallard, ex-direttore della Thomson, Brandt, l'azionista di maggioranza (51%) della Europacolor che controlla la Videocolor.

Assommano a 4,3 milioni i VTR prodotti nel 1980 dal Giappone

Nel 1980, secondo dati della Matsushita, il Giappone avrebbe prodotto 4,3 milioni di videoregistratori a cassette, il doppio dell'anno prima. L'industria giapponese calcola quest'anno di migliorare ancora il livello di produzione arrivando a sfiorare i 6,5 milioni di apparecchi con un grado di penetrazione, in rapporto all'entità dei televisori a colori in funzione, del 6-7% in Giappone, del 4% in Europa e dell'1% negli USA. Con una produzione nel 1980 di 4,3 milioni di pezzi viene stimato che il Giappone controlli circa i quattro quinti del mercato mondiale dei videoregistratori in cassetta di largo consumo.

Alla pari degli altri grossi costruttori nipponici di apparecchi elettronici, la Matsushita ha deciso di aumentare considerevolmente gli investimenti stanziando per l'esercizio iniziato lo scorso novembre 300 miliardi circa di lire in luogo dei 220 miliardi spesi nei trascorsi 12 mesi. Gran parte degli investimenti riguarderà proprio i VTR. Nella gestione chiusa al 20 novembre scorso la Matsushita ha totalizzato utili netti per 343 miliardi di lire (+12%) su un volume di vendite di 9470 miliardi di lire (+16%). Le vendite all'estero sono migliorate del 59% ed oggi equivalgono al 24,5% di tutto il venduto del gruppo. Nell'esercizio in corso il gruppo nipponico prevede di superare i 10.570 miliardi di lire e di migliorare in analoga misura i profitti.

La RTC (Philips) taglia il 25% dell'organico

L'intensificazione della concorrenza giapponese ed americana sul mercato europeo dei prodotti elettronici di largo consumo sta mettendo a dura resistenza anche l'industria francese.

Già la ITT aveva ceduto l'anno scorso alcuni suoi interessi nel settore alla Thomson la quale, attraverso anche l'acquisto di fabbriche in Germania (Saba e Nordmende), sta diventando uno dei baluardi continentali contro i sempre più insistenti attacchi che vengono da oltre gli oceani. La erezione di questo sbarramento avviene non solo accorpando risorse sparse in più Paesi ma a scapito di riorganizzazioni che pesano su una parte degli organici. Analoghe misure sono state annunciate dalla Radiotechnique Compelec, una delle più grosse aziende francesi di televisori (nell'80 ha registrato vendite per 400 miliardi circa di lire, ristagnanti rispetto al '79) controllata dal gruppo Philips. Essa ha annunciato di voler tagliare un quarto dei posti di lavoro ossia 1470 persone. La Radiotechnique Compelec oltre al montaggio di televisori produce anche condensatori ed altri componenti elettronici. Il taglio riguarda soprattutto questi prodotti. La società vuole evitare di andare in perdita e quindi sacrificare al bilancio le possibilità di evolversi.

Radioricevitore registratore a cassette stereo

SAMSUNG



Radioricevitore registratore a cassette stereo mod. ST-737
munito di altoparlanti a due vie da 14 centimetri.
Apertura del vano cassette con ammortizzatore pneumatico.
Doppio strumento indicatore e possibilità di impiegare tre tipi di nastro:
normale, Fe Cr e CrO₂.

 **SAMSUNG**

Temporizzatore programmabile a μP



di A. Cattaneo

In questo articolo, trattiamo la realizzazione e l'uso di un temporizzatore assai sofisticato dal funzionamento basato su un microprocessore della Texas Instruments. La programmazione del computer risulta assai semplice non comportando la conoscenza di alcun linguaggio macchina. È sufficiente infatti seguire le indicazioni citate nel testo per poter inserire, tramite l'apposita tastiera, i dati necessari al fine di ottenere i più svariati tipi di temporizzazione giornaliera o settimanale. Una volta acquisita la conoscenza delle sequenze necessarie, l'apparecchio apparirà come un fedele servitore pronto a soddisfare qualsiasi problema di comando nel tempo tramite i suoi quattro relè attuatori di uscita.

Fino ad una quindicina di anni fa, i temporizzatori erano conosciuti come semplici dispositivi di comando acceso-spegnimento perlopiù formati da un singolo stadio a transistori. Il semiconduttore di turno, entrava in conduzione tramite l'azionamento di un pulsante e veniva pilotato in base da un gruppo RC la cui costante di tempo variabile stabiliva l'intervallo utile desiderato. Ancor oggi tali dispositivi sono diffusa-

mente usati per il comando delle luci nelle rampe delle scale dei caseggiati e per l'illuminazione degli acquari. Col passare degli anni il "timer" si è evoluto assumendosi maggiori responsabilità, basti pensare agli innumerevoli apparecchi studiati per la fotografia in grado di coprire intervalli di tempo da 10 secondi ad un'ora e più. Tutto ciò si è ottenuto grazie allo sviluppo tecnologico che ha introdotto l'uso dei circuiti in-

tegrati TTL e CMOS particolarmente adatti ad essere impiegati come divisori di frequenza. Con l'evento dei microprocessori, anche i "timer", come molte altre apparecchiature, hanno cambiato totalmente volto. L'apparecchio che ci apprestiamo a descrivere è appunto uno degli ultimi nati del ramo e le sue prestazioni sono di gran lunga superiori a quelle dei suoi predecessori. Il montaggio si presenta compatto ed elegante e se le condizioni ambientali del luogo in cui dovrà funzionare lo permetteranno, non necessiterà di alcun contenitore. I dati per impostare le varie funzioni vengono introdotti in una macchina mediante la pressione dei pulsanti di cui è dotata la tastiera. Per rendere più facilmente comprensibile la descrizione del "software" e dell'"hardware" del circuito, abbiamo pensato di suddividere la trattazione in sei settori ed esaminarli ad uno ad uno. I settori interessati sono:

- Settore I ; Caratteristiche sommarie del TMS1121
- Settore II ; Breve descrizione

- Settore III ; Funzioni svolte
- Settore IV ; Operazioni possibili
- Settore V ; Schema elettrico del circuito
- Settore VI ; Realizzazione pratica

Consigliamo la realizzazione dell'apparecchio a priori poiché, con la macchina funzionante a disposizione, risulta molto più facile riscontrare le varie funzioni ed impostare le operazioni che citeremo tra poco. Procediamo ora nell'ordine, sviluppando le voci testè indicate che permetteranno di acquisire familiarità con l'apparecchio.

Settore I: Caratteristiche sommarie del temporizzatore universale.

- 20 programmazioni giornaliere o settimanali.
- Indicazione visiva del giorno della settimana e degli attuatori in funzione.
- 4 uscite indipendenti.

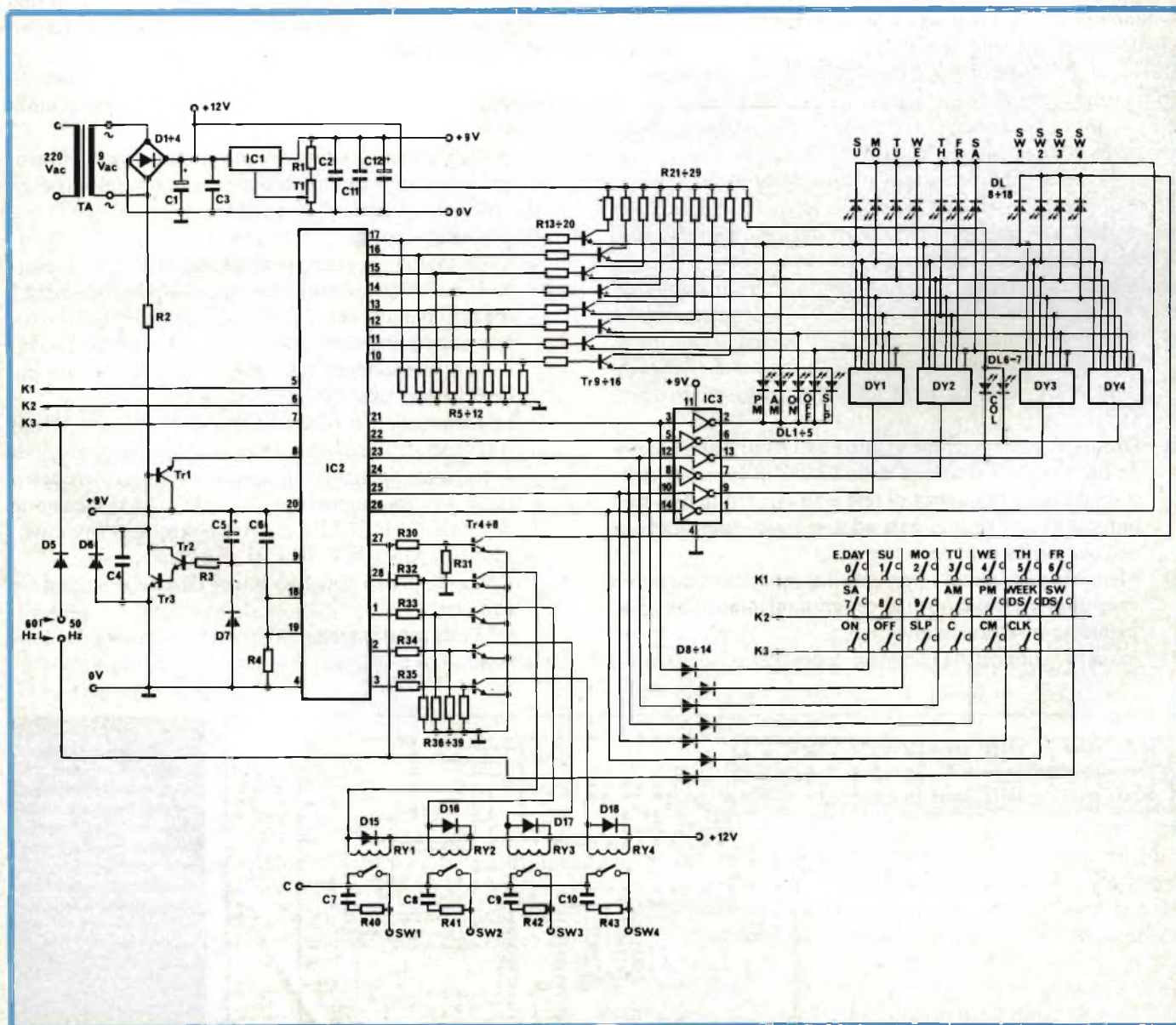


Fig. 1 - Schema elettrico del "timer". Ciascun diodo led porta accanto la sigla della funzione da visualizzare così come accade per i venti tasti.

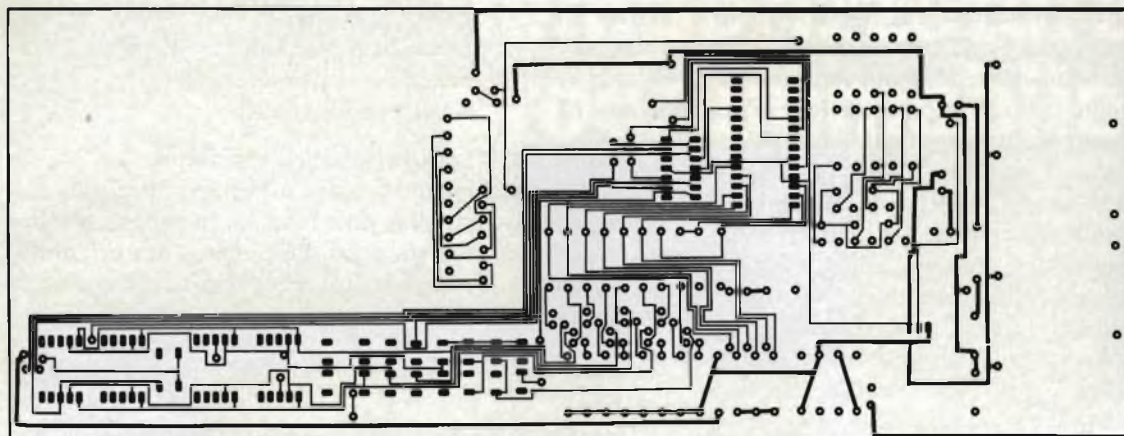


Fig. 2: Circuito stampato del temporizzatore visto dal lato componenti in scala 1:2. A causa della complessità del tracciato, si consiglia la realizzazione per fotoincisione.

- Indicazione visiva dell'ora AM/PM, dello stato di acceso, spento e pausa.
- Tastiera d'ingresso dati per la regolazione dell'orario e per l'impostazione dei tempi.
- Sincronizzazione con rete a 50 o 60 Hz.
- Alimentazione singola a 9 Vcc.

Settore II: Breve descrizione del TMS1121. L'integrato temporizzatore è costituito da un microcomputer a 4 bit che contiene in una memoria ROM il complesso delle operazioni matematiche e funzionali che si svolgono in ben determinate sequenze. Questo temporizzatore è stato sviluppato per poter essere applicato in svariati sistemi. Il nostro è composto da una tastiera a 20 pulsanti, 4 attuatori d'uscita, visualizzatori per tutte le funzioni descritte.

Settore III: Elenchiamo di seguito le funzioni che l'apparecchio è in grado di svolgere:

- 1) Visualizzazione del giorno della settimana, ora antimeridiana (AM) ora pomeridiana (PM), orario in 12 ore. Indicazione a led per le uscite 1,2,3,4, accesso, spento e pausa.
- 2) Orologio. Presentazione di tutti i dati relativi alla selezione del tempo. Precisione dello 0,02% in funzione della stabilità della frequenza di rete a 50 Hz. Unità di tempo minima visualizzabile pari ad 1 minuto. Impostazione dell'ora esatta tramite tastiera.
- 3) Memoria per i tempi impostati. La capacità di memoria raggiunge un massimo di 20 programmi impostabili giornalmente o settimanalmente.
- 4) Visualizzazione della memoria. È possibile visualizzare il

- 5) Cancellazione memoria. Possibilità di cancellazione di tutte le memorie. Cancellazione della memoria in una singola uscita, cancellazione della memoria del giorno della settimana.
- 6) Spegnimento visualizzatori. In caso di mancanza di alimentazione rete, i segnalatori AM e PM si mettono a lampeggiare.
- 7) Attuatori d'uscita. Costano in quattro linee indipendenti aventi come terminale dei relè a uno scambio previsto per una corrente di 5 Ampere.
- 8) Impostazione tempi.
 - Impostazione dei tempi basata sull'intervallo di uscita. Il massimo intervallo di tempo impostabile è di 11 ore e 59 minuti. I tasti ON, OFF, SLEEP possono essere usati per definire gli intervalli. Si noti che l'intervallo di tempo impostato, può essere cancellato dopo l'esecuzione dell' ON-OFF-SLEEP.
 - Impostazione dei tempi basata sull'orario di 12 ore AM/PM dell'orologio. Impostazione giornaliera o settimanale del tempo. Il tempo impostato con questo sistema potrà rimanere in memoria dopo l'esecuzione dell' ON-OFF-SLEEP e potrà essere reso ripetitivo.
 - Funzioni ON, OFF, SLEEP (SLP).
 - ON, memorizza il tempo in cui l'uscita dovrà essere abilitata;
 - OFF, memorizza il tempo in cui l'uscita sarà disabilitata;

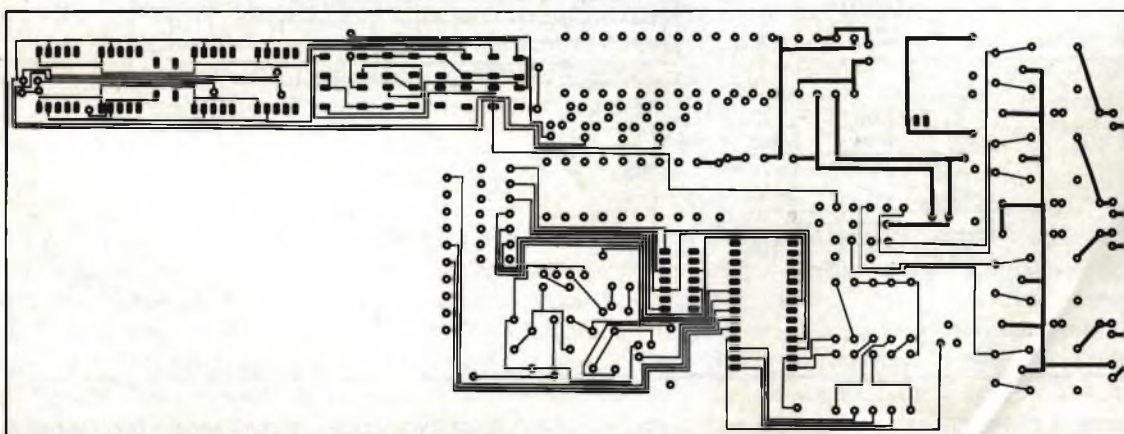


Fig. 3: Basetta del circuito stampato vista dal lato rame in scala 1:2. Benchè il mosaico sia meno intricato di quello del lato superiore, sarà necessario un minuzioso controllo per evitare falsi contatti e piste interrotte.

SLP, memorizza intervalli di tempo di 1 ora ripetibili.

- 9) Le operazioni degli attuatori di uscita ON, OFF, SLEEP possono essere effettuate direttamente con la tastiera.
- 10) Tastiera: ingresso dati.
— Alcuni tasti hanno doppia funzione per l'ingresso dei dati:

E. DAY/0	Tutti i giorni oppure N°0
SUN/1	Domenica oppure N°1
MON/2	Lunedì oppure N°2
TUS/3	Martedì oppure N°3
WED/4	Mercoledì oppure N°4
THU/5	Giovedì oppure N°5
FRI/6	Venerdì oppure N°6
SAT/7	Sabato oppure N°7
SW/DISP	Attuatore oppure visualizzatore dell'attuatore memorizzato.
WEEK/DISP	Settimana oppure visualizzazione della memoria del giorno della settimana e di tutti i giorni.

— Altri tasti hanno funzione singola:

8	Numero 8.
9	Numero 9.
AM	Impostazione orario dalla mezzanotte al mezzogiorno.
PM	Impostazione orario dal mezzogiorno alla mezzanotte.
ON	Abilitazione.
OFF	Disabilitazione o spegnimento.
SLP	Pausa.
CLR (C)	Cancellazione memoria di un eventuale dato errato appena inserito.
MEM-CLR (CM)	Azzeramento memorie.
CLK	Impostazione ore.

Settore IV: Operazioni effettuabili.

- 1) Accensione. Appena accesa l'apparecchiatura i visualizzatori AM-PM lampeggieranno, premendo il pulsante CLK apparirà sui visualizzatori medesimi SUN 12:00 PM valore sbagliato.
- 2) Regolazione ora esatta. Esempio di sequenza per impostare le 8,30 di sabato mattina:
SAT WEEK AM 8 3 0 CLK
Fare bene attenzione a non premere il pulsante SW durante questa sequenza.

3) Regolazione tempi.

- a) Impostazione dei tempi usando il sistema a 12 ore.
— Procedura di accensione:

1 SW SAT WEEK AM 1 1 3 0 ON

Questa sequenza abilita l'attuatore 1 alle 11 e 30 di sabato mattina. Volendo interrompere per inserire una nuova operazione (ad esempio volendo disabilitare l'attuatore 1 alla 1 e 30 di sabato pomeriggio) si dovrà eseguire:

PM 1 3 0 OFF

- Sequenza di interruzione tempo. Se si volesse disabilitare l'attuatore 2 lunedì pomeriggio alle 3 si dovrà eseguire la seguente sequenza:

2 SW MON WEEK PM 3 0 0 OFF

mentre se si volesse abilitare l'attuatore 2 alle 3 e 30 di lunedì pomeriggio:

PM 3 3 0 ON

- Impostazione pausa. Con questa sequenza:
3 SW TUS WEEK PM 3 2 0 SLP

l'attuatore 3 verrà abilitato alle 3 e 20 di martedì pomeriggio e si spegnerà dopo 1 ora. Volendo inserire un'altra operazione (ad esempio volendo abilitare l'attuatore 3 alle 5 e 30 di martedì pomeriggio) si procederà come segue:

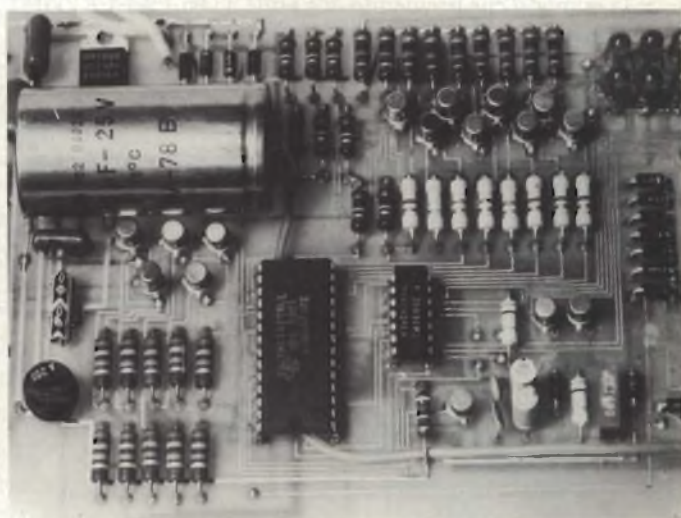
PM 5 3 0 ON

- b) Temporizzazione utilizzando gli intervalli di tempo. Come già detto il massimo di tempo impostabile è di 11 ore e 59 minuti.

— Accensione attuatore 1:

1 SW 1 3 0 ON

con questa operazione l'attuatore 1 rimarrà abilitato per 1 ora e 30 minuti, mentre premendo 2 3 0 OFF, si disabiliterà dopo 2 ore e 30 minuti.



La foto mette in evidenza il tratto di basetta relativo al montaggio del microprocessore e dei circuiti di interfaccia.

— Disabilitazione. La sequenza:

4 SW 1 0 OFF

disabilita l'attuatore 4 dopo 10 minuti dall'operazione stessa mentre la sequenza: 3 0 ON, abilita l'attuatore 4 dopo 30 minuti dall'operazione stessa.

— Impostazione pausa.

2 SW 1 2 0 SLP

Con l'impostazione suddetta, l'attuatore 2 sarà abilitato dopo 1 ora e 20 minuti e si disabiliterà dopo 1 ora dall'inizio dell'operazione. Volendo inserire un'altra operazione sarà sufficiente eseguire la sequenza: 3 3 0 ON, il che significa che l'attuatore 2 si accenderà dopo 3 ore e 30 minuti. C'è da notare che il tempo impostato sarà cancellato dalla memoria allorché si inserisca un'altra programmazione.

- 4) Cancellazione delle memorie. Le memorie possono essere cancellate in tre modi differenti ovvero:

— Cancellazione di tutte le memorie eseguendo: CM CM
— Cancellazione memoria di un attuatore; eseguendo: 2

SW CM, si cancella la funzione dell'attuatore 2 da un tempo preimpostato.

— Cancellazione della memoria relativa ad un giorno della settimana: MON WEEK CM con questa operazione si cancella il lunedì dalle memorie.

- 5) Controllo manuale degli attuatori di uscita.
 1 SW ON abilita immediatamente l'attuatore 1.
 4 SW OFF disabilita immediatamente l'attuatore 4.
 2 SW SLP abilita immediatamente l'attuatore 2 per 1 ora dopodichè, questo, si spegne automaticamente.

- 6) Controllo memorie sui visualizzatori. Eseguendo:
 1 SW SW/DISP SW/DISP SW/DISP
 la memoria dell'attuatore 1 sarà visualizzata ogni due battute del testo SW/DISP

SUN WEEK WEEK/DISP
 WEEK/DISP WEEK/DISP

permette la visualizzazione dei tempi impostati per la domenica.

La sequenza:

E.DAY WEEK/DISP WEEK/DISP WEEK/DISP
 fa in modo che premendo due volte il tasto WEEK/DISP compaiono i tempi impostati giornalmente

- 7) Correzione errori. Le correzioni possono essere effettuate in due modi:

— È possibile reinserire il nuovo dato ribattendo l'operazione esatta prima dei tasti: CLK SLP ON OFF CM SW semplicemente ribattendo il dato corretto. Ad esempio:

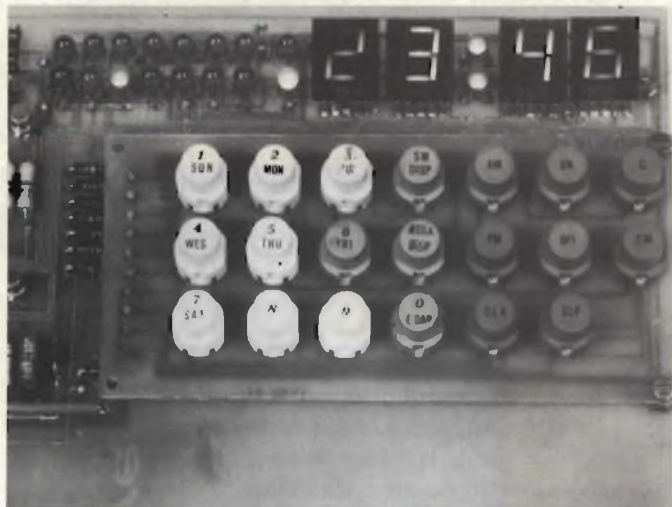
3 SW	4 SW	MON WEEK PM 1 0 0 ON
<i>dato</i>	<i>dato</i>	
<i>errato</i>	<i>corretto</i>	

In questo caso l'attuatore 4 sarà abilitato alle ore 1 e 00 di lunedì pomeriggio poichè con questo procedura si corregge il dato errato semplicemente ribattendo il dato esatto.

— Correzione dell'errore mediante il tasto CLR (C)
 SW 2 CLR 4 SW 1 0 ON
 errore correzione

In tal modo l'attuatore 4 si abiliterà tra 10 minuti.

- 8) Limite d'impostazione.



Particolare dedicato alla pulsantiera ingresso dati ed alla sezione visualizzatrice.

— Errore d'impostazione dei tempi.

1 SW 1 5 0 0 ON

Con questa programmazione errata (perchè come abbiamo detto il massimo tempo impostabile è di 11 ore e 59 minuti), i visualizzatori indicheranno 9999.

Impostando:

CLK MON WEEK 1 8 0 0 CLK

i visualizzatori indicheranno nuovamente 9999, perchè come si è detto, l'orologio conta le 12 ore e non le 24.

— Sovraccarico delle memorie. Memorizzando più di 20 funzioni, i display presenteranno 8888 che è l'indicazione di sovraccarico delle memorie. Si noti, che è possibile memorizzare 20 operazioni per ciascun attuatore, o giorno o settimana purchè il totale delle operazioni memorizzate sia uguale o inferiore a 20.

- 9) Avviso simultanea impostazione.

— Prima eventualità:

<i>Locazione di memoria</i>	<i>Tempo programmato</i>
memoria 1	1 SW MON WEEK PM 1 0 0 ON
memoria 2	1 SW MON WEEK PM 1 0 0 OFF
memoria 3	1 SW MON WEEK PM 1 0 0 ON

Risulta che lunedì pomeriggio alle ore 1 si hanno due identiche programmazioni.

— Seconda eventualità; nel caso che l'attuatore 1 sia già abilitato per un certo tempo:

<i>Locazione di memoria</i>	<i>Tempo programmato</i>
memoria 1	1 SW MON WEEK AM 1 3 0 OFF
memoria 2	1 SW MON WEEK AM 1 1 5 SLP

memoria 1	SW1 1:30 AM (va off)
memoria 2	SW1 1:15 AM (va on)
	2:15 AM (va off)

Cioè risulta che SW1 1:30 AM (va off)

In conclusione SW1 sarà disabilitato alle ore 1:30 AM anzichè alle ore 2:15 AM di lunedì.

Settore V: Descrizione dello schema elettrico.

Lo schema elettrico del temporizzatore appare in *figura 1*. Si nota subito che il cuore di tutto il sistema è l'IC2 mentre le altre sezioni del circuito sono perlopiù stadi di interfaccia e di asservimento. La frequenza di 50 Hz necessaria al conteggio, viene prelevata tramite il resistore R2 direttamente dal secondario del trasformatore di alimentazione ed inviata al piedino 8 per mezzo del transistor Tr1 che ha il compito d'introdurre un certo tasso di isteresi. Il conteggio può venire inibito attraverso Tr2, Tr3 e circuiteria relativa nel momento in cui va alto il potenziale del piedino 9 di IC2. Per il funzionamento a frequenza di rete di 50 Hz, il cavallotto visibile sotto il diodo D5 non viene effettuato viceversa se la frequenza di rete è di 60 Hz come in alcune nazioni. I dati vengono inseriti nella CPU per mezzo di una tastiera a venti pulsanti collegati a matrice che effettua le combinazioni connettendo le tre colonne K1, K2, K3 con le sette righe i cui terminali corrispondono a quelli numerati dal 21 al 27. Dette uscite comandano simultaneamente la sezione visualizzatrice. Poichè la corrente fornita da IC2 non è sufficiente, è necessario l'innesto di stadi "driver" di interfaccia onde preservare l'incolumità del "chip". Il compito

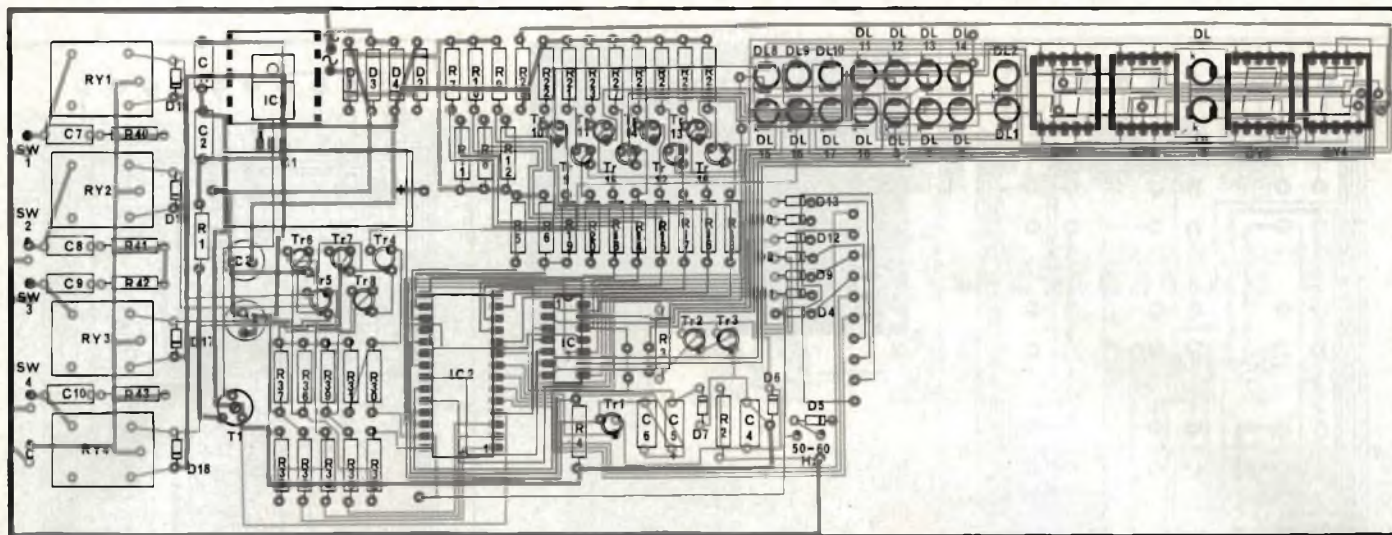


Fig. 4: Disposizione dei componenti sulla basetta principale a doppia ramatura. Consigliamo di effettuare il cablaggio per gradi e di controllare frequentemente l'esatta dislocazione delle parti.

viene affidato all'IC3 (hex inverter) ed a Tr4 le cui uscite pilotano senza alcun affanno sia i led che i display. La visualizzazione delle funzioni viene, comunque, ottenuta in "multiplex" con gli otto output forniti sempre dalla CPU ai pin 10÷17 anch'essi provvisti di "buffer" grazie all'impiego dei transistori Tr9÷Tr16 e resistori di polarizzazione relativi. Gli stadi attuatori dei relè prelevano i vari comandi dai terminali 28, 1, 2 e 3. I transistori Tr5÷Tr8, normalmente interdetti, passano in saturazione fornendo alimentazione ai relativi relè, quando uno dei terminali citati passa dallo stato logico "0" allo stato logico "1". La funzione, s'intende, è reversibile. I diodi D15÷D18 sono messi a protezione dei transistori ed i gruppi RC in parallelo ai vari "switch" fungono da antiarco qualora gli utilizzatori abbiano un carico induttivo. La sezione alimentatrice è classica come si può notare sullo schema in alto a sinistra. Il trasformatore di alimentazione, dalla potenza di almeno 10 VA, provvede a ridurre la tensione rete da 220 Vac a 9 Vac la quale viene rettificata dal ponte di diodi D1÷D4 e livellata dal condensatore di filtro C1. Ai capi di quest'ultimo si avrà una tensione continua di circa 12 Vcc atta ad alimentare i circuiti d'interfaccia, il visualizzatore e gli stadi relativi ai relè attuatori. Tramite IC1, la tensione appena citata, viene abbassata a 9 Vcc esatti. Il trimmer T1, unica regolazione dell'intero apparecchio, ha appunto il compito di stabilire il corretto valore idoneo a pilotare i circuiti integrati IC2 ed IC3.

Settore VI: Realizzazione pratica.

Iniziamo subito col dire che il reperimento del materiale necessario all'assemblaggio del temporizzatore non è critico infatti sia il circuito stampato doppia faccia che il TMS1121 ed i vari componenti più impegnativi quali relè, display, tastini ecc. possono essere richiesti presso la ditta Gray Elettronica via N. Bixio 32 Como tel. 031-557424 la quale si impegna a vendere anche per corrispondenza. Il circuito stampato principale misura 300 x 115 mm ed è doppio ramato. In figura 2 sono visibili le piste disposte dal lato dei componenti mentre in figura 3 troviamo quelle relative al vero e proprio lato rame. Come si può ben vedere, il mosaico non è tra i più semplici quindi consigliamo a chi non avesse una certa esperienza nello

ELENCO COMPONENTI

Resistori

R1	: 330 Ω 1/4 W 5%
R2-R3	: 100 kΩ 1/2 W 5%
R4	: 47 kΩ 1/2 W 5%
R5÷R12	: 10 kΩ 1/2 W 5%
R13÷R20	: 470 Ω 1/2 W 5%
R21÷R29	: 100 Ω 1/2 W 5%
R30÷R39	: 6,8 kΩ 1/2 W 5%
R40÷R43	: 15 Ω 1/2 W 5%

Condensatori

C1	: elettrolitico da 3000 µF - 16 VI
C2-C3-	
C7-C8	
C9-C10-	
C11	: poliestere da 100 nF
C4	: poliestere da 10 nF
C5	: elettrolitico da 0,47 µF - 16 VI
C6	: ceramico a disco da 47 pF
C12	: elettrolitico da 4,7 µF - 16 VI

Semiconduttori

D1÷ D4÷	
D15÷ D18	: Diodi al silicio 1N4001 o equivalenti
D5÷D14	: Diodi al silicio 1N914 oppure 1N4148
Tr1÷Tr16	: Transistori n-p-n tipo BC109
IC1	: Regolatore di tensione µA7808
IC2	: Microprocessore TMS1121 -Texas-
IC3	: Circuito Integrato 75492
DL1÷DL18	: Diodi led rosali
DY1÷DY4	: Display tipo FND500
T1	: Trimmer potenziometrico da 220 Ω
RY1÷RY4	: Relè da 12 Vcc
20	: Tastini a quattro terminali
2	: Circuiti stampati
1	: Zoccolo per integrato a 28 piedini
1	: Zoccolo per integrato a 14 piedini
T.A.	: Trasformatore di alimentazione p = 220V s = 9V/10A.

sviluppo dei C.S. l'acquisto della basetta già pronta presso l'indirizzo di cui sopra. Analogo discorso vale per il circuito stampato di figura 5 relativo alla tastiera benchè quest'ultimo sia assai meno critico in quanto a faccia ramata singola. Esaminiamo ora la disposizione dei componenti sulla piastra base il cui disegno è mostrato in figura 4. La saldatura dei terminali delle varie parti è bene sia effettuata con il saldatore di piccola potenza e dalla punta fine. Consigliamo di controllare

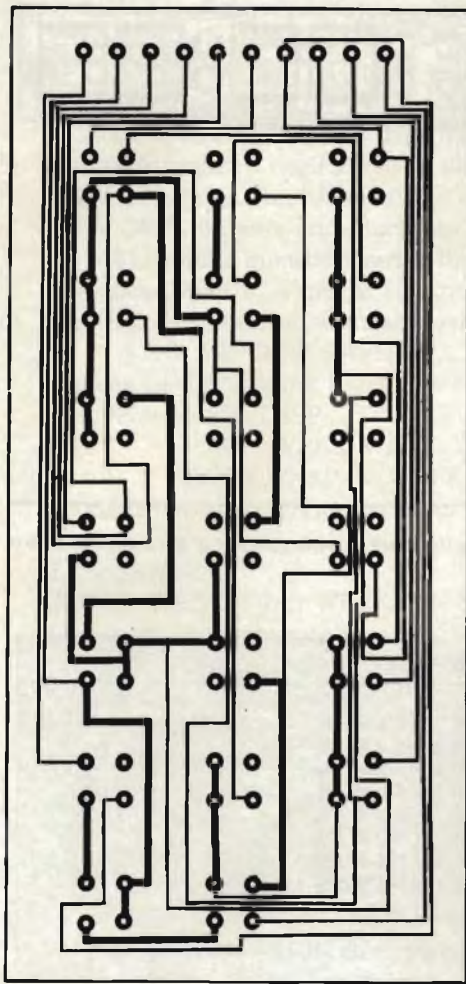


Fig. 5: Circuito stampato relativo alla pulsantiera visto dal lato rame in scala 1:1. A differenza del precedente, in questo caso la ramatura è semplice.

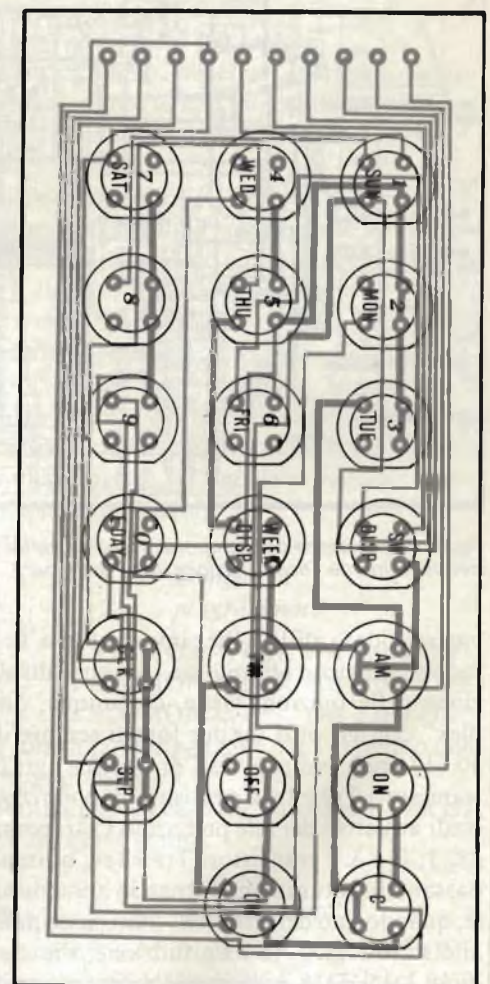


Fig. 6: Dislocazione dei vari pulsanti sul circuito stampato di figura 5. Le sigle sui tasti andranno effettuate con i trasferibili e protette con del fissatore.

attentamente che lo stagno faccia buona presa su entrambe le facce e se sorgessero dubbi sulla continuità nei punti di interfacciamento tra le piste del lato superiore e quelle del lato inferiore, mettere mano senza esitazioni all'ohmmetro. Sugeriamo di iniziare il cablaggio dei componenti più piccoli quali i resistori, i diodi ed i condensatori ceramici. Porre attenzione a non scambiare tra di loro i resistori che peraltro hanno a gruppi, valore uguale. I condensatori C5 e C6 devono avere il valore rispettivamente di $0,47 \mu\text{F}$ (elettrolitico) e 47 pF (ceramico). Non tragga in inganno il fatto che sulle fotografie del prototipo tali componenti siano doppi in quanto si tratta di due capacità del valore doppio poste in serie. Dei rimanenti elettrolitici (C1 e C12) sarà sufficiente rispettare la corretta polarità. L'assemblaggio proseguirà con i transistori, tutti del tipo BC109, e col T1, unico trimmer. I diodi led vanno saldati curando il loro allineamento e non invertendone i terminali; a tal proposito la piazzola relativa al catodo è stata contrassegnata dalla lettera k. Non stagnare direttamente alle piste i piedini degli integrati IC2 e IC3 poichè essi sono particolarmente allergici ai campi elettrici. Consigliamo l'uso di contatti "molex" particolarmente adatti ad accogliere anche i quattro display FND500. Nessun problema invece per IC1 che, volendo, potrà essere adagiato su una piccola aletta di raffreddamento. Il dissipatore, comunque, non è obbligatorio; infatti da prove eseguite sul campione (che ne è privo) è risultato che il corpo del componente si mantiene appena tiepido

dopo ore di funzionamento ininterrotto. I quattro relè non pongono alcun problema a patto che siano previsti per il funzionamento a 12 Vcc e sopportino sui contatti la corrente necessaria ad asservire gli utilizzatori. I due ancoraggi presenti sotto il diodo D5, contrassegnati con $50-60 \text{ Hz}$, non andranno cavallottati tra di loro poichè in Italia l'ENEL prevede l'erogazione della corrente ad una frequenza di 50 Hz . I tasti di comando vanno posizionati come mostrato in figura 6 sull'apposita basetta la quale andrà poi interfacciata, tramite i dieci terminali visibili sulla sinistra, con la piastra principale. Per una sua maggior stabilità sono state previste due viti di fissaggio negli angoli opposti come mostrato nelle fotografie. Il trasformatore di alimentazione è l'unico componente esterno al circuito stampato e sarà buona cosa dotarlo di un piccolo contenitore preferibilmente plastico. Come già detto, il montaggio a realizzazione ultimata si presenta già così com'è in maniera assai elegante ed avveniristica, comunque se si renderà necessaria la sua sistemazione in un contenitore, consiglieremo di affacciare al pannello superiore i led ed i display visualizzatori e di far sporgere di qualche millimetro la parte superiore del corpo in plastica dei pulsanti. Per far ciò, sia il condensatore elettrolitico C1 che i quattro relè andranno saldati alle rispettive piazzole dal lato rame a causa delle loro troppo ingombranti dimensioni. Terminiamo a questo punto ricordando che l'unica regolazione da effettuare è quella relativa al trimmer T1 per ottenere i 9 Vcc esatti ai capi di C12.

top project

Quant-5002 amplimemory 20+20 stereo



di Filippo Pipitone - (parte terza)

Nel nostro progetto come amplificatori finali vengono impiegati due circuiti integrati molto sofisticati siglati TDA 1512 prodotti dalla PHILIPS. Essi sono in grado di fornire una potenza d'uscita efficace di 12+12 W con una tensione d'alimentazione di 26 V su un carico di 4 Ω .

Il TDA 1512 è un circuito integrato monolitico, costruito in contenitore tipo SOT 131 B (vedi figura 1), contenente un amplificatore in classe "B". La figura 2 illustra il relativo schema elettrico interno. Come si nota dalla stessa, siamo in presenza di un amplificatore differenziale in configurazione Darlington (T₁ T₄) formato da transistori PNP. La sorgente di corrente S1 fornisce la polarizzazione in continua per il transistor T1, prelevata tramite il partitore formato dai resistori RA/RB che fanno capo al terminale N° 8 dell'IC. Un capo del resistore RB viene infatti collegato a massa (pin 2 e 4), mentre il Pin 1 verrà alloggiato tramite un partitore esterno al Pin 8.

A causa delle tensioni OFF-SET, i valori di questi resistori non possono superare i 100 k Ω .

La tensione di polarizzazione fa anche in modo che l'eventuale "Clipping" nello stadio finale avvenga in maniera simmetrica. La reiezione dell'alternata residua (RIPPLE) che potrebbe infiltrarsi tramite lo stesso terminale 1 può essere attenuata effettuando un'efficace disaccoppiamento in c.a. tra i terminali 1 e 8 che verrà ottenuto tramite una serie RC. Il comando in corrente dello stadio pilota (T7-T8) operante in classe A, è effettuato con l'aiuto "dello specchio di corrente" formato da T5-T6.

Il taglio di frequenza ad anello aperto è determinato dal condensatore integrato C1. Alla stabilizzazione della corrente di riposo dello stadio finale provvede la sorgente di corrente "S2", che procura una corrente di 3 mA ai tre diodi collegati in serie. Ciascun ramo dello stadio finale quasi complementare è formato da due transistori NPN montati in configurazione Darlington. Il ramo superiore è formato dai transistori T9/T10; mentre quello inferiore da T13/T14. Lo stadio pilota formato da T11/T12 (PNP), funzionanti in classe B e aventi un guadagno di segnale pari all'unità, provvede allo sfasamento di 180° del segnale, necessario al ramo inferiore dello stadio finale. L'IC contiene anche un circuito di protezione contro eventuali cortocircuiti, causati all'uscita dello stadio finale. Lo stadio finale inferiore è provvisto da un sistema limitatore di corrente (shut-down), che impedisce all'integrato di superare la temperatura di 150°C. In figura 3 viene illustrato il circuito base dell'amplificatore, il valore dei componenti esterni è stato calcolato opportunamente, in particolare quello dei resistori R4 ed R5 in modo tale da fissare il guadagno in tensione ad anello chiuso desiderato. La relazione di base per il calcolo è la seguente:

$$Ac = 20 \log \frac{R4+R5}{R4} \quad (1)$$

dove Ac è il guadagno di tensione, 20 log è la costante logaritmica.

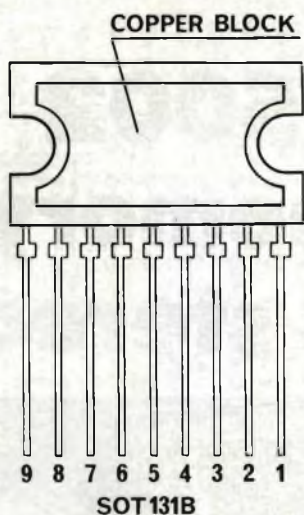


Fig. 1 - Contenitore del circuito integrato TDA 1512.

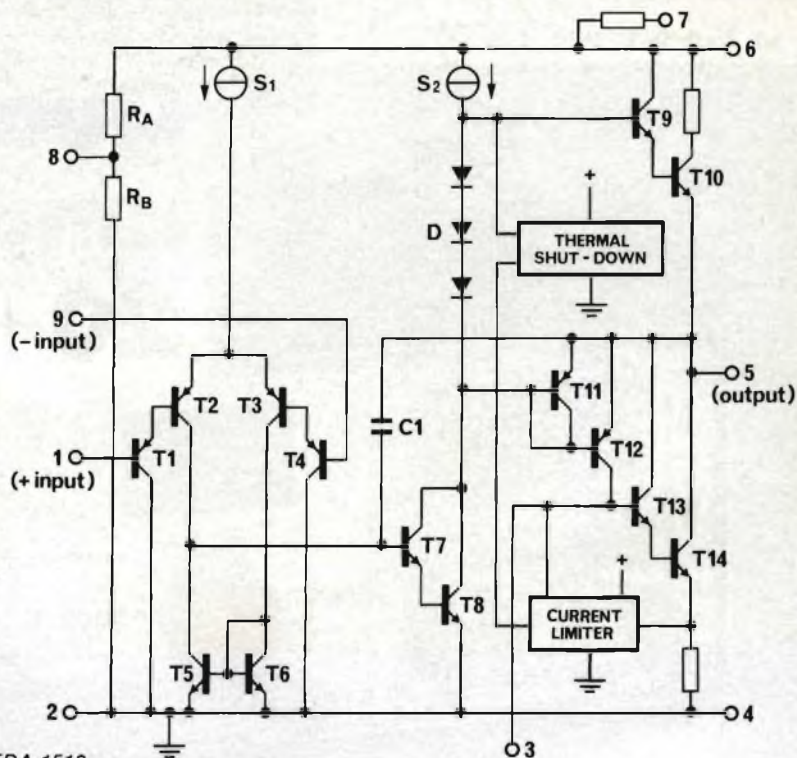


Fig. 2 - Circuito interno semplificato dell'integrato TDA 1512.

In figura 4 viene riportato il circuito elettrico dei due stadi finali impiegati nel nostro progetto. Le principali caratteristiche tecniche si possono così riassumere:

- Tensione di riposo = 65 mA.
- Potenza d'uscita = 12,5 W per $(d_{tot}) = 0,7\%$, $f = 1\text{ kHz}$.
- Potenza musicale = 18 W per $V_{so} = 30\text{ V}$; $d = 0,7\%$, $f = 1\text{ kHz}$.
- Guadagno anello chiuso = 30 dB
- Sensibilità d'ingresso = 225 mV per $(P_o = 10\text{ W})$.
- Risposta in frequenza a $-3\text{ dB} = 30\text{ Hz} \div 40\text{ kHz}$
- Rapporto segnale/disturbo = 76 dB.

Nel nostro progetto come dissipatore di calore è stata impiegata una lastra d'alluminio (area = 49 cm^2 ; spessore = 2 mm.); la resistenza termica del dissipatore è $R_{th\text{ diss}} \cong 6\text{ K/W}$. In regime sinusoidale, è stata misurata una potenza dissipata $P_{tot\text{ max}} = 11\text{ W}$ (in condizioni nominali di lavoro: $V_B = 26\text{ V}$; $Z_L = 4\Omega$, $P_o \cong 8,5\text{ W}$).

Questi dati consentono di calcolare la temperatura ambiente massima ammissibile nel modo seguente:

$$U_{amb\text{ max}} = U_j\text{ max} - (R_{th\text{ j-c}} + R_{th\text{ diss}}) P_{tot\text{ max}} = 40^\circ\text{C}$$

Poichè, generalmente, un'impianto di alta fedeltà con casse acustiche ermeticamente chiuse possiede un basso rendimento, si è preferito valutare il comportamento termico dello stadio finale alla potenza d'uscita $P_o = 1\text{ W}$, anziché alla potenza di uscita $P_o = 50 + 100\text{ mW}$, normalmente usata per il volume sonoro in ambiente domestico. In queste condizioni, la temperatura del dissipatore raggiunge (con temperatura ambiente di 22°C e dopo 5 ore di funzionamento) i 63°C , il ciò significa, che i dissipatori di calore adottati sono sufficientemente dimensionati per lavorare con programma musicale anche a temperature ambientali fino a 70°C .

Elenco componenti di figura 4

Resistenze	Condensatori
R1 = 22 k Ω	C1 = 4,7 μF 35 VL
R2 = 56 Ω	C2 = 2,2 nF
R3 = 22 k Ω	C3 = 10 μF 35 VL
R4 = 680 Ω	C4 = 47 μF 35 VL
R5 = 3,3 k Ω	C5 = 47 μF 35 VL
R6 = 3,3 Ω	C6 = 0,1 μF
R7 = 2,2 k Ω	C7 = 330 pF
R8 = 1 k Ω	C8 = 0,1 μF
R9 = 120 Ω	C9 = 180 pF
	C90 = 2200 μF 35 VL
	IC1 = TDA 1512

N.B. Il seguente elenco componenti è da prendere in considerazione per entrambi gli amplificatori di B.F. In quanto uguali.

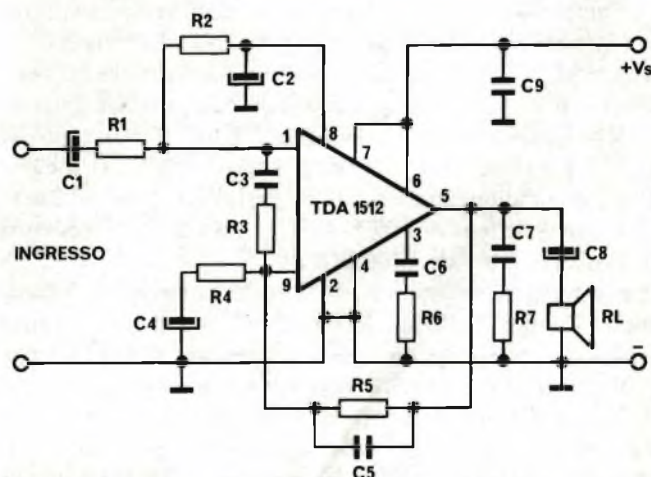


Fig. 3 - La rappresentazione ci dà lo schema dell'amplificatore realizzato con il TDA 1512 ad alimentazione asimmetrica.

RISULTATI DELLE MISURE

I risultati delle misure si riferiscono all'apparecchiatura completa di uscita $2 P_o = 2 \times 12 \text{ W}$ con un fattore di distorsione totale $K_{tot} \geq 0,7\%$; è pertanto soddisfatta la prescrizione Hi-Fi.

Rapporto segnale/disturbo

Tensione d'ingresso $V_i = 100 \text{ mV}$; Guadagno $G = V_o / V_i = 22 \Omega$. La potenza di rumore misurata ai terminali dell'artoparlante a $P_o = 0$ (regolatore di volume al minimo) è $P_{nosc} = 6 \text{ nW}$ (pari a $155/\mu\text{V}$ su $Z_L = 4\Omega$).

I rapporti segnale/disturbo (S/N) misurati sono stati ottenuti con una tensione di misura parassita, una larghezza di banda della misura $B = 20 + 20.000 \text{ Hz}$, in valori efficaci.

In condizioni sfavorevoli, con $V_i = 100 \text{ mV}$, il rapporto

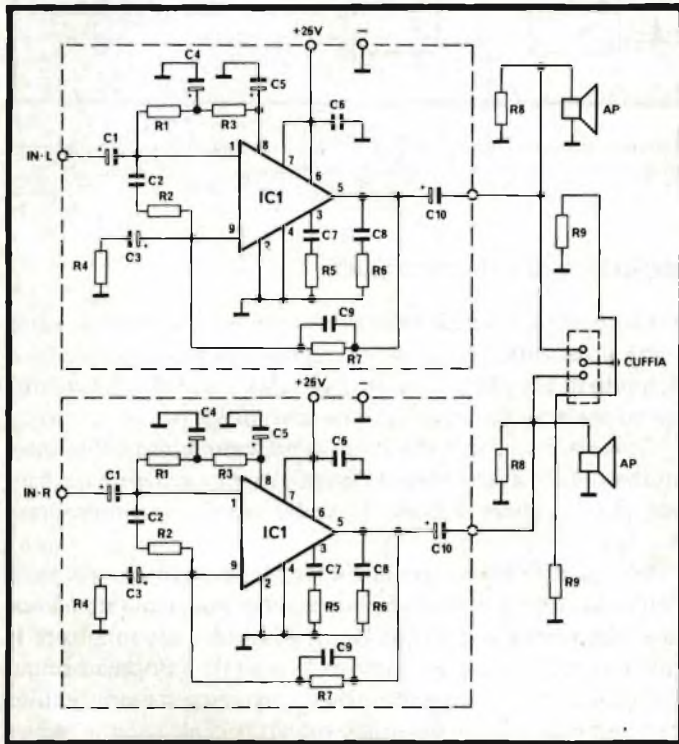


Fig. 4 - Circuito elettrico completo dei due stadi finali.

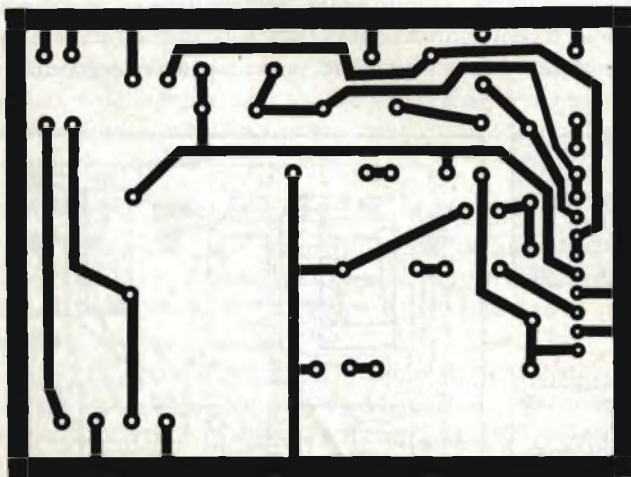


Fig. 5 - Circuito stampato di uno dei due stadi finali visti dal lato rame, riportati in scala 1:1.

Il vero tester digitale

KEITHLEY

mod. 130



Lire 165.000*
consegna pronta

- multimetro digitale 3 cifre e 1/2
- 5 funzioni: Vdc, Vac, Idc, Iac, Ohm
- precisione Vdc: 0,5%
- misura Idc e Iac fino a 10 A
- prova i diodi su tre portate
- grande display LCD da 15 mm
- portatile, autonomia 200 ore
- protetto su tutte le portate

Disponibile presso ns. magazzino
o Rivenditori autorizzati

Borsa per il trasporto Lire 5.000

* Completo di batteria, puntali e manuale di istruzioni.
IVA esclusa, pagamento alla consegna



una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettro nucleonica s.p.a.

MILANO - Piazza D. Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
ROMA - Via C. Magni, 71 - tel. (06) 51.39.455

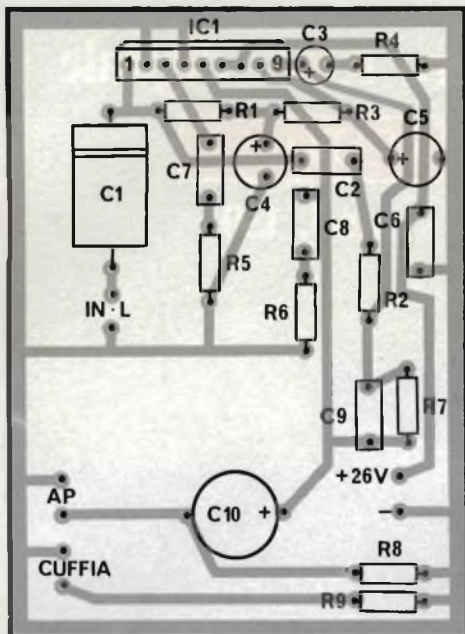


Fig. 6 - Disposizione dei componenti sulla basetta di fig. 5.

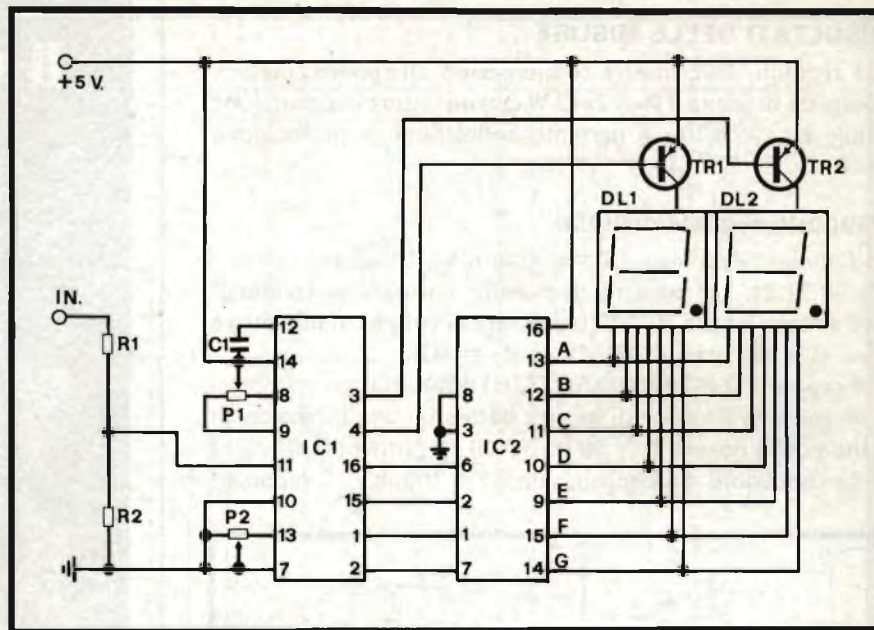


Fig. 7 - Schema elettrico del voltmetro digitale completo dei circuiti integrati IC1 e IC2 e di altri componenti che determinano il funzionamento dei display.

segnale/disturbo, con uscita $P_0 = 50 \text{ mW}$, è $S/D = 64 \text{ dB}$; la norma prescrive $S/D \geq 50 \text{ dB}$.

La potenza di disturbo ai morsetti degli altoparlanti di impianti Hi-Fi deve essere $P_0 < 20 \text{ nW}$, con il regolatore di volume a zero.

Montaggio pratico

In figura 5 vengono riportati i circuiti stampati scala 1:1 relativi ai due stadi di B. F., mentre la figura 6 illustra i disegni serigrafici visti dal lato componenti.

Per il montaggio pratico non esistono grossi problemi, ma è consigliabile seguirne una fase ben definita.

Dopo aver forato i due circuiti stampati con una punta per trapano da 1 mm. iniziate col saldare i resistori R1 ... R9, i condensatori C1 ... C10, è inutile ricordarvi di inserire tutti i condensatori elettrolitici nella giusta polarità.

Superata questa prima fase, saldate con molta attenzione il circuito integrato IC1 (TDA 1512) facendo in modo di non surriscaldarlo troppo. Per il montaggio dei componenti dell'altro canale, non dovete fare altro che ripetere il tracciato precedentemente descritto.

Indicatore di volume digitale

Come già accennato nella prima parte, nel nostro progetto viene utilizzato un indicatore digitale del volume, esso ha il compito di visualizzare su due "Display", il livello del volume da un minimo di 00; ad un massimo di 99.

Come si nota, si tratta di un accessorio molto sofisticato, studiato esclusivamente per l'amplimemory, consistente in un voltmetro digitale in grado di misurare tensioni comprese tra 0 e 10V.

In figura 7 viene riportato lo schema elettrico completo dell'indicatore. Osservando brevemente lo schema si può notare che i circuiti integrati IC1 e IC2 provvedono a tutte le funzioni riguardanti un voltmetro digitale a doppia rampa. La tensione di riferimento viene prodotta da un circuito campione all'interno del primo integrato. Tale sistema richiede soltanto alcuni componenti esterni quali il condensatore C1, un primo trimmer (P1) che stabilisce lo "0" ed un secondo (P2) che calibra il fondo scala "99". Poichè i due integrati sono in tecnologia LSI-MOS, non è possibile ottenere una forte corrente dalle loro uscite, per compensare detta corren-

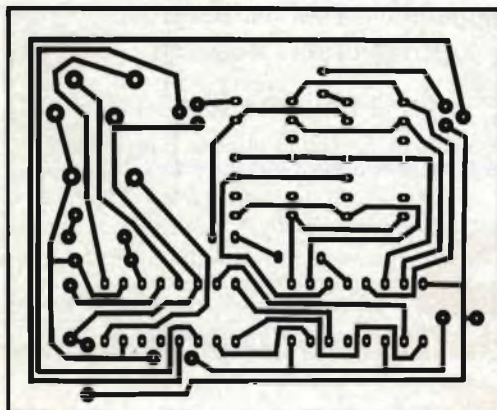


Fig. 8 - Base ramata del circuito stampato relativo al visualizzatore riportata in scala 1:1.

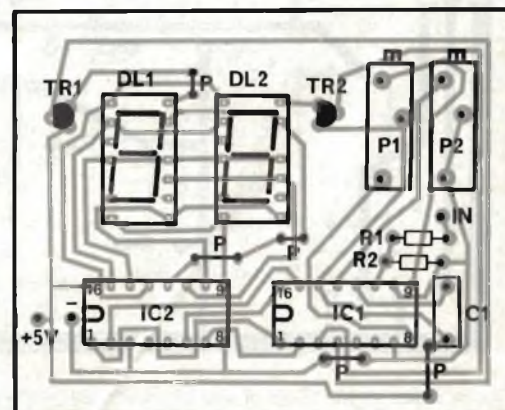


Fig. 9 - Disposizione pratica dei componenti sulla basetta di fig. 8.

Elenco componenti di figura 7

R1	=	1M Ω
R2	=	100 Ω
P1	=	Trimmer multigiri 47 k Ω
P2	=	Trimmer multigiri 10 k Ω
C1	=	220 nF
TR1/TR2	=	BC 327
IC1	=	CA 3162E - RCA
IC2	=	CA 3161E - RCA
DL1/DL2	=	TIL 313 Texas

Elenco componenti di figura 10

R1	=	1,1 k Ω 2%
R2	=	51 k Ω 2%
R3	=	51 k Ω 2%
C1	=	0,68 μ F 15 VL (al tantalio)
D1	=	1N 4148
IC1	=	U257B - Telefunken
IC2	=	U267B - Telefunken
LD1/LD6	=	Diodi led 3 mm. rossi
LD7	=	Diodi led 3 mm. giallo
LD8 LD10	=	Diodi led 3 mm. verdi

N.B. Il seguente elenco componenti è da prendere in considerazione per entrambi gli indicatori di potenza e led.

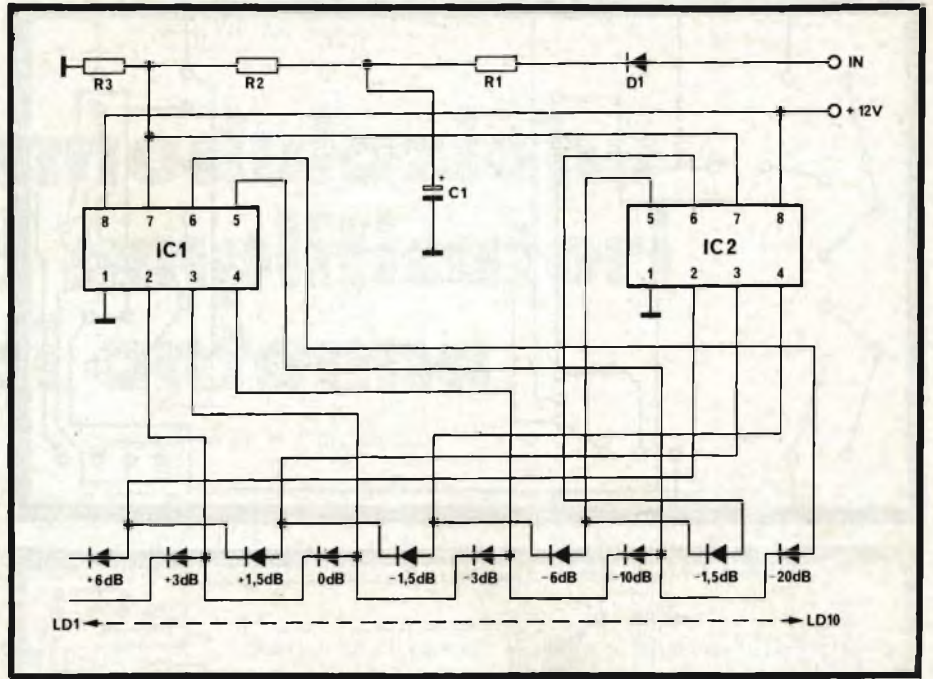


Fig. 10 - Circuito elettrico degli indicatori di potenza a LED.

te, si ricorre a due transistori TR1 e TR2 aventi funzioni di BUFFER.

La figura 8 ci dà modo di illustrare il circuito stampato in scala 1:1 visto dal lato rame, mentre la figura 9 evidenzia il disegno serigrafico del montaggio pratico dei componenti del visualizzatore. Per effettuare il montaggio pratico con ottimi risultati è consigliabile iniziare dal cablaggio dei resistori R1 ed R2 e proseguire con i trimmer multigiri P1 e P2, il condensatore C1, i transistori TR1 e TR2, i due zoccoli che alloggiano i circuiti integrati IC1 e IC2, ed infine i "DISPLAY" DL1 e DL2. Vediamo le operazioni da seguire per la messa a punto dell'indicatore di volume digitale.

Premettiamo che non appena si fornisce alimentazione al circuito, sui due display verranno visualizzati due numeri a caso, che non hanno niente a che vedere con la scala precedentemente trattata (cioè da 0 a 99).

Per disinnescare detti numeri, come prima operazione dovete cortocircuitare l'ingresso del voltmetro con la massa, quindi regolate il trimmer P1 fino ad ottenere una stabile indicazione sui display di 00. Come seconda operazione bisogna regolare il fondo scala "99"; per far ciò è necessario applicare all'ingresso una sorgente di tensione campione di 9,9V, quindi regolare il trimmer multigiri P2 fino a leggere l'esatto numero "99".

Indicatore di potenza a Led

Nell'amplimemory vengono utilizzati due indicatori della potenza di uscita a diodi LED, con un range di scala variabile da +6 dB a -20 dB. Il circuito elettrico degli indicatori viene riportato in figura 10.

Esso è composto dai circuiti integrati IC1 e IC2, dai diodi Led LD1 ... LD10 e dai resistori R1, R2, R3 che insieme al condensatore C1 e al diodo D1 completano la sezione.

Per il montaggio pratico fate riferimento al disegno serigrafico della figura 11. In figura 12 viene riportato il circuito stampato relativo visto dal lato rame in scala 1:1.

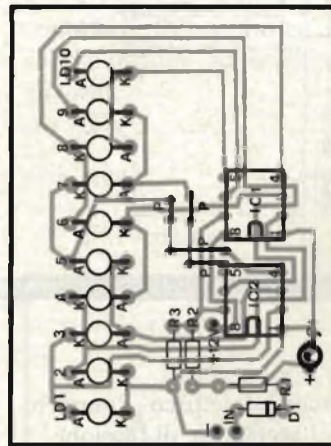


Fig. 11 - Disposizione pratica dei componenti relativi alla sezione indicatori.

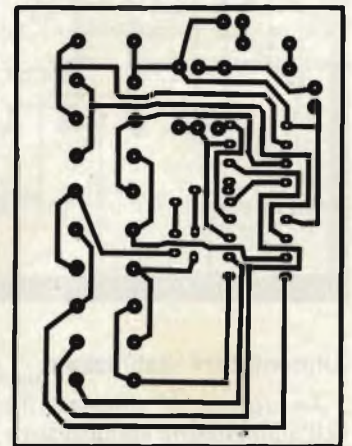


Fig. 12 - Circuito stampato di un indicatore di potenza a LED visto dal lato rame in scala 1:1.

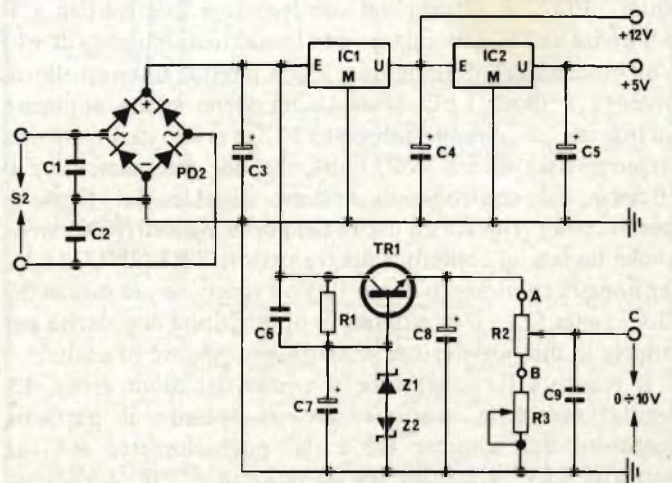


Fig. 13 - Schema elettrico completo dell'alimentatore.

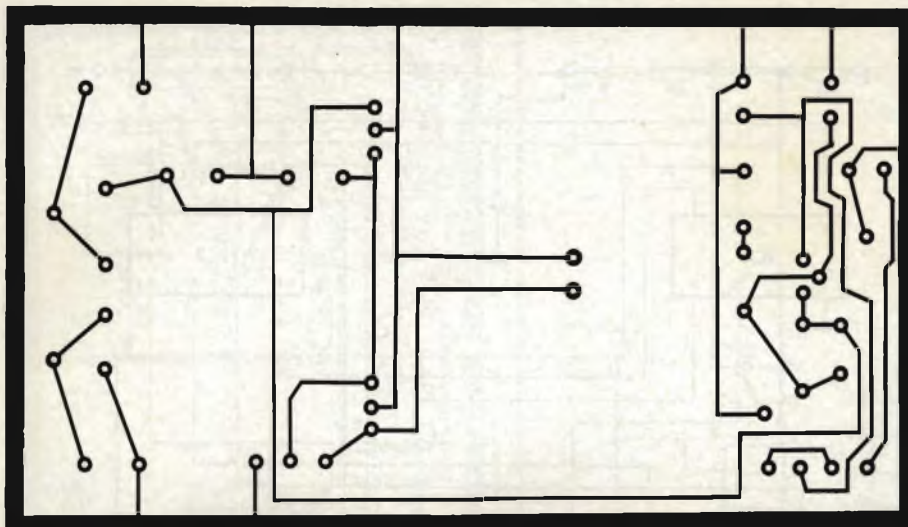
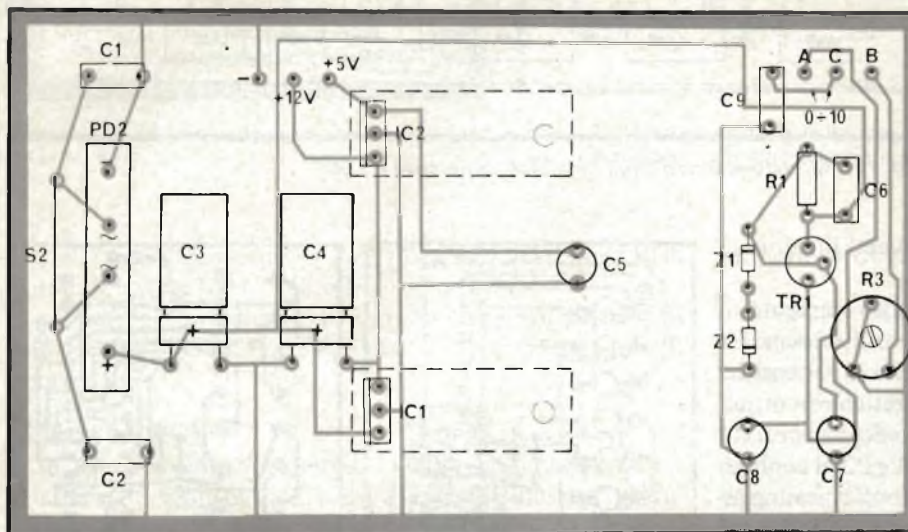


Fig. 14 - Circuito stampato dell'alimentatore in scala 1:1 visto dal lato rame.



Elenco componenti di figura 15

Resistenze

- R1 = 330 Ω
- R2 = 1/2 Potenz. Volume 22 k Ω
- R3 = Trimmer 2,2 k Ω

Condensatori - Semiconduttori

- C3 = 1000 μ F 35 VL
- C4 = 1000 μ F 16 VL
- C5 = 100 μ F 16 VL
- C6 = 0,1 μ F
- C7 = 100 μ F 16 VL
- C8 = 100 μ F 16 VL
- C9 = 22 nF
- TR1 = 2N 1711 Motorola
- PD2 = B80 C5000
- IC1 = MC 7812 Motorola
- IC2 = MC 7805 Motorola
- Z1/Z2 = Zener da 10 V. 400 mW

Fig. 15 - Disposizione pratica dei componenti sullo stampato di figura 13.

Allimentatore stabilizzato

La figura 13 illustra il circuito elettrico completo dell'alimentatore stabilizzato e del regolatore di tensione.

Dalla stessa si nota, che il circuito è composto da due alimentatori separati formati rispettivamente da una sezione a tensioni fisse (+5V ; +12V) e da una sezione a tensione variabile. La tensione alternata viene raddrizzata dal ponte di diodi "PD2" e filtrata dal condensatore elettrolitico C3. All'uscita dell'IC1 otteniamo una tensione stabilizzata di +12 Volt necessaria ad alimentare i due circuiti di controllo di potenza a diodi LED. Tale uscita viene anche applicata all'ingresso del circuito integrato IC2 in grado di fornire una tensione fissa di +5 Volt, indispensabile per alimentare il circuito del controllo di volume digitale. La tensione raddrizzata prelevata all'uscita del ponte di diodi (PD2) viene anche inviata al collettore del transistor TR1 (2N1711). La tensione di riferimento di più 10 Volt si ottiene per mezzo dei diodi zener (Z1 - Z2) montati in opposizione di polarità per ridurre al minimo l'errore di tensione presente in uscita.

Il resistore R1 costituisce il carico dei diodi zener. La regolazione della tensione avviene tramite il partitore costituito dal trimmer R2 e dal potenziometro R3 che permette una variazione da un minimo di "0" Volt a un massimo di 10 Volt.

Per il montaggio dell'alimentatore non esistono grosse difficoltà, è sufficiente seguire attentamente il piano di montaggio pratico. La figura 14, illustra il circuito stampato in scala 1:1 visto dal lato rame mentre la figura 15 dà il disegno serigrafico della disposizione pratica dei componenti.

Si consiglia dapprima la sistemazione del ponte di diodi PD2, quindi dei condensatori rispettando la polarità, degli elettrolitici della resistenza R1, il trimmer R2, i diodi zener Z1, Z2, e come ultima fase si proceda alla saldatura del transistor TR1 e dei circuiti integrati IC1, IC2, rispettivamente MC 7812, MC 7805, escludendo il potenziometro R3, che non figura nel montaggio pratico in quanto non è altro che una sezione del potenziometro del volume.

L'unica soluzione di taratura consiste nel regolare il trimmer R2 fino ad ottenere una tensione massima di uscita pari a 10 V.

Con l'aiuto di un tester, verificate se sui punti A, B, C, sono presenti le seguenti tensioni:

A + 12 V.

B + 5 V.

C La tensione di questo punto si può ottenere regolando il potenziometro R3, in quanto esso è in grado di darci una tensione variabile che va da un minimo di 0V a un massimo di 10 V.

Intermodulazione negli amplificatori di antenna

Seconda parte di V. Calvaruso

Riprendiamo il discorso interrotto nella parte precedente descrivendo la messa a punto del BFW 16 e la sua circuiteria

Messa a punto del transistor BFW 16A

Quando il transistor BFW 16A viene impiegato nello stadio finale di un amplificatore di canale nella banda I oppure III, i fenomeni di intermodulazione prodotti dalle tre cause a cui abbiamo accennato nella precedente puntata sono del tutto trascurabili. In questo caso, la causa principale che può dare origine a fenomeni di intermodulazione è da ricercarsi esclusivamente nel "taglio" che subiscono le tensioni e le correnti in alta frequenza. Questo taglio dipende esclusivamente dalla ammettezza di carico e dalla regolazione in corrente continua del transistor. Qui di seguito esamineremo dettagliatamente la natura di queste cause di intermodulazione.

Taglio della tensione e della corrente di uscita in alta frequenza

Siccome i segnali di uscita alle frequenze rispettivamente p e q debbono avere una stessa ampiezza nelle condizioni in cui viene effettuata la misura dell'intermodulazione, i valori di picco massimo rispettivamente della corrente e della tensione di questi segnali ammonteranno a:

$$V_{0 \max} = (V_{CE} - V_{CEK})/2 \quad (1)$$

$$i_{0 \max} = I_C/2 \quad (2)$$

nella quale,

V_{CE} = tensione continua collettore-emettitore;

V_{CEK} = tensione di ginocchio a radio frequenza;

I_C = corrente continua di collettore.

Pertanto la potenza massima di uscita indistorta in alta frequenza dell'uno e dell'altro segnale sarà:

$$P_{0 \max} = I_C (V_{CE} - V_{CEK})/8 \quad (3)$$

Per essere sicuri che il "taglio" della corrente e della tensione avvenga, per lo stesso valore di ampiezza del segnale, in corrispondenza del punto di lavoro di continua scelto (vedi figura 1), la parte dell'ammettezza di carico Y_L dovrà corrispondere ad una resistenza di valore pari a:

$$R_L = (V_{CE} - V_{CEK})/I_C \quad (4)$$

Oltre a ciò, "conditio sine qua non" per avere la massima

potenza di uscita è che la sorgente riportata nel circuito equivalente di figura 2, fornisca corrente soltanto alla parte reale della ammettezza del carico, e questa condizione potrà realizzarsi solo nel caso in cui tutti i componenti passivi della capacità di uscita del transistor risultino accordati dalla componente induttiva del carico, e ciò, in altre parole, solo se nella configurazione ad emettitore comune, sarà valida l'eguaglianza:

$$-C_L = C_{oc} \quad (5)$$

nella quale,

$-C_L$ = induttanza del carico considerata come una capacità negativa,

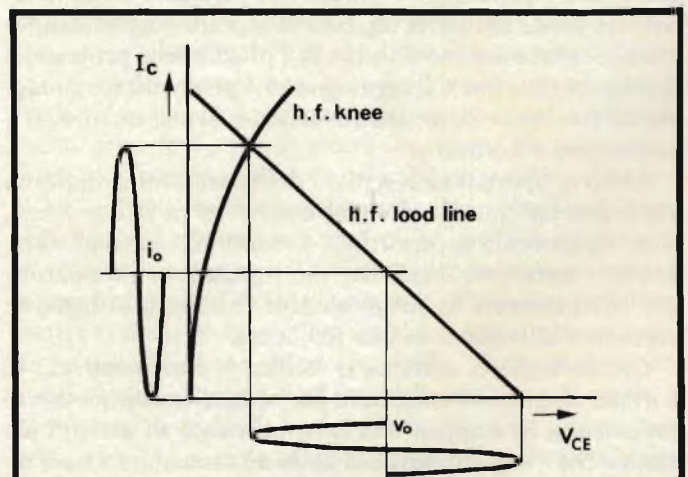


Fig. 1 - Massima escursione della tensione per un dato punto di lavoro in corrente continua.

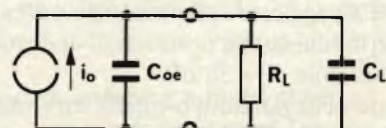


Fig. 2 - Circuito equivalente di uscita di un transistor con la sua ammettezza di carico.

C_0 = capacità di uscita del transistoro quando il suo ingresso viene posto in cortocircuito.

Pertanto, se l'unica causa che può dar luogo a fenomeni di intermodulazione è costituita dal "taglio" della corrente e della tensione, e se entrambi questi parametri sono uguali, avremo la massima potenza di uscita di ciascun segnale solo quando l'ammettenza del carico avrà un valore tale da soddisfare alle equazioni (4) e (5).

Siccome la tensione di ginocchio a radiofrequenza V_{CFK} del transistoro BWF 16A ha pressapoco il valore di 1,5V, la massima potenza di uscita indistorta P_{0max} dei due segnali rispettivamente p e q per $V_{CF} = 18V$ sarà uguale a: 82,5 mW per una regolazione cc di $I_E = 40$ mA, oppure 144 mW per una regolazione cc di $I_E = 70$ mA.

L'effetto che ha sull'intermodulazione il taglio contemporaneo della corrente e della tensione si può notare nelle curve in alto delle figure rispettivamente 7b e 7c. Ricordiamo che la figura 7a, b, c è apparsa nella trattazione della parte precedente. Supponendo di ammettere in un amplificatore di canale un valore massimo di intermodulazione uguale a -30 dB, sarà possibile ottenere con una regolazione cc di 40 mA, una potenza di uscita di circa 100 mW e di circa 150 mW con una regolazione cc di 70 mA. Ovviamente, i suddetti valori di potenza di uscita si possono ottenere solo nel caso in cui si riesca ad ottenere l'optimum nell'ammettenza di carico che per i punti di lavoro in cc suddetti venne ottenuto rispettivamente con:

$$R_L = 390 \Omega \text{ e } C_L = 5,6 \text{ pF}$$

$$R_L = 220 \Omega \text{ e } C_L = 5,6 \text{ pF}$$

Questi valori di R_L vanno perfettamente d'accordo con quelli dati dall'equazione (4); dal canto suo la capacità negativa soddisfa in tutto la condizione $-C_L = C_{0c}$ come appunto indicato dall'equazione (5). Nel circuito nel quale vengono effettuate queste misure, la capacità di uscita C_{0c} del transistoro cortocircuitato assume il valore di 4 pF (capacità propria del transistoro) alla quale si aggiungono 1,6 pF dovuti al montaggio del transistoro su un disco di ossido di berillio inserito tra il contenitore e lo chassis.

Le curve riportate nella figura 7 della parte scorsa, indicano che le potenze di uscita ottenibili con $I_E = 40$ mA e $I_E = 70$ mA sono leggermente superiori alle potenze massime indistorte ottenute attraverso il calcolo. Ciò significa, in altre parole, che effettivamente ha luogo qualche fenomeno di taglio di corrente e di tensione in alta frequenza.

Questo taglio di corrente si verifica in corrispondenza di correnti continue di emettitore più basse di quelle quotate in precedenza; ed è appunto in corrispondenza di correnti più elevate che il taglio di tensione tende ad aumentare. Quest'ultimo effetto deve essere imputato alla tendenza della tensione di ginocchio in alta frequenza V_{CFK} ad aumentare all'aumentare della corrente continua di emettitore I_E (vedi figura 1). In definitiva quindi, l'aumento del taglio della corrente e della tensione tende a peggiorare alla massima potenza di uscita il fattore di intermodulazione portandolo al di sopra del minimo livello tollerabile di -30 dB.

L'andamento delle porzioni b-e delle curve delle figure 7b e 7c è da attribuire al taglio di tensione, mentre l'andamento delle porzioni a-b delle stesse curve è da imputare in parte al taglio della corrente e in parte alla non linearità della caratteristica della giunzione base-emettitore. Effettivamente si veri-

fica un taglio di corrente tutte le volte che I_E risulta inferiore a $21_{ic} \sqrt{2}$. Prove pratiche hanno dimostrato che per frequenze molto più basse di quelle alle quali sono state ricavate le curve di figura 7, l'equazione (5) (la quale come è noto definisce la parte immaginaria dell'ammettenza di carico) non è più valida. Pertanto, per avere uno stesso valore di intermodulazione per uno stesso valore di potenza di uscita, si dovrà dare a C_L un valore molto più elevato di quello indicato dall'equazione (5).

Massima potenza di uscita ad un fattore di intermodulazione di -60 dB

Siccome la causa principale di intermodulazione da prendere in considerazione quando si ritiene accettabile un valore di intermodulazione di -30 dB è costituita dal taglio della corrente e della tensione, è evidente che il transistoro BFW 16A, potrà fornire la sua massima potenza di uscita solo negli amplificatori di canale. Viceversa, negli amplificatori di banda nei quali, come abbiamo visto, il livello di intermodulazione ammissibile deve essere -60 dB, le cause principali che possono dar luogo a fenomeni di intermodulazione sono, la non-linearità della caratteristica della giunzione base-emettitore, la diminuzione repentina (fall-off) della frequenza di transizione all'aumentare della corrente di emettitore ed infine la variazione della capacità base-collettore. Pertanto per ottenere la massima potenza di uscita in corrispondenza di questo assai basso livello di intermodulazione è assolutamente-

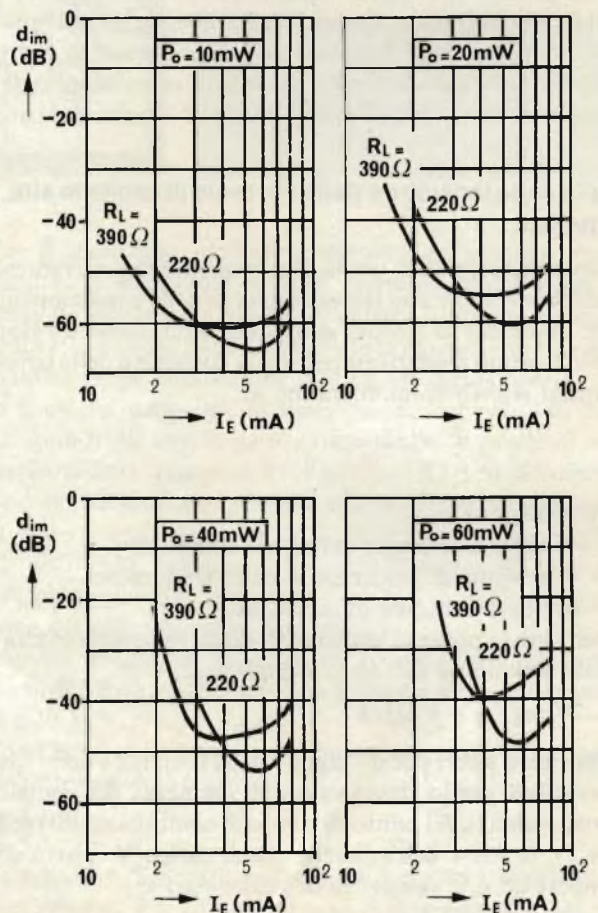


Fig. 3 - Curve "d_{im}" relative alle potenze di uscita uguali ma con differenti valori di R_L .

te necessario scegliere un punto di lavoro e un valore della ammettenza di carico tali che tutti e tre le suddette cause concorrano in uguale misura a produrre i fenomeni di intermodulazione in questione.

Qui di seguito illustreremo brevemente la procedura per ottenere la suddetta condizione.

Innanzitutto, verrà sfruttato il fatto che la tensione di uscita in alta frequenza V_o ha, nei confronti della capacità inversa $-C_{ic}$, una maggiore influenza della corrente di uscita i_o . Pertanto, sarà possibile per un dato valore della potenza di uscita P_o , ridurre la variazione della capacità ΔC_{ic} riducendo V_o ed aumentando contemporaneamente i_o ; o in altre parole, diminuendo R_L . In conseguenza di ciò si nota dal confronto delle *figura 7a, b*, c, è apparsa nella trattazione della parte precedente verso sinistra mentre le porzioni b-c si dirigono verso il basso.

Questo interessante comportamento è illustrato nuovamente nella *figura 3* nella quale abbiamo rintracciato le curve delle *figure 7b e 7c* in maniera però da mostrare quello che succede quando si diminuisce R_L . Si vede chiaramente come in tutti i casi la curva risulta spostata verso il basso e verso sinistra; lo spostamento a sinistra, che dà luogo ad un aumento dei fenomeni di intermodulazione, sarà da imputare alla non-linearità della caratteristica della giunzione base-emettitore, mentre la diminuzione dei fenomeni di intermodulazione che ha luogo nel tratto abbassato della curva, sarà dovuto alla variazione della capacità inversa.

Criteri per la scelta della configurazione circuitale da adottare per il transistor BFW 16A

Siccome se montato nella configurazione circuitale con base in comune, il transistor BFW 16A darebbe luogo, alle frequenze elevate, a fenomeni di instabilità, si consiglia di montarlo nella configurazione con emettitore comune. Ad ogni modo, in entrambe le suddette configurazioni l'ammettenza di uscita del transistor sarà data da:

$$Y_o = y_{22} - y_{12} y_{21} / (y_{22} + Y_s) \quad (6)$$

nella quale, Y_s indica l'ammettenza della sorgente.

Nella configurazione circuitale a base comune, la reazione del transistor, rappresentata dal secondo termine nella parte destra dell'equazione (6), tenderebbe a diminuire le ammettenze rispettivamente di ingresso e di uscita, e di conseguenza, produrrebbe una minore stabilità di funzionamento del transistor.

Viceversa, nella configurazione circuitale con emettitore in comune, l'effetto della reazione è quello di aumentare entrambe le ammettenze permettendo di migliorare considerevolmente la stabilità di funzionamento del transistor.

Questo non significa però che basti semplicemente montare il transistor in un circuito con emettitore in comune per non andare incontro ad alcun fenomeno di instabilità di funzionamento del transistor medesimo. Al contrario, nella realizzazione pratica dell'amplificatore si dovranno mettere in atto tutte quelle precauzioni classiche che evitano l'insorgere di oscillazioni parassite.

In *figura 4* riportiamo un circuito che può servire da esempio tipico di trasformazione di un normale amplificatore in un oscillatore qualora non vengano adottate le precauzioni a cui abbiamo accennato pocanzi.

Supponiamo infatti che l'amplificatore riportato in *figura*

4a non sia stato accordato alla frequenza di 205 MHz, e cioè alla frequenza centrale del canale 9. Se questo circuito non è ben progettato succederà che alle frequenze elevate esso si "trasformerà" nel noto circuito oscillatore Hartley riportato in *figura 4b*. Infatti, alle frequenze superiori a circa 220 MHz, i circuiti accordati in parallelo, rispettivamente I e II, risulteranno in cortocircuito. Succederà inoltre che in corrispondenza di quel particolare valore di frequenza per cui il condensatore C1 insieme all'induttanza dispersa della rimanente parte del circuito di ingresso forma un circuito accordato in serie, la base del transistor risulterà effettivamente collegata a massa.

È evidente che se non si provvede a disaccoppiare opportunamente l'emettitore in maniera che esso non presenti una componente induttiva, il nostro amplificatore si trasformerà in un vero e proprio oscillatore di tipo Hartley.

Un tale rischio può essere eliminato impiegando un circuito di ingresso e di uscita come quelli riportati in *figura 5* (parte precedente) e assicurandosi che non sia presente alcuna induttanza fra l'emettitore e massa; ciò significa in pratica che l'emettitore dovrà risultare disaccoppiato fino a quelle frequenze elevate in corrispondenza delle quali potrebbero verificarsi fenomeni di instabilità (il condensatore di disaccoppiamento dovrebbe essere preferibilmente del tipo a disco).

Oltre ad eliminare i fenomeni di instabilità, il montaggio del transistor nella configurazione con emettitore in comune, offre notevoli facilitazioni per ciò che riguarda le esigenze di adattamento del circuito di uscita richieste di regola negli amplificatori di antenna. Grazie infatti alla reazione che ha luogo attraverso la capacità collettore-base è possibile, regolando l'ammettenza della sorgente Y_s del transistor, adattare la sua uscita a quel valore di ammettenza di carico richiesta per avere il minimo valore di intermodulazione. Il motivo di questo comportamento trova la sua logica spiegazione qualora si esamini ancora una volta l'equazione (6). Infatti, se non si avesse assolutamente reazione, il secondo termine della parte sinistra dell'equazione si annullerebbe, ed in questo caso Y_o risulterebbe uguale a y_{22} ; succederebbe allora che in entrambe le configurazioni con base in comune che con emettitore in comune, l'ammettenza di uscita del transistor risulterebbe molto bassa. Nella configurazione circuitale con base in comune, l'effetto della reazione non è altro che quello di ridurre ulteriormente l'ammettenza di uscita rendendo in questa maniera estremamente difficile l'adattamento del transistor all'ammettenza di carico in maniera tale da ottenere un basso livello di intermodulazione. Viceversa, nella configurazione con emettitore in comune, l'effetto della reazione è quello di aumentare la suddetta ammettenza. In quest'ultimo caso, pertanto sarà possibile adattare il transistor al valore ottimo della ammettenza di carico semplicemente regolando l'ammettenza della sorgente Y_s . (Si deve far presente però che questo sistema di adattamento non è compatibile con eventuali circuiti di neutralizzazione dato che esso tende a mantenere su bassi valori l'ammettenza di uscita del transistor; la neutralizzazione non è quindi consigliata in questi casi).

Amplificatori di antenna a molti stadi

Fino a questo punto della nostra trattazione abbiamo esaminato il comportamento del transistor BFW 16A impiegato soltanto nello stadio finale di un amplificatore di antenna. Di questo transistor abbiamo esaminato molto dettagliata-

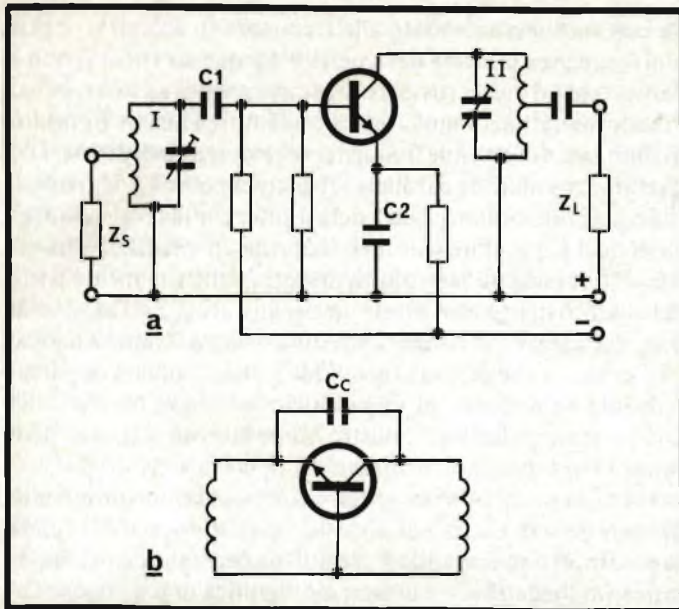


Fig. 4 - (a) circuito di principio non raccomandato per la realizzazione dello stadio finale (b) schema di principio dell'oscillatore Hartley

mente tutte le cause che possono produrre fenomeni di intermodulazione, ma in un amplificatore completo non è solo il fenomeno di intermodulazione che deve essere tenuto presente bensì anche il guadagno di potenza dell'amplificatore nonché il rapporto segnale/rumore caratteristico dell'amplificatore.

Per ciò che riguarda le caratteristiche del rumore si deve tener presente che per avere risultati soddisfacenti sotto questo punto di vista è necessario regolare su un valore abbastanza basso la corrente continua di emettitore del transistor di ingresso. Abbiamo visto però che riducendo la corrente continua di emettitore il transistor può dar luogo a fenomeni di intermodulazione a meno che non si richieda da esso una potenza di uscita estremamente bassa. È evidente però che se da un amplificatore di antenna a due stadi si desidera una discreta potenza di uscita, si potrà far lavorare il transistor di ingresso con una bassa corrente di emettitore (e quindi con bassa potenza di uscita) solo nel caso in cui lo stadio finale dell'amplificatore abbia un guadagno elevato.

Ecco quindi che al transistor finale di un amplificatore di antenna non si richiede soltanto che lavori in maniera tale da dare scarsi fenomeni di intermodulazione ma che fornisca anche un considerevole guadagno di segnale. Se infatti il guadagno dello stadio finale è insufficiente, l'amplificatore non sarà in grado di fornire l'optimum della massima potenza di uscita; è evidente quindi che in questo caso il comportamento dell'amplificatore agli effetti della intermodulazione risulterà determinato dal primo stadio, e di conseguenza, i bassi livelli di intermodulazione forniti dal transistor finale non saranno in pratica di alcun giovamento.

In proposito sarà bene sottolineare il fatto che il transistor BFW 16A ha la caratteristica di presentare un ottimo comportamento agli effetti della intermodulazione e un guadagno elevato entro tutta la banda completa delle frequenze TV e cioè, I, II, III e IV/V (Da 40 MHz a 860 MHz).

Da parte sua le caratteristiche che dovrà possedere il transistor d'ingresso dell'amplificatore di antenna possono essere così riassunte:

- basso valore di rumore entro tutta la gamma delle frequenze amplificate, cioè da 40 MHz a 860 MHz, anche nel caso in cui venga fatto funzionare con una corrente di emettitore elevata;
- ottimo comportamento agli effetti della intermodulazione;
- guadagno di potenza elevato.

L'ultima di queste caratteristiche, e cioè, l'elevato guadagno di potenza è desiderabile per far sì che il contributo del transistor finale agli effetti del rumore complessivo dell'amplificatore risulti estremamente basso. (Si tenga presente che il transistor finale viene regolato per un valore elevato dalla corrente continua di emettitore).

Alle suddette esigenze soddisfa il transistor BFW 90 che è stato appositamente sviluppato per essere impiegato negli stadi di ingresso di amplificatori di canale, di banda oppure anche per amplificatori di antenna a larga banda. Come risulta dalla figura 2 della prima parte, il valore di optimum della corrente continua di emettitore del BFW 90 agli effetti della intermodulazione, si aggira sui 14 mA. A questo valore di corrente, le caratteristiche di rumore sono ancora buone.

Concludendo possiamo pertanto affermare che i transistori BFW 90 e BFW 16A costituiscono una combinazione ideale per la realizzazione di amplificatori di antenna sia di canale che di banda.

Negli stadi finali di amplificatori di antenna a larga banda operanti da 40 MHz a 860 MHz può essere impiegato il transistor BFW 30. Siffatti amplificatori non contengono, come è noto, né circuiti accordati né filtri, ed inoltre l'uscita del transistor è terminata su una ammettenza molto elevata come indicato per esempio nel circuito di figura 2 sempre della parte precedente. Se si esige che un siffatto amplificatore posseda un valore di intermodulazione molto basso, e cioè - 60 dB, bisognerà accontentarsi di una tensione di uscita r.f. relativamente bassa. Pertanto, in questo tipo di amplificatore, l'intermodulazione dipenderà esclusivamente dalla non-linearità della caratteristica giunzione-emettitore e dal valore della corrente continua di emettitore in corrispondenza della quale la frequenza di transizione inizia a calare.

alla **C.P.E.**

troverete puntualmente
ogni mese la rivista
Elektor ed i Kits dei
progetti pubblicati.

C.P.E. Via Appia, 279 - 04028 SCAURI (LT)
Tel. 0771/65.59.0

BIRD43

BIRD4381

MISURA DI POTENZA RF

da 0,45 a 2300 MHz
da 0,1 a 10000 Watt
con..



VATTMETRI RF PASSANTI BIDIREZIONALI (THRULINE)

ia che scegliate il famoso **modello 43** (oltre 30.000 venduti) oppure la nuova versione **modello 4431**, con accoppiatore direzionale variabile incorporato (Vi consente di esaminare il segnale RF al contatore o all'analizzatore di spettro o altro), avrete uno strumento professionale, ad ottima direttività, che Vi consente misure precise ed affidabili, sempre.



IL wattmetro digitale della nuova generazione. **Modello 4381 ANALYST**, utilizza gli stessi tappi del Modello 43. Basta premere un pulsante per leggere direttamente nel visualizzatore digitale (sovrapposta 20%, posizionamento automatico della virgola) senza necessità di calcoli o tabelle, la potenza CW o FM sia incidente che riflessa (in Watt o dBm), il VSWR, le perdite di ritorno in dB, la potenza di picco in Watt e la modulazione in percentuale. Si può inoltre rilevare i min/max di potenza con memorizzazione. Si tratta di uno strumento, totalmente di nuova concezione, che inizia una nuova era nel campo delle misure ed analisi della potenza RF e che continua per gli anni 80 la tradizione di leadership della Bird.

ASTO ASSORTIMENTO DI ELEMENTI (TAPPI), COMUNI A TUTTI I THRULINE, PER PRONTA CONSEGNA

BIRD

- CARICHI COASSIALI
- WATTMETRI TERMINALI
- ATTENUATORI
- FILTRI
- SENSORI DI POTENZA
- SISTEMI DI MONITORAGGIO/
ALLARME PER TRASMETTITORI



Una linea completa di strumenti ed accessori in coassiale per l'industria delle comunicazioni RF sia per il controllo di ricezione che di trasmissione. Possibilità di fornire componenti RF in esecuzione speciale (filtri, sensori e filtri/sensori accoppiati). Disponibili a richiesta un completo catalogo generale oppure cataloghi specifici per misure su ricetrasmittitori mobili o su trasmettitori fissi di potenza.

Vianello

Sede: 20121 Milano - Via Tommaso da Cazzaniga 9/6
Tel. (02) 34.52.071 (5 linee)
Filiale: 00185 Roma - Via S. Croce in Gerusalemme 97
Tel. (06) 75.76.941/250-75.55.108

Alla VIANELLO S.p.A. - MILANO
Inviatemi informazioni complete, senza impegno

.....
NOME

.....
SOCIETA'/ENTE

.....
REPARTO

.....
INDIRIZZO

.....
CITTA

.....
TEL

SR 4/81 B 1

PHILIPS METTE LE COSE IN CHIARO (con gli amplificatori canalizzati)

SISTEMI MODULARI

Sistemi modulari
per tutte le esigenze d'impianto:
guadagni differenziati
livello d'uscita differenziato
basso livello di distorsione
elevato livello d'uscita
bassa figura di rumore
elevata selettività

LHC 9822 Amplificatori serie "Mini Star"
Sistema modulare realizzato per piccoli
e medi impianti collettivi:
guadagno 22 dB
livello d'uscita 110 dB μ V

LHC 92../.. Amplificatore
serie "Star 35 dB"
Nuova serie di amplificatori
compatibili dal punto di vista
elettrico e meccanico con
l'esistente serie "Super Star".

I moduli UHF prevedono
l'automiscelazione degli ingressi:
guadagno 35 dB livello d'uscita 120 dB μ V
intermodulazione -54 dB
bassa figura di rumore elevata selettività
Particolarmente adatti alla realizzazione di
grandi sistemi collettivi.

LHC 90../.. Amplificatori serie
"Super Star" 50 dB
Amplificatori ampiamente utilizzati nella
realizzazione di grandi sistemi collettivi.
guadagno 50 dB livello d'uscita 123 dB μ V
intermodulazione -54 dB
bassa figura di rumore
elevata selettività



PHILIPS

Philips S.p.A. - Reparto ELA-MD Tel. 6445
V.le Fulvio Testi, 327 - 20162 MILANO

Componenti risonanti speciali

di L. Salvati

I filtri piezo ceramici

Nella realizzazione dei circuiti selettivi per filtri e oscillatori AF oppure BF vi è la tendenza, ogni qual volta è possibile, ad impiegare filtri ceramici in sostituzione delle bobine che creano sempre problemi realizzativi e di taratura. Infatti i circuiti RC in cascata e a π presentano poli multipli e non possono assicurare la selettività e la precisione dei circuiti LC.

Il loro impiego corrente viene quindi limitato a circuiti filtri con banda relativamente larga e richiedono spesso l'impiego di elementi regolabili di grande precisione.

Infine la variazione della temperatura di lavoro provoca variazioni di allineamento non trascurabili. Nei casi in cui necessitano curve di risposta molto selettive e di grande stabilità di frequenza la migliore soluzione alternativa ai circuiti LC è quindi l'impiego di filtri ad elementi piezo-elettrici.

Generalità dei componenti piezo-elettrici selettivi

Per meglio comprendere il funzionamento è bene richiamare alcune nozioni dell'orologeria, ove un'accettabile precisione nella misura del tempo si è resa possibile con l'introduzione del bilanciere. Questo riferimento è strettamente legato alle caratteristiche geometriche e fisiche del pendolo, caratteristiche sulle quali è spesso necessario intervenire con regolazioni.

Questa premessa è necessaria come introduzione all'uso dei quarzi negli oscillatori di precisione. Si nota che la frequenza di un quarzo è determinata dalle sue dimensioni, cioè da un insieme di caratteristiche geometriche, come accade con il bilanciere ed il rispettivo pendolo in orologeria.

Il nostro parallelo trova una logica in quanto i quarzi prendendo via via il posto dei bilancieri nella misura temporale nei moderni orologi.

Il primo pregio dei quarzi è soprattutto la stabilità di frequenza delle oscillazioni emesse e accettate, fatto che consente una minore ricercatezza nella realizzazione dei circuiti accordati.

Le catene FI dei ricevitori radio giovano ugualmente della stabilità di frequenza dei quarzi. In effetti, al posto degli elementi selettivi costituiti da circuiti LC, negli stadi di un amplificatore è possibile mettere in opera un filtro a quarzo, assemblando dei quarzi con frequenze ben definite in modo da ottenere un filtro passa-banda ove la curva di risposta è determinata in modo molto esatto, seguito da uno stadio amplificatore ad elevato guadagno avente una selettività praticamente nulla.

La selettività del ricevitore è quindi ottenuta completamente all'uscita del mescolatore e solo il perfetto segnale FI viene sottoposto ad amplificazione.

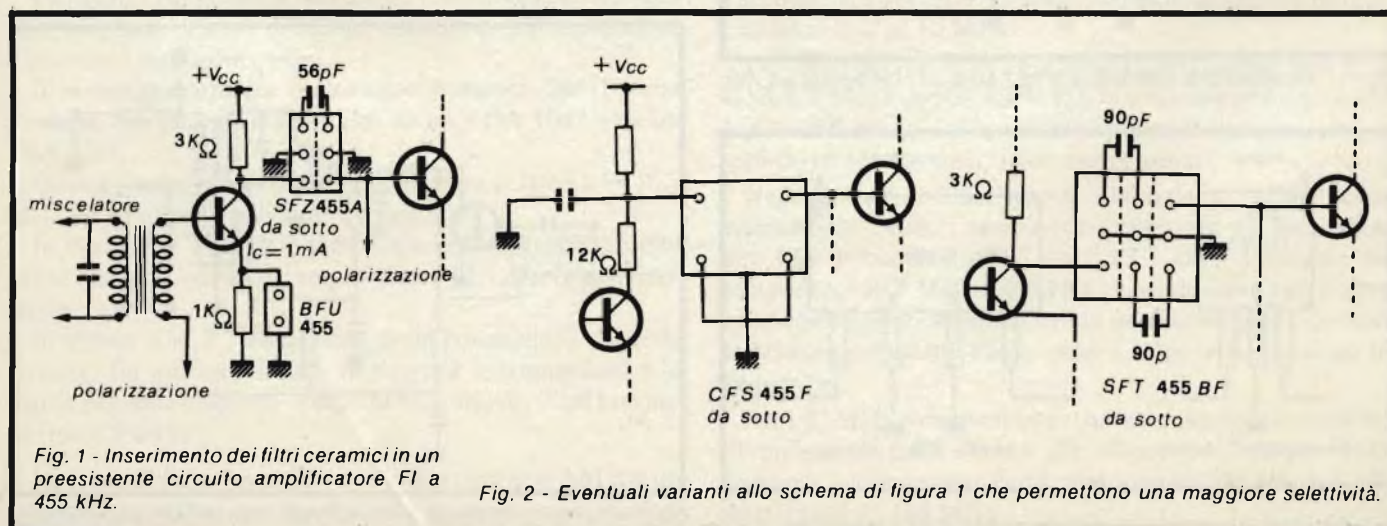


Fig. 1 - Inserimento dei filtri ceramici in un preesistente circuito amplificatore FI a 455 kHz.

Fig. 2 - Eventuali varianti allo schema di figura 1 che permettono una maggiore selettività.

tipo di filtro	BFU455K	SFZ455A	SFT455B	CFS455F
BP a 3dB	8±2 kHz	4,5±1 kHz	4,5±1 kHz	4,2 kHz

Fig. 3 - Banda passante (a - 3 dB) per i più diffusi filtri ceramici.

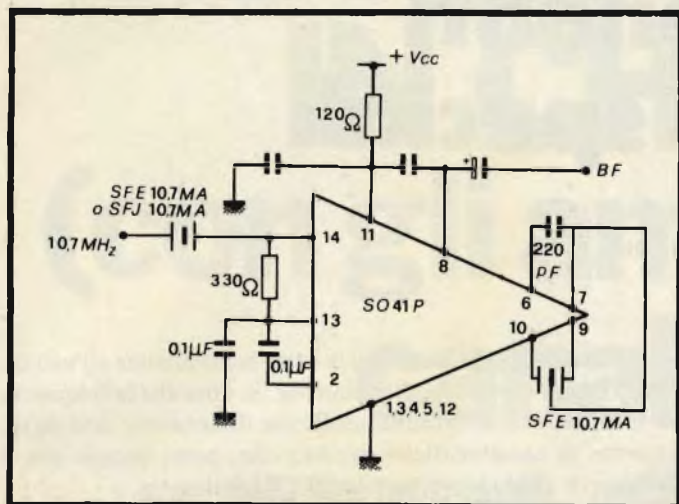


Fig. 4 - Amplificatore FI e demodulatore realizzato attorno all'integrato SO41P.

Questo procedimento acquista maggior significato con l'impiego dei circuiti integrati che realizzano in un solo contenitore tutte le funzioni dell'amplificatore FI a grande guadagno. In questo modo appare evidente il vantaggio dell'impiego dei filtri a quarzo, che comporta una riduzione notevole del costo totale del ricevitore.

A differenza dei quarzi, cristalli naturali tagliati in funzione delle necessità, i ceramici-piezo-elettrici sono ottenuti per

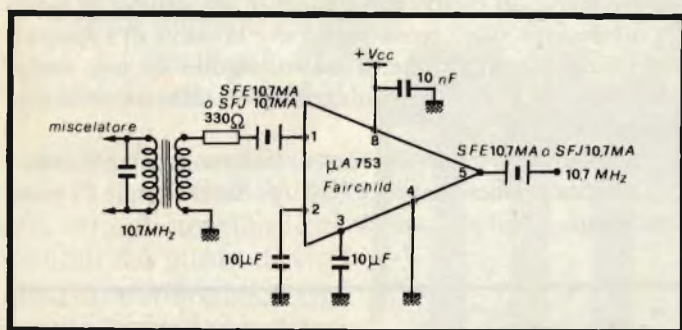


Fig. 5 - Amplificatore - limitatore a 10,7 MHz con l'integrato μA 753.

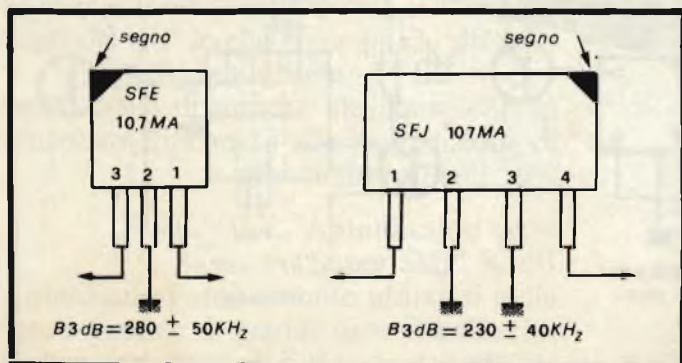


Fig. 6 - Zoccolatura dei filtri della serie SFE e SFJ (10,7 MHz).

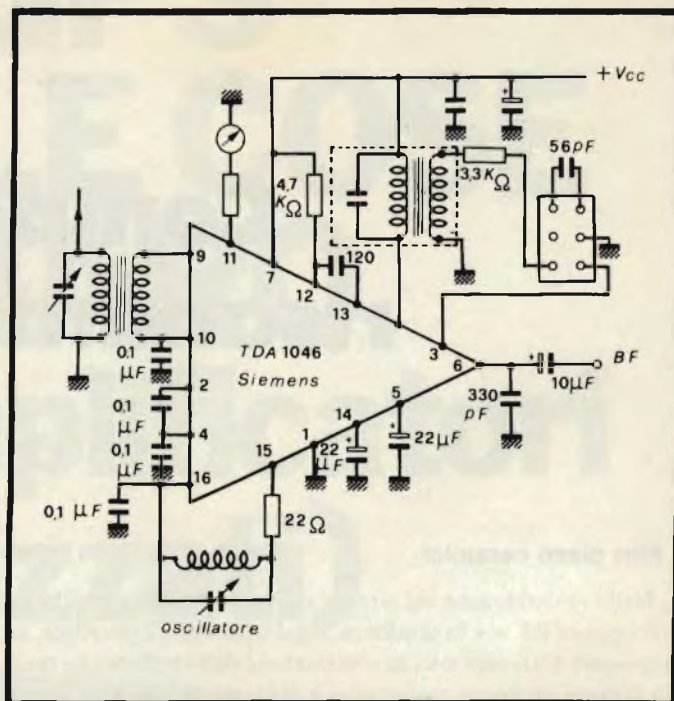


Fig. 7 - Schema elettrico di un completo ricevitore AM impiegante l'integrato TDA1046 ed il filtro ceramico SFZ4551.

cottura sotto pressione di una miscela di componenti chimici la cui forma varia secondo il tipo del prodotto che si desidera ottenere.

La realizzazione d'un cristallo piezo-elettrico dalle dimen-

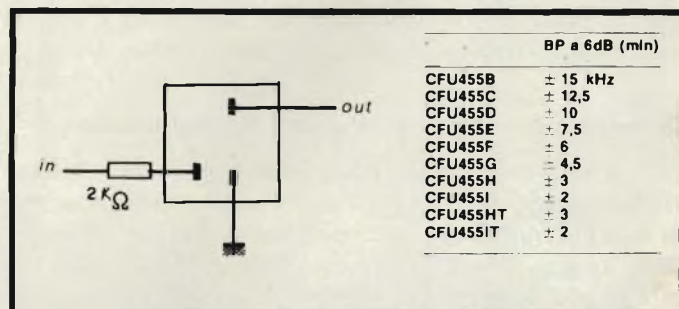


Fig. 8 - Connessioni al filtro ceramico CFU455B e banda passante secondo la versione.

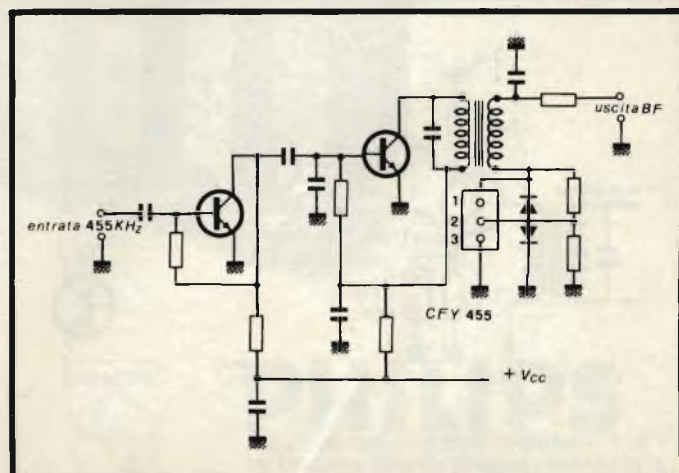


Fig. 9 - Impiego del filtro ceramico CFY455 in un circuito discriminatore FM a 455 kHz.

sioni (quindi dalla frequenza) standardizzate può venir realizzato con procedure automatiche in grande serie con una considerevole riduzione dei costi. Perciò un filtro, anche se composto da numerosi cristalli risuonatori, ma operanti su una frequenza standard (455 kHz ad esempio) sgrava in misura ragionevole il costo totale di un circuito FI di elevata qualità. Inoltre, la riduzione o la soppressione delle operazioni di allineamento nel corso della fabbricazione contribuiscono ad un'ulteriore riduzione dei costi di produzione.

Esempi di circuiti FI a filtri ceramici

Gli esempi di schemi applicativi si riferiscono a filtri di differenti modelli scelti entro la produzione Murata/Stettner.

La realizzazione dei circuiti stampati impieganti questi componenti non comporta problemi particolari in quanto i filtri ceramici non generano e non sono influenzati da campi magnetici, contrariamente ai circuiti LC, e non richiedono quindi schermatura.

È opportuno scegliere, come per tutti i risuonatori meccanici, un filtro ceramico che abbia delle risonanze parassite lontane dalla frequenza nominale. Di conseguenza, è raccomandabile inserire anche un circuito LC entro la catena FI, che preveda ad una reiezione delle frequenze indesiderabili.

La configurazione più frequente è che il mescolatore termini entro il primario d'un trasformatore FI con il secondario collegato, tramite un'adeguata resistenza, al filtro ceramico la cui impedenza d'ingresso viene in tal modo correttamente adattata.

La figura 1 consente di effettuare i collegamenti seguendo il vecchio montaggio e selettività ripartite. Si possono in effetti impiegare dei filtri ceramici collegandoli fra due stadi a transistori e sostituire i condensatori di disaccoppiamento delle resistenze di emettitore con filtri appositamente realizzati per questo fine (per rendere selettiva la controreazione di emettitore).

La figura 2 ci fornisce le indicazioni necessarie all'impiego dei filtri ad alta selettività, per realizzazioni di ricevitori con alte caratteristiche. I valori resistivi indicati nelle figure vanno rispettati al fine di conservare un buon adattamento dei filtri.

La figura 3 ci dà l'idea delle bande passanti ottenibili per ogni elemento.

La figura 4 rappresenta un circuito che soddisfa le necessità FM, con la selettività più larga necessaria per la ricezione d'emissioni multiplex stereo.

Il montaggio utilizza un circuito integrato S041P della Siemens, che può venir sostituito da un TDA 1047 o da un TBA 120S.

Questa figura rappresenta una completa piastrina FI 10,7 MHz ed è del tutto priva di regolazioni.

In figura 5 vi è un altro semplice e molto efficace circuito per la realizzazione di un amplificatore FI, completo di limitatore.

In figura 6 vi è l'indicazione delle connessioni dei filtri ceramici fin qui menzionati, in figura 8 le connessioni e la banda passante (secondo le diverse versioni) del filtro ceramico tipo CFU455.

Lo schema della figura 7 ci riporta alla ricezione AM con un ricevitore completo ove la selettività è ottenuta con trasfor-

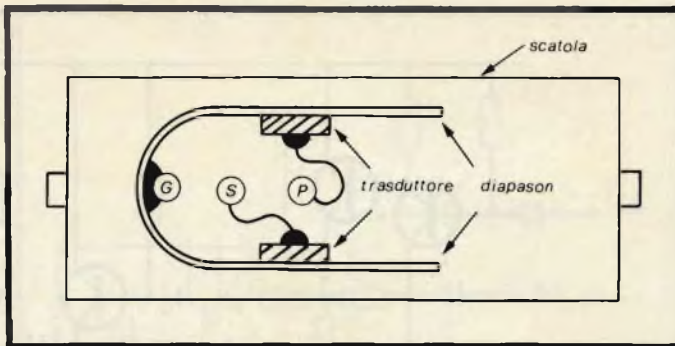


Fig. 10 - Struttura interna di un diapason piezoelettrico.

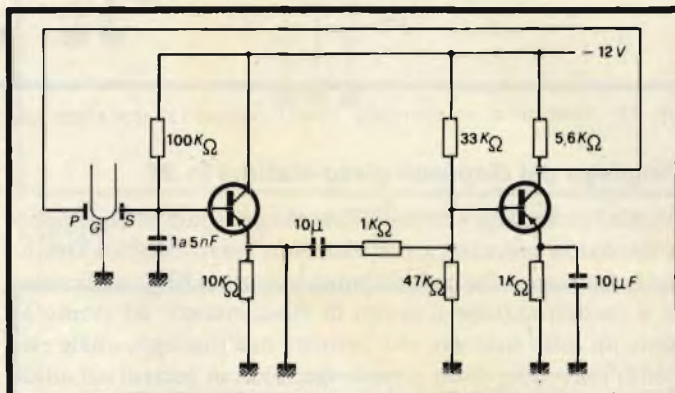


Fig. 11 - Semplice oscillatore a diapason realizzato attorno a due transistori p-n-p.

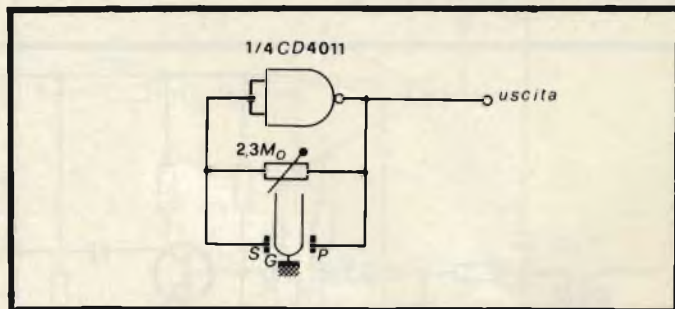


Fig. 12 - Semplice oscillatore a diapason realizzato con una porta invertente CMOS.

matore e filtro ceramico. Una appropriata scelta delle bobine d'accordo e d'oscillatore locale permette di coprire tutte le frequenze fino ai 30 MHz.

La selettività può essere migliorata impiegando i filtri SFT 455B, CF 5455F oppure CFU 455, in sostituzione del SFZ 455 A. I modelli più selettivi sono impiegati normalmente solo per applicazioni in gamma "telecomunicazioni".

Nella figura 9 ci limiteremo al campo dei 455 kHz "telecomunicazioni": essa ci mostra come realizzare un discriminatore FM di buona qualità con il CFJ 455S. L'insieme dei componenti 10,7 MHz e 455 kHz che si descrive può d'altra parte equipaggiare in modo valido numerosi tipi di ricevitori di telecomunicazioni FM o AM a doppia conversione in frequenza.

Per i 27 MHz comunemente si noterà maggiore la tensione all'impiego del SFE 27 MA che, disposto all'ingresso della ricezione, presenta una banda passante di 500 kHz a 3 dB, centrata sui 27,185 MHz.

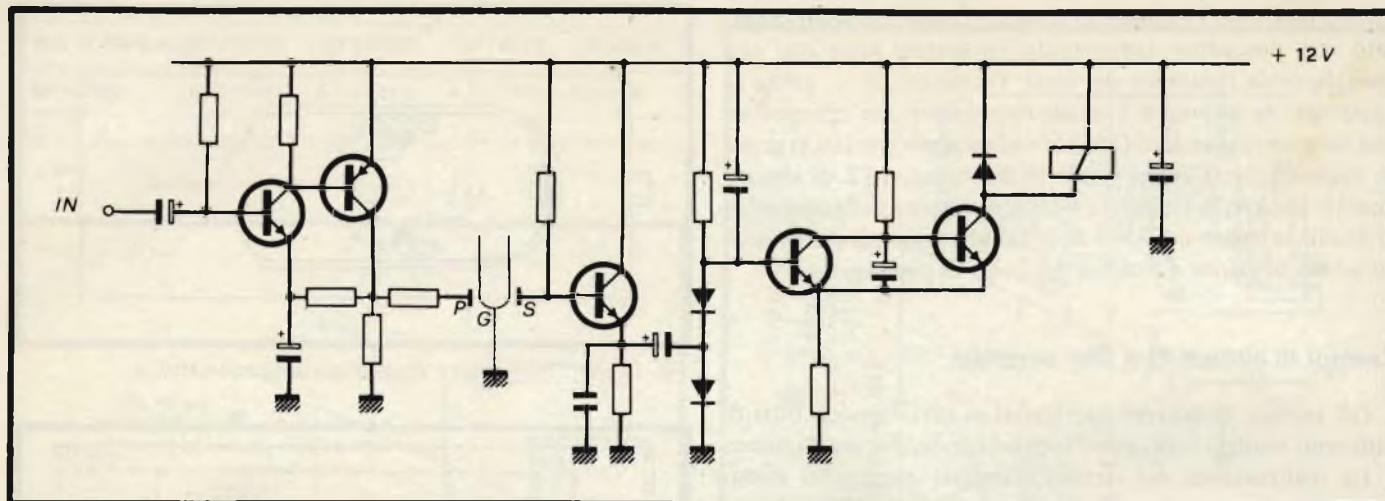


Fig. 13 - Esempio di un cosiddetto "relè di frequenza" realizzato con componenti discreti.

L'impiego del diapason piezo-elettrici in BF

I filtri ceramici per circuiti FI, come per i quarzi, esprimono la risonanza meccanica dell'elemento piezo-elettrico stesso. Per le frequenze che cadono entro lo spettro BF (codificazione e decodificazione d'ordini di telecomando, ad esempio) esiste un altro metodo, che consiste nell'impiego, quale elemento risonante, di un piccolo diapason in acciaio sul quale sono saldati due trasduttori piezo-elettrici.

Il primo serve per eccitare il diapason, il secondo mette in evidenza le vibrazioni risonanti.

La figura 10 mostra la struttura interna del componente. Tre piedini di raccordo collegano la massa ed i due trasduttori, il cui punto freddo è collegato al diapason di acciaio.

Le caratteristiche tipiche di questi componenti sono:

- L'impedenza d'entrata e quella d'uscita è quella propria dei trasduttori ceramici (300 k Ω alla frequenza nominale) e quindi essenzialmente capacitiva (700 pF circa);
- la larghezza di banda è molto piccola (1,5 Hz per 300 Hz e 3,5 Hz per 3000 Hz, a - 3 dB);
- la precisione di frequenza è molto buona ($\pm 0,5$ 1 Hz);

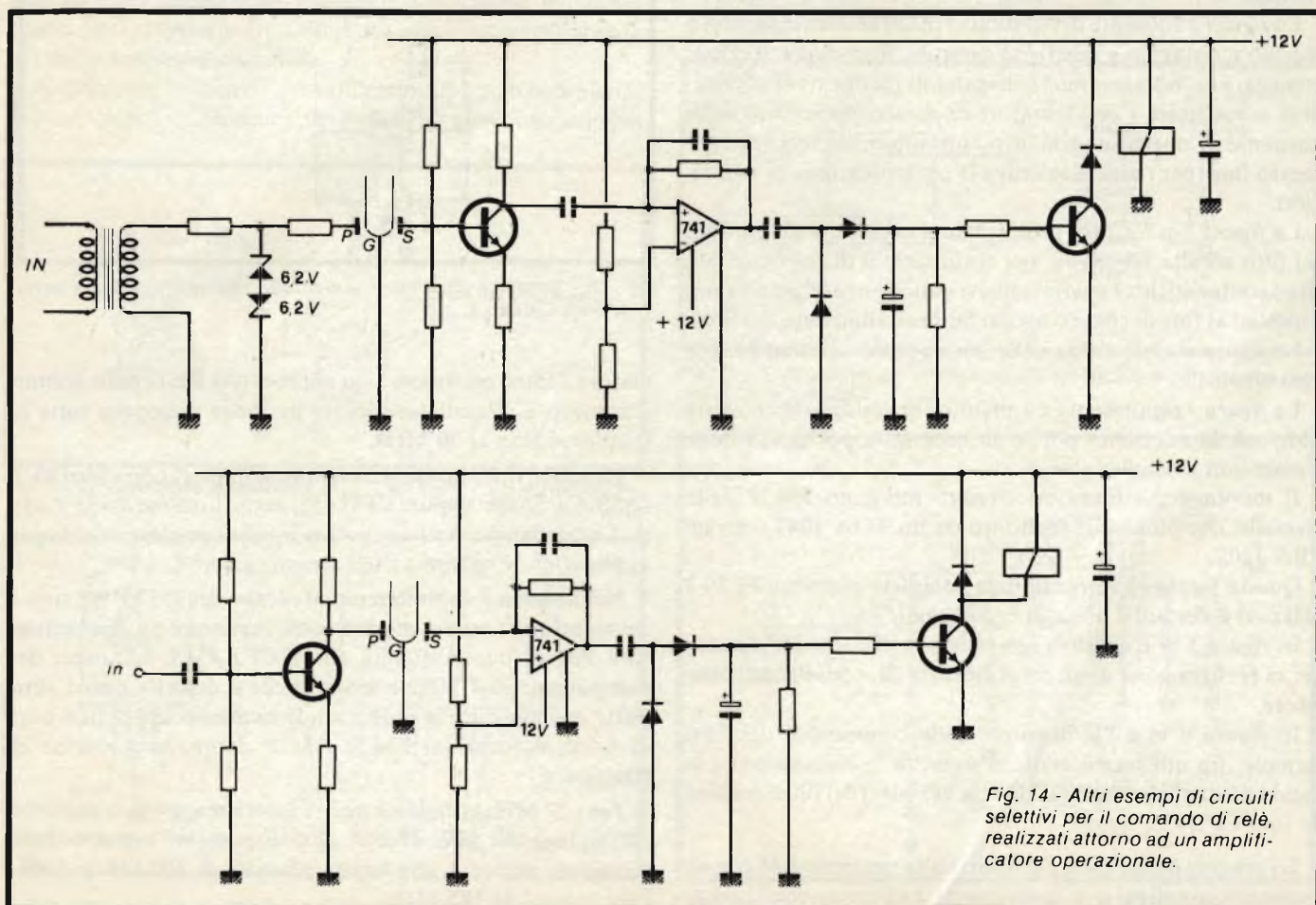


Fig. 14 - Altri esempi di circuiti selettivi per il comando di relè, realizzati attorno ad un amplificatore operazionale.

— i tempi di risposta sono molto lunghi; per un oscillatore la messa in oscillazione può prendere diversi secondi. Questo ammortamento notevole presenta un buon vantaggio per i telecomandi via radio. In effetti, allorché un ritardo di risposta da qualche dozzina a qualche centinaio di millisecondi è accettabile (il che è generalmente frequente), è possibile ottenere una eccezionale protezione contro i più svariati parassiti.

Messa in opera del diapason

Un telecomando a diapason è composto da oscillatori e selettori raggruppati in matrici più o meno complesse. È praticamente obbligatorio l'impiego dei diapason alle due estremità di collegamento, in ragione della piccola tolleranza esistente sulle frequenze.

Nel caso di numerosi canali si potrà tuttavia esaminare l'emissione utilizzando un divisore programmabile di frequenza pilotate da un oscillatore al quarzo.

Nello studio dei circuiti a diapason bisogna tener conto di più fattori:

- l'impedenza nominale dei diapason è di $300\text{ k}\Omega$, se l'ingresso e l'uscita si basa su impedenze inferiori la larghezza della banda ne risulterà ridotta con il vantaggio tuttavia di una maggiore selettività. Ciò può risultare utile allorché si desidera ottenere una grande sicurezza di decodificazione.
- Esiste uno sfasamento fra il segnale d'ingresso e d'uscita. Questo sfasamento dipende dall'adattamento d'impedenza all'ingresso e all'uscita e dalla frequenza. Nel caso d'un adattamento ottimale ($300\text{ k}\Omega$), lo sfasamento è di 90° , il che non consente la realizzazione di un circuito oscillatore semplice. Vi sono tuttavia filtri diapason con lo sfasamento intorno ai 180° per una frequenza inferiore da 0,2 a 0,5% della frequenza di risonanza. È per questa ragione che esistono diapason che pur essendo marcati con la stessa frequenza, differiscono nelle caratteristiche secondo l'uso a cui sono destinati: trasmissione o ricezione. I primi sono regolati su una frequenza superiore dallo 0,2 allo 0,5% per permettere una facile realizzazione dell'oscillatore. Differenti vie possono essere seguite in fase di progettazione d'un assemblaggio di telecomando a diapason.
- Studio completo dei circuiti con impiego di componenti correnti.
- Impiego di componenti specifici associati ai diapason.
- Impiego di "relè di frequenza" comprendenti il diapason e la rispettiva elettronica.

Circuiti sperimentali con componenti correnti

L'oscillatore in figura 11 usa solamente due transistori. Quello in figura 12 impiega una porta invertente della serie CMOS. Sono interessanti, semplici, e generano segnali rettangolari.

I segnali in uscita compatibili a tutti gli ingressi CMOS.

In effetti, questo oscillatore necessita di due o tre secondi per sbloccarsi, il che rende preferibile una manipolazione esterna dei segnali. Il selettore transistorizzato della figura 13 è previsto per impiegare i segnali relativamente deboli in uscita di un discriminatore FM.

Il selettore in figura 14a, di contro impiega un segnale

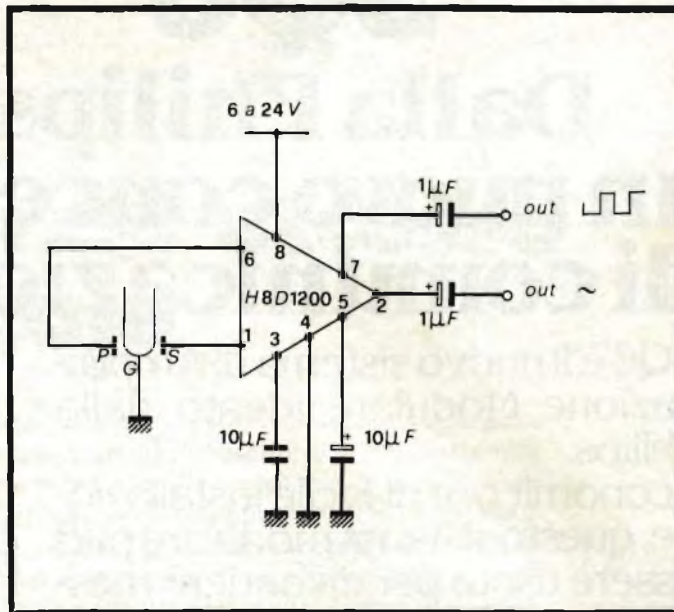


Fig. 15 Oscillatore a diapason realizzato attorno all'integrato H8D1200.

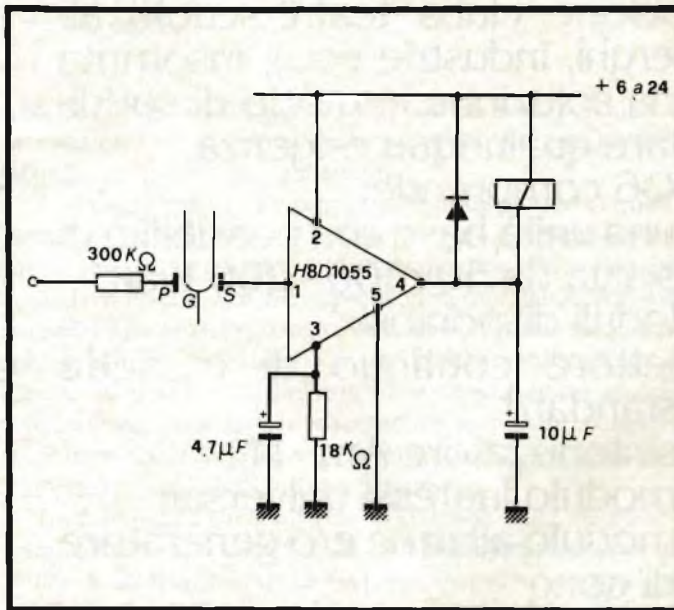


Fig. 16 - "Relè di frequenza" con l'integrato H8D1055.

proveniente da un'uscita per altoparlante o di una linea filare a $600\ \Omega$.

Quello della figura 14b prevede anch'esso un segnale in ingresso a basso livello.

Circuiti sperimentali a componenti specifici

I fabbricanti dei diapason (Murata - STETTNER) forniscono dei circuiti integrati ibridi perfettamente adattabili ad impieghi come oscillatori o relè di frequenza.

Le figure 15 e 16 sono gli schemi di questi due circuiti integrati (M8D1200 e M8D1055).

Si rammenta che l'innesco delle oscillazioni di un diapason non è istantaneo e che consente o meno il passaggio del segnale.

SQ6

Dalla Philips

un nuovo concetto di comunicazione



SQ6 è il nuovo sistema di Amplificazione Modulare ideato dalla Philips.

Economico, e di facile installazione, questo sistema modulare può essere usato per diffondere messaggi, annunci prioritari e allarmi, oppure musica in luoghi pubblici (piscine, clubs, teatri, scuole, alberghi, industrie ecc.), insomma una soluzione in grado di soddisfare qualunque esigenza.

SQ6 comprende:

- una unità base con possibilità di scelta da 50 - 100 - 200 Watt.

Moduli disponibili:

- lettore continuo di cassette standard
- sintonizzatore Am - FM
- modulo ingressi universali
- modulo allarme e/o generatore di gong

- selettore attivo/passivo di altoparlanti

SQ6, oltre ad avere i collegamenti dei moduli tutti spinati, permette il collegamento di microfoni o altre sorgenti sonore mediante spine standard.

Gli altoparlanti collegabili possono essere scelti fra tutta la gamma la cui qualità è garantita dal marchio Philips.

SQ6

Sistema di amplificazione modulare

Desidero ricevere informazioni dettagliate sul sistema SQ6



strtv

Nome

Azienda

Indirizzo



PHILIPS

Philips SpA - Reparto ELA-MD Tel 6445
V.le Fulvio Testi, 327 - 20162 MILANO

DAV AM

La memoria ad accesso casuale

Lo sviluppo tecnologico riscontrato nelle diverse branche dell'elettronica in questi ultimi venti anni ha consentito la realizzazione di numerosi circuiti di elaborazione, che hanno imposto anche la necessità di disporre i sistemi il più possibile semplici, sicuri e razionali, per la memorizzazione dei dati: sotto questo aspetto, sono stati escogitati due sistemi principali, di cui uno detto a "nuclei", e l'altro a semiconduttori. È proprio su questo secondo sistema che intendiamo soffermarci, con l'articolo che segue, destinato a chiarire alcuni concetti fondamentali.

di M. Balocchi - Prima parte

L'elemento semiconduttore di memoria ha già ottenuto un enorme impatto nel campo dell'elettronica industriale: esso è dovuto in parte alle prestazioni più elevate rispetto alle memorie a nucleo, ma è attribuibile anche al minor costo rispetto ai sistemi magnetici ad alte prestazioni, come ad esempio quelli denominati "plated wire".

L'importanza di questa nuova tecnologia è dovuta anche alla maggiore praticità di impiego: infatti, per poter allestire un sistema impiegante un dispositivo di memoria a semiconduttori, a differenza di quanto accade per i sistemi magnetici che impongono esperienza specialistica, non occorre disporre di alcuna nozione di tipo meccanico o fisico.

Questi fattori, abbinati al costo ridotto, costituiscono uno dei motivi più importanti per il progressivo aumento dell'interesse universale nei dispositivi di memoria impiegati nelle applicazioni che non appartengono al mondo dei calcolatori, ed è inoltre molto probabile che, in un prossimo futuro, numerosi dispositivi di memoria analoghi a quelli che stiamo per descrivere in questo articolo verranno impiegati anche nelle apparecchiature elettriche di tipo commerciale. Ad esempio, in un ricevitore televisivo, le informazioni trasmesse durante i treni di impulsi per il sincronismo di quadro potrebbero essere immagazzinate e quindi riprodotte a seguito del semplice sfioramento di un pulsante.

Il primo assalto di maggiore rilevanza, effettuato dall'industria dei semiconduttori nei confronti del monopolio virtuale dei dispositivi magnetici nei sistemi di memoria, fu l'introduzione della memoria ad accesso casuale da 1024 bit a canale "p", all'inizio degli anni '70. Il primo di questi dispositivi ad essere presentato fu il modello '1103, e nonostante alcune caratteristiche indesiderabili, che imponevano accorgimenti speciali nell'impiego le richieste aumentarono rapidamente in tutte le categorie industriali, tanto che molti fabbricanti di sistemi di memoria furono ben presto sollecitati a progettare apparecchiature col modello 1103. Altri dispositivi come il

modello TMS 4062/3 (AMS 6002) consentirono poi migliori prestazioni, ed un minor numero di problemi pratici nello sfruttamento delle loro possibilità.

I vantaggi dell'ultima generazione di dispositivi di questa categoria furono sufficienti per influenzare alcuni fabbricanti di sistemi, ma la maggior parte di essi fu ben presto consapevole del fatto che avrebbero dovuto preferibilmente continuare con il tipo 1103, in quanto erano state investite enormi cifre per lo sviluppo di sistemi basati appunto sull'impiego di questo dispositivo, finché non fosse sopravvenuto qualche fatto nuovo, che avrebbe consentito miglioramenti economici rispetto al tipo 1103, ed avesse anche garantito la possibilità di impiegare nuovi sistemi di progettazione.

La fase logica successiva nello sviluppo delle memorie a semiconduttori, dopo il tipo da 1024 bit, consiste nella possibilità di immagazzinare in ciascun dispositivo un totale di 4096 bit. Per essere in grado di produrre dispositivi con tale capacità, era necessaria una modifica di carattere economico nella tecnologia, e fu proprio per questi motivi che vennero sviluppate commercialmente le unità "gate" al silicio a canale "n".

Questo procedimento abbina i vantaggi delle tecniche dei "gate" al silicio, vale a dire una geometria più ridotta del dispositivo, ed una maggiore facilità di interconnessione, ai vantaggi derivanti dalla tecnica di produzione dei dispositivi a canale "n". Nei transistori a effetto di campo (FET) a canale "n", i portatori maggioritari sono gli elettroni, che presentano maggiore mobilità rispetto alle cavità che costituiscono i portatori maggioritari nei dispositivi a canale "p". Ciò consente una combinazione più soddisfacente agli effetti della velocità e della potenza, con vantaggi pratici ed economici.

L'unità contraddistinta dalla sigla RAM ("Random Access Memory", ossia Memoria ad Accesso Casuale) non costituisce solo un componente essenziale in qualsiasi sistema di memoria ad elevate prestazioni, ma sta diventando anche

un'utile funzione nella progettazione di circuiti logici di tipo moderno. Per definizione, l'unità RAM è un elemento di immagazzinamento dei dati, nel quale il tempo di accesso ai dati immagazzinati è identico per qualsiasi posizione di immagazzinamento. Ciò non corrisponde a quanto si può riscontrare per i sistemi di immagazzinamento a ricircolazione, per fare un esempio, nei quali il tempo di accesso a qualsiasi bit particolare immagazzinato dipende dalla posizione nella quale quello stesso bit si trova nell'istante in cui l'accesso deve avere luogo.

L'approccio consueto per la fabbricazione di elementi di immagazzinamento del tipo RAM consiste nell'impiegare un certo tipo di matrice bi-direzionale di cellule di immagazzinamento, indipendentemente dal fatto che tali cellule siano costituite da nuclei di ferrite, da elementi "plated wire", o da circuiti a semiconduttore.

A causa della regolare struttura della matrice e delle relative interconnessioni, in una piccola superficie facente parte di un "chip" al silicio è possibile realizzare un gran numero di unità di quest'ultimo tipo, e cioè di circuiti a semiconduttori, col vantaggio supplementare che le moderne tecniche di elaborazione di dispositivi a semiconduttori ha consentito la realizzazione di sistemi costituiti da un massimo di 4096 (64^2) cellule. I dispositivi TMS 4063 da 1024 bit (comunemente definito come da 1 kbit) e TMS4030 da 4096 bit (4 k) di memoria sono esempi tipici di unità MOS RAM.

DESCRIZIONE DETTAGLIATA

Unità RAM da 1 kbit

Il modello TMS 4063 è una unità di memoria MOS RAM organizzata su 1024 parole per un bit. È possibile raggiungere un tempo di accesso di 150 ns, con una lunghezza del ciclo di 290 ns. Per il suo regolare funzionamento sono necessari due segnali "clock", senza alcuna sovrapposizione, ciò che semplifica la progettazione dei circuiti di controllo.

L'unità 4063 differisce dall'unità precedente 4062 soltanto in quanto gli ingressi "clock" e "chip select" per il dispositivo sono interamente collegati ad un terminale comune, consentendo quindi il confezionamento dell'unità TMS 4063 in una struttura del tipo "dual-in-line" ("D.I.L.") a diciotto terminali.

La cellula fondamentale impiega quattro transistori, con un unico supporto del circuito che dà adito ad elevate prestazioni, oltre che ad una ridotta dissipazione di potenza. Il valore basso della capacità di ingresso semplifica lo studio dei circuiti di pilotaggio necessari per ottenere l'interfacciamento con le logiche del tipo transistor-transistore ("TTL"). Le uscite differenziali possono essere collegate secondo il sistema "OR", per facilitare l'espansione della memoria. In questo caso, ciascuna memoria viene controllata separatamente dall'ingresso "Chip Select/Clock".

La lettura delle informazioni immagazzinate all'interno della memoria non è distruttiva, ma dal momento che il dispositivo è dinamico è necessario "rinfrescare" periodicamente l'informazione immagazzinata.

Memoria RAM da 4 kbit

L'unità TMS 4030 è una RAM dinamica da 4096 parole per 1 bit che viene realizzata impiegando il sistema di produzione di "gate" al silicio a canale "n". Il suo massimo tempo di accesso di 300 ns, ed i relativi periodi massimi del ciclo di 470 ns, rendono questo dispositivo adatto alle grosse applicazioni di memoria. Gli ingressi e l'uscita, ad eccezione del "clock" singolo, sono compatibili con le logiche a Diodo Transistore ("DTL"), nonché con le logiche TTL e con altre famiglie logiche similari. Ciò permette un forte risparmio di costo nei confronti dei dispositivi periferici di interfacciamento, a prescindere dal fatto che lo stesso dispositivo di memoria viene venduto ad un costo inferiore per bit rispetto a qualsiasi altro dispositivo di memoria da 1 k.

Il dispositivo incorpora i registri interni degli ingressi "Address", e l'ingresso "Chip Select" allo scopo di semplificare le esigenze di temporizzazione di ingresso. Dai diagrammi di temporizzazione riportati sui dati tecnici è possibile rilevare che le numerose condizioni "don't care" (senza importanza) rendono l'impiego dell'unità TMS4030 assai semplice.

La quantità di energia dissipata durante il funzionamento alla massima velocità corrisponde all'incirca a 0,1 mW/bit, e la potenza dissipata in condizioni di riposo (vale a dire quando il "Chip Enable" si trova al livello logico "basso") corrisponde a 2 mW circa.

Per ottenere queste ridotte esigenze di alimentazione, è

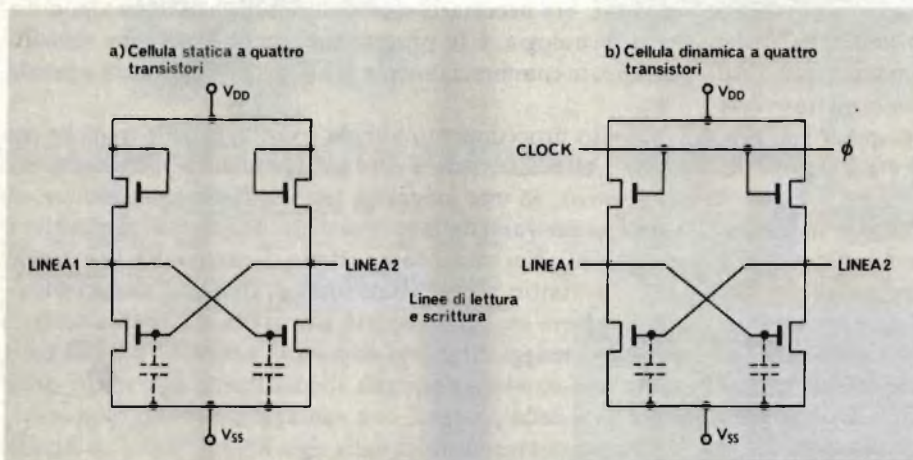


Fig. 1 - Esempio di disposizione circuitale della cellula: a sinistra (a) cellula statica a quattro transistori, e a destra (b) cellula dinamica a quattro transistori.

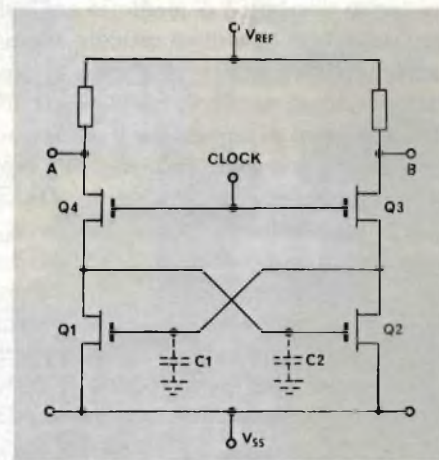


Fig. 2 - Cellula di memoria dell'unità TMS 4062/3.

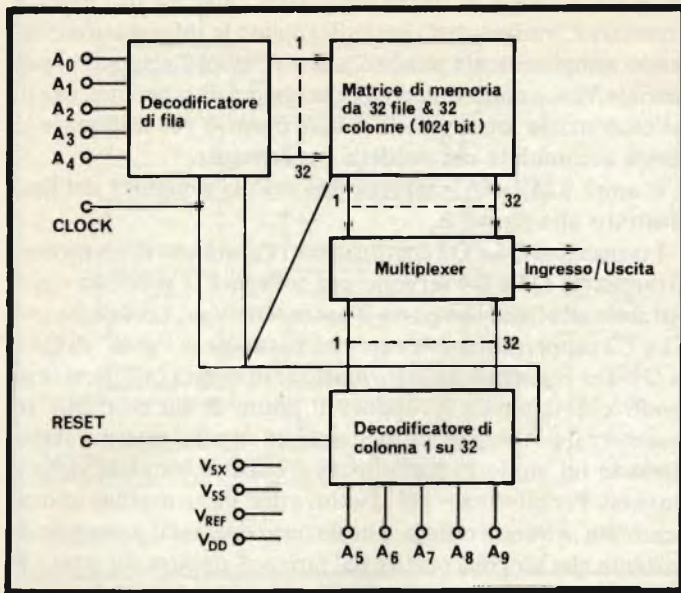


Fig. 3 - Schema a blocchi dell'unità TMS4063.

stato necessario impiegare tecniche circuitali dinamiche nella progettazione di questo dispositivo, ed è quindi necessario ricorrere ai cicli di "Refresh" nella maggior parte delle applicazioni per conservare l'integrità dei dati immagazzinati.

Le esigenze di "Refreshing" dei dati consistono nel fatto che tutte le 64 combinazioni di indirizzi $A_0 - A_5$ devono essere esercitate entro il periodo stabilito di "Refresh" (2 ms alla temperatura di 70 °C). Le esigenze di alimentazione che sussistono per far funzionare la memoria sono le seguenti:

$$V_{DD} = 12 \text{ V} \qquad V_{CC} = 5 \text{ V}$$

$$V_{BB} = -3 \text{ V} \qquad V_{SS} = \text{Collegato a } 0 \text{ V}$$

L'alimentazione di +5 V è compatibile con l'alimentazione delle unità logiche della parte restante del sistema, mentre la sorgente di alimentazione da -3 V per il substrato deve assorbire soltanto una corrente di intensità molto esigua. Questa energia di alimentazione può essere prodotta in modo molto economico all'interno del sistema di memoria, per risparmiare l'impiego di un alimentatore esterno supplementare.

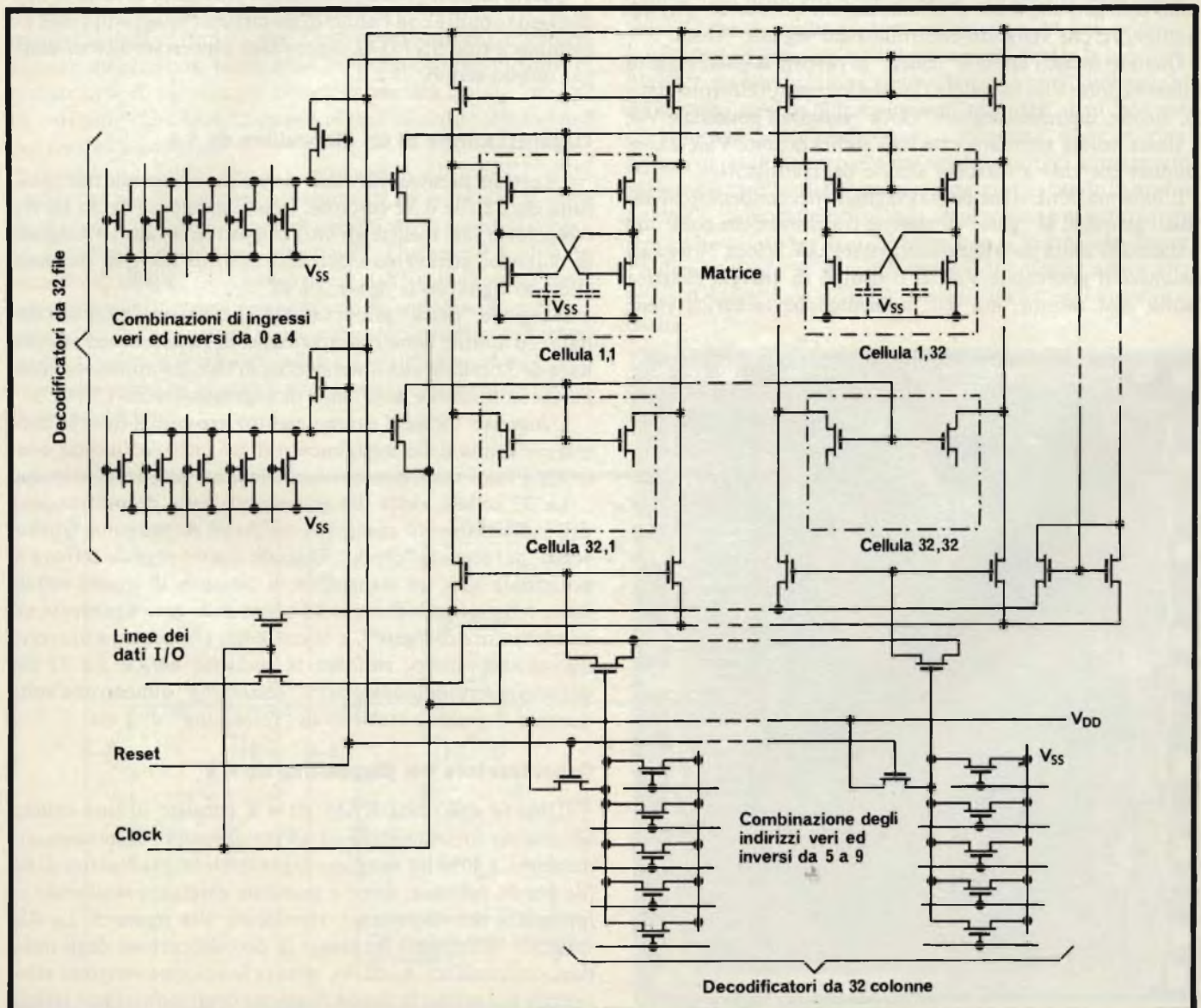


Fig. 4 - Schema elettrico dello "Storage Array" e dei decodificatori di indirizzo.

La cellula di Immagazzinamento

Le prime MOS sviluppate all'origine impiegavano cellule di immagazzinamento del tipo statico, come quella illustrata alla *figura 1-a*. Le cellule di questo tipo sono per il loro funzionamento simili ai dispositivi di memoria bipolari, essendo costituite da unità bistabili ad accoppiamento incrociato.

Queste cellule sono quindi sistemate in una matrice, e la scelta di un indirizzo "X" e di un indirizzo "Y" consente la scelta di una sola cellula. Le uscite differenziali delle cellule sono collegate alle linee "Read" (lettura). Per leggere quindi il contenuto di una cellula, è necessario rivelare la polarità della corrente differenziale che scorre lungo queste linee. Il contenuto di queste cellule statiche rimane invariato finché non viene registrata una nuova informazione.

Nelle cellule di questo tipo, uno dei transistori è sempre in conduzione, ciò che dà adito ad una certa dissipazione di potenza, fattore questo di grande importanza. Per ridurre il consumo di energia, è stato introdotto il tipo di cellula denominato dinamico (vedi *figura 1b*). In questo tipo di cellula i transistori che vengono impiegati per allestire l'unità bistabile sono collegati alla linea di alimentazione attraverso altri due transistori, che vengono controllati dal segnale "clock".

Quando questo segnale "clock" si ritrova al potenziale di alimentazione V_{DD} , la cellula funziona come un elemento statico, mentre, quando il segnale "clock" assume il potenziale V_{SS} , la stessa cellula viene staccata dall'alimentazione V_{DD} , e non conduce corrente attraverso alcuno dei transistori.

L'informazione viene immagazzinata nei condensatori parassiti associati al "gate" di ciascun transistore che controlla lo stato dell'unità bistabile quando il segnale "clock" torna ad assumere il potenziale V_{DD} . Il consumo di energia elettrica risulta così ridotto, ma dal momento che la carica viene

dissipata a causa di dispersioni dalle capacità di "gate" è necessario "rinfrescare" periodicamente le informazioni, facendo semplicemente pulsare la linea "clock" rispetto al potenziale V_{DD} , e consentendo il passaggio della corrente, che in tal caso scorre attraverso le cellule proprio per rinforzare la carica accumulata nei suddetti condensatori.

L'unità TMS 4063 impiega una cellula dinamica del tipo illustrato alla *figura 2*.

I transistori Q1 e Q2 costituiscono l'unità bistabile, mentre i transistori Q3 e Q4 servono per collegare la suddetta unità bistabile alla linea che porta il potenziale V_{RIF} . I condensatori C1 e C2 rappresentano le capacità parassite di "gate" di Q1 e di Q2. Per registrare un'informazione in questa cellula, si fa in modo che il punto A oppure il punto B sia costretto ad assumere il potenziale V_{SS} mediante un circuito esterno, stabilendo in tal modo lo stato in cui il circuito bistabile viene a trovarsi. Per effettuare poi la lettura dell'informazione immagazzinata in questa cellula, è necessario rivelare il passaggio di corrente che scorre a partire dal punto A oppure dal punto B per raggiungere il potenziale V_{RIF} quando la cellula viene scelta dal sistema di indirizzamento.

Queste funzioni possono essere svolte da un circuito di tipo discreto, oppure con l'aiuto di un circuito integrato, come ad esempio il tipo SN75370, dispositivo espressamente studiato per questo scopo.

Organizzazione di un dispositivo da 1 k

Le cellule di memoria sono sistemate in una matrice costituita da 32 file e 32 colonne. I dieci indirizzi (da A_0 ad A_9) scelgono la fila, mentre gli altri cinque (da A_5 ad A_9) scelgono la colonna, attraverso i decodificatori di fila e di colonna. (Vedi al riguardo le *figure 3 e 4*).

Il segnale "clock" pilota tutte le 32 cellule nella fila selezionata, ed inoltre, simultaneamente, collega la colonna selezionata di 32 cellule alla linea interna di dati, ed appare esternamente in funzione delle linee di Ingresso/Uscita ("I/O").

L'ingresso "Reset" (azzeramento) pre-carica tutte le linee interne prima dello svolgimento di un ciclo, ed inoltre controlla il funzionamento dei decodificatori di fila e di colonna.

Le 32 cellule, della fila selezionata dalla decodificazione dell'indirizzamento compreso tra A_0 ed A_9 vengono "rinfrescate" dal segnale "clock". Quando questo segnale si trova al potenziale V_{DD} , un transistore di ciascuna di queste cellule viene tenuto in conduzione ad opera della carica presente nel condensatore di "gate", e la corrente, che scorre attraverso questo dispositivo, rinforza la suddetta carica. Le 32 file devono essere indirizzate per il "refreshing" almeno una volta durante il periodo stabilito di "refreshing" di 2 ms.

Organizzatore del dispositivo da 4 k

Il cuore dell'unità RAM da 4 k consiste in una cellula contenente un transistore ed un condensatore di immagazzinamento. I 4096 bit vengono organizzati in una matrice di 64 file per 64 colonne, come è possibile osservare studiando la fotografia del dispositivo, riprodotta alla *figura 5*. Le file vengono selezionate mediante la decodificazione degli indirizzi compresi tra A_0 ed A_5 , mentre le colonne vengono selezionate attraverso la decodificazione degli indirizzi sui terminali compresi tra A_6 ed A_{11} (vedi *figura 6*).

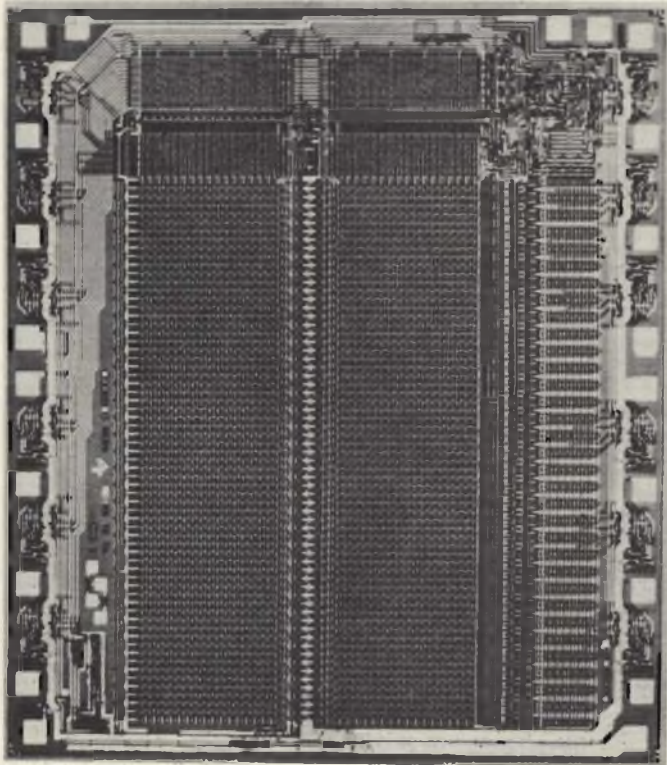


Fig. 5 - Fotografia dell'unità RAM tipo TMS 4030.

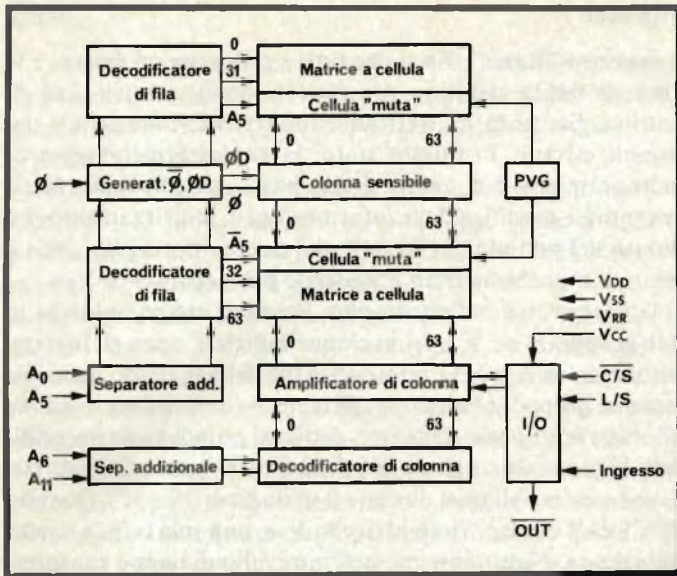


Fig. 6 - Schema funzionale a blocchi dell'unità RAM da 4 k.

Al centro della matrice di memoria si osservano due file di cellule "dummy" (mute), con l'aggiunta di un amplificatore-sensore differenziale tra di esse. Esistono 64 amplificatori di questo tipo, di cui uno per colonna, con una cellula "muta" da entrambi i lati. Questa disposizione è illustrata alla figura 7 per un'unica colonna.

Quando il segnale "clock" di attivazione del "chip" ("chip-enable") è basso, i potenziali applicati ad entrambe le metà degli ingressi di colonna per gli amplificatori sensibili vengono equalizzati dal "clock interno 0". Durante il medesimo periodo di tempo, nei condensatori della cellula muta viene registrata direttamente una tensione intermedia ad opera dei generatori della tensione di pre-carica: questa tensione intermedia si trova a metà strada tra un livello alto ed un livello basso che verrebbe immagazzinato nella posizione corrispondente ad un bit.

Non appena l'impulso "chip-enable clock" assume il potenziale alto, i segnali di indirizzamento vengono applicati ai "gate" del circuito. A causa di ciò, il decodificatore di indirizzamento di fila seleziona una fila di 64 bit, e sceglie anche la fila "muta" opposta, in modo tale che la fila selezionata e quella "muta" si trovino ai lati opposti degli amplificatori differenziali. Durante un'operazione di lettura, i condensatori di immagazzinamento dei "bit" presenti sulla fila selezionata dividono la loro carica con la capacità parassita presente nella metà appropriata della rispettiva colonna. Nell'altra metà delle colonne, i condensatori "muti" di immagazzinamento del "bit" si suddividono le loro rispettive cariche.

Questa suddivisione di carica produce quindi una variazione corrispondente di tensione nella colonna. Dal momento che la variazione della tensione prodotta dai condensatori di immagazzinamento può essere più bassa o più alta della variazione di tensione prodotta dai condensatori "muti" di immagazzinamento, si viene a manifestare una tensione differenziale ai capi dei due ingressi dell'amplificatore-sensore.

Quest'ultimo viene successivamente abilitato dagli impulsi "clock" ϕ_{DS} prodotto internamente, per cui lo stesso amplificatore (che è costituito sostanzialmente da una coppia di invertitori ad accoppiamento incrociato) svolge la funzione di "latch". Se tale funzione viene effettuata con potenziale alto da un lato dell'amplificatore sensibile, dall'altro lato viene effettuata invece a livello basso, e viceversa. Ciò ripristina la lettura di tensione da parte dei condensatori di immagazzinamento del "bit" sulla fila selezionata, rinfrescando in pratica i 64 "bit", in modo molto simile alla funzione di lettura/ripristino che si svolge con le memorie a nucleo. In seguito, l'indirizzamento di decodificazione di colonna attiva attraverso il "gate" una delle 64 colonne, tramite il separatore di uscita.

Durante un'operazione di scrittura, l'indirizzamento di decodificazione di colonna sceglie la colonna che deve essere collegata alla linea di inoltro dei dati: durante la fase ϕ_{DS}

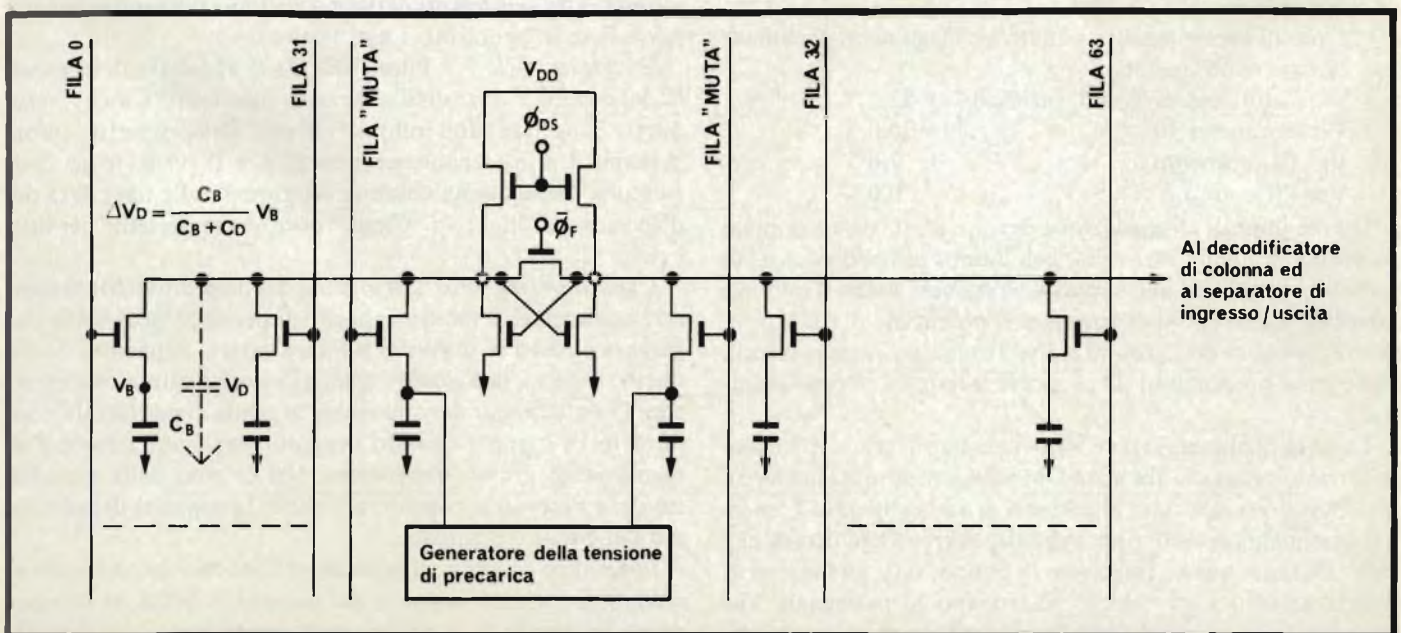


Fig. 7 - Circuito sensibile per colonna singola di unità RAM da 4 k.

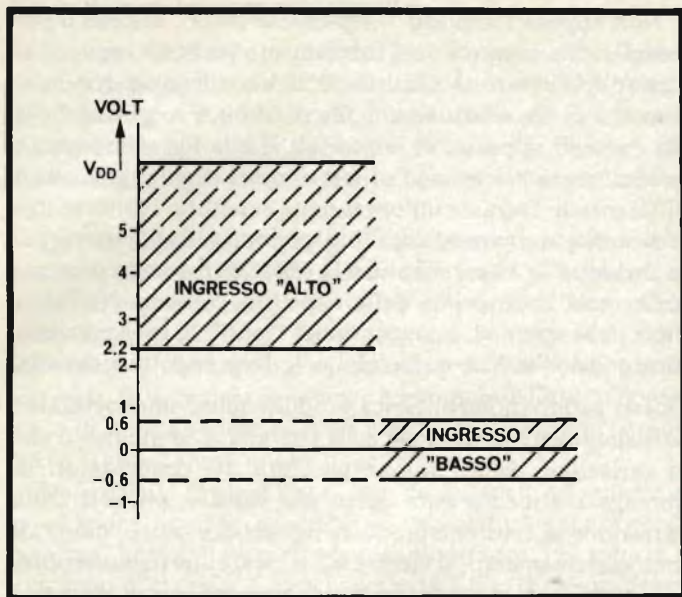


Fig. 8 - Livelli della tensione di ingresso, fatta eccezione per CE.

l'amplificatore sensibile presente sulla colonna selezionata svolge la funzione "latch" come viene imposto dai dati impostati, dopo di che il nuovo dato viene trascritto nella cellula selezionata dall'indirizzamento del decodificatore di fila. Le altre cellule presenti sulla medesima fila passano attraverso un unico ciclo di "refresh".

FUNZIONAMENTO DI UNA UNITA' RAM DA 1 k

I collegamenti che fanno capo al dispositivo possono essere raggruppati come segue:

- 1 - Indirizzamento: i dieci ingressi di indirizzamento selezionano una cellula particolare.
- 2 - Segnali "clock": ("clock" e "reset"). Questi due segnali controllano il funzionamento del dispositivo.
- 3 - Linee I/O: queste due linee vengono usate nella lettura e nella registrazione di informazioni uscenti ed entranti nel dispositivo.
- 4 - Linee di alimentazione: i quattro collegamenti di alimentazione sono i seguenti:

V_{SX} (Substrato di Polarizzazione)	+ 22,5 V
V_{SS} (Sorgente)	+ 20,0 V
V_{RIF} (Riferimento)	+ 7,0 V
V_{DD} ("Drain")	0,0 V

Queste linee di alimentazione devono essere disaccoppiate in prossimità della memoria, con l'aiuto di condensatori al tantalio e ceramici, allo scopo di contenere entro il minimo possibile le variazioni di tensione. Il potenziale di 0,0 V deve essere fornito come "ground plane", oppure come una traccia di notevoli proporzioni sul rapporto isolante a circuito stampato.

La linea di alimentazione V_{SS} deve essere in grado di fornire la corrente necessaria alle unità DMS 4063, mentre le linee V_{DD} e V_{RIF} devono trasportare le correnti di assorbimento. L'energia di alimentazione di riposo del dispositivo è dell'ordine di 2 mW. Durante questo intervallo di tempo, tutti gli ingressi di indirizzamento e di "clock" si trovano al potenziale V_{SS} . Quando il sistema viene fatto funzionare alla massima velocità, il consumo di potenza è dell'ordine di 120 mW.

Ingressi

Ingresso "Reset": Fa sì che tutti i collegamenti interni e le linee di uscita risultino pre-caricati dopo ciascun ciclo di Lettura, Scrittura o "Refresh". Inoltre, stacca le cellule dai segnali esterni. In questo stato, la capacità di ingresso di indirizzamento è di valore molto basso, ciò che rende facile l'eventuale modifica delle informazioni di indirizzamento. La durata del periodo di "Reset" può essere ridotta pilotando il relativo ingresso con un potenziale più negativo di V_{DD} .

Gli ingressi di indirizzamento: Possono essere suddivisi in due gruppi, X ed Y. I primi cinque indirizzi, ossia gli ingressi compresi tra A_0 ed A_4 , pilotano le file della matrice, mentre il secondo gruppo, costituito dagli ingressi compresi tra A_5 ed A_9 , pilotano le colonne. Ciascuno di questi gruppi viene decodificato in modo da scegliere una di 32 file o colonne. Gli indirizzi devono essere allestiti durante il periodo di "Reset". Quando il "Clock" viene portato al livello V_{DD} , una sola cellula risulta indirizzata. Naturalmente, nell'intervallo di tempo che intercorre tra l'istante in cui il potenziale "Reset" raggiunge il valore V_{SS} e l'istante in cui l'impulso "Clock" raggiunge il

Tabella 1

Valori della capacità di ingresso $V_{in} = V_{SS}$		
CARATTERISTICHE	VALORE IN pF	
	tipico	massimo
C_{AD} Capacità di ingresso, Indirizzamento	2,5	3,5
C_R Capacità di ingresso, "Reset"	30,0	40,0
C_C Capacità di ingresso, "Clock"	30,0	36,0
$C_{I/O}$ Capacità, I/O, (non selezionata)	2,5	3,5

valore di V_{DD} , si manifesta un ritardo rappresentato da t_{DD} affinché i decodificatori di fila e di colonna possano scaricarsi (si vedano in proposito i dati tecnici).

L'ingresso "Clock": Pilota una fila di 32 cellule, determinata dal decodificatore di fila. Durante il periodo "Clock", tutte queste 32 cellule subiscono il "refresh" delle rispettive informazioni. La linea connette i punti A e B (vedi figura 2) di ciascuna cellula nella colonna selezionata alle linee I/O del dispositivo. L'ingresso "Clock" deve essere presente per tutti i cicli.

Capacità di ingresso: Gli ingressi del dispositivo MOS sono essenzialmente di natura capacitiva: perciò, è necessario impiegare circuiti in grado di pilotare carichi capacitivi. Sotto questo aspetto, la Tabella 1 elenca i valori di questi condensatori. Questi circuiti devono essere in grado di pilotare un gran numero di ingressi quando vengono impiegate strutture di memoria di grandi dimensioni. Nel calcolo della capacità totale, è necessario considerare anche la capacità del cablaggio del circuito stampato.

In un altro articolo, di prossima pubblicazione, dedicato ai metodi di interfacciamento dei dispositivi MOS, ci occuperemo dei circuiti di interfacciamento usati con questi dispositivi.

Cicli

Letture: Le informazioni presenti nella cellula selezionata dagli indirizzi compresi tra A_0 ed A_9 appaiono sulle linee I/O, con un breve ritardo (t_{CD}) dopo la transizione negativa del segnale "Clock".

"Refresh": Questo intervallo è necessario per mantenere le informazioni immagazzinate nella cellula, come si è detto precedentemente. Il "refreshing" dei 1024 bit della memoria implica 32 cicli entro il periodo di "Refresh" di 2 ms, per consentire il selezionamento di ciascuna fila almeno una volta. Se vengono collegati tra loro più di un dispositivo di memoria per aumentare la capacità, tutti questi dispositivi devono essere sottoposti simultaneamente al trattamento suddetto, ferma restando l'esigenza relativa ai 32 cicli.

Il ciclo di "Refresh" è il medesimo che viene considerato per la fase di lettura, ma è necessario mantenere le linee I/O al potenziale V_{RIF} tramite un'impedenza di valore basso, allo scopo di evitare che queste linee corrompano o per meglio dire alterino i dati immagazzinati. Se le 32 file della matrice vengono selezionate durante i cicli di lettura, entro il periodo di 2 ms, il "refreshing" addizionale non è necessario.

Scrittura: Questo ciclo è uguale al ciclo di lettura, ad eccezione del fatto che una delle linee I/O deve essere costretta ad assumere il potenziale V_{SS} durante il periodo "Clock".

FUNZIONAMENTO DELLA RAM DA 4 k

I settori che vale la pena di prendere in considerazione per sfruttare i vantaggi delle unità TMS 4030 sono i seguenti:

- Le tecniche di ingresso/uscita
- Le tecniche di "Refreshing"
- La produzione del potenziale V_{BB} .

Le tecniche di "Refreshing" verranno discusse nel paragrafo di dedicato al controllo.

Tecniche di Ingresso/Uscita ("Input/Output")

Gli ingressi di indirizzamento, di "Chip Select", di Lettura/Scrittura e per i Dati alle unità TMS 4030 sono tra loro simili in natura, in quanto presentano tutti una capacità di ingresso approssimativa di 5 pF, ed implicano la disponibilità dei livelli di ingresso così come risultano illustrati alla figura 8. Sebbene la soglia superiore sia di 2,2V, gli ingressi possono essere portati ad un potenziale alto come V_{DD} , se lo si ritiene necessario.

Questi livelli di tensione sono ovviamente compatibili con le logiche TTL, TDL, ecc. Tuttavia, sebbene sia possibile pilotare un numero ridotto di ingressi a partire da un "gate" standard del tipo TTL, quando numerosi ingressi vengono collegati tra loro in parallelo, il carico capacitivo diventa eccessivo per poter essere pilotato da un normale dispositivo TTL, senza l'aggiunta di componenti supplementari.

A questo riguardo, la figura 9 illustra le normali condizioni di limitazione: in (a) un "gate" logico con "pull-up" attivo viene usato per caricare il carico capacitivo. Il "pull-up" attivo (polo "totem") rassomiglia ad una sorgente di corrente costante; per cui la tensione di uscita aumenta linearmente rispetto al tempo.

Il rapporto di aumento, e quindi il tempo (t) necessario per raggiungere il valore della tensione di uscita massima $V_{out(max)}$ dipende dall'intensità della corrente che il "gate" logico può rendere disponibile alla sorgente a partire dalla propria uscita.

Nello schema di figura 9b per svolgere la medesima funzione si fa uso di una "gate" a collettore aperto con l'aggiunta di un resistore "pull-up" per raggiungere il potenziale di 5V. In tal caso, la tensione di uscita aumenta secondo una variazione esponenziale, con una costante di tempo che dipende dal prodotto tra i valori R_{CC} e C_L . Come per qualsiasi altro dispositivo a caratteristica di funzionamento esponenziale, l'uscita

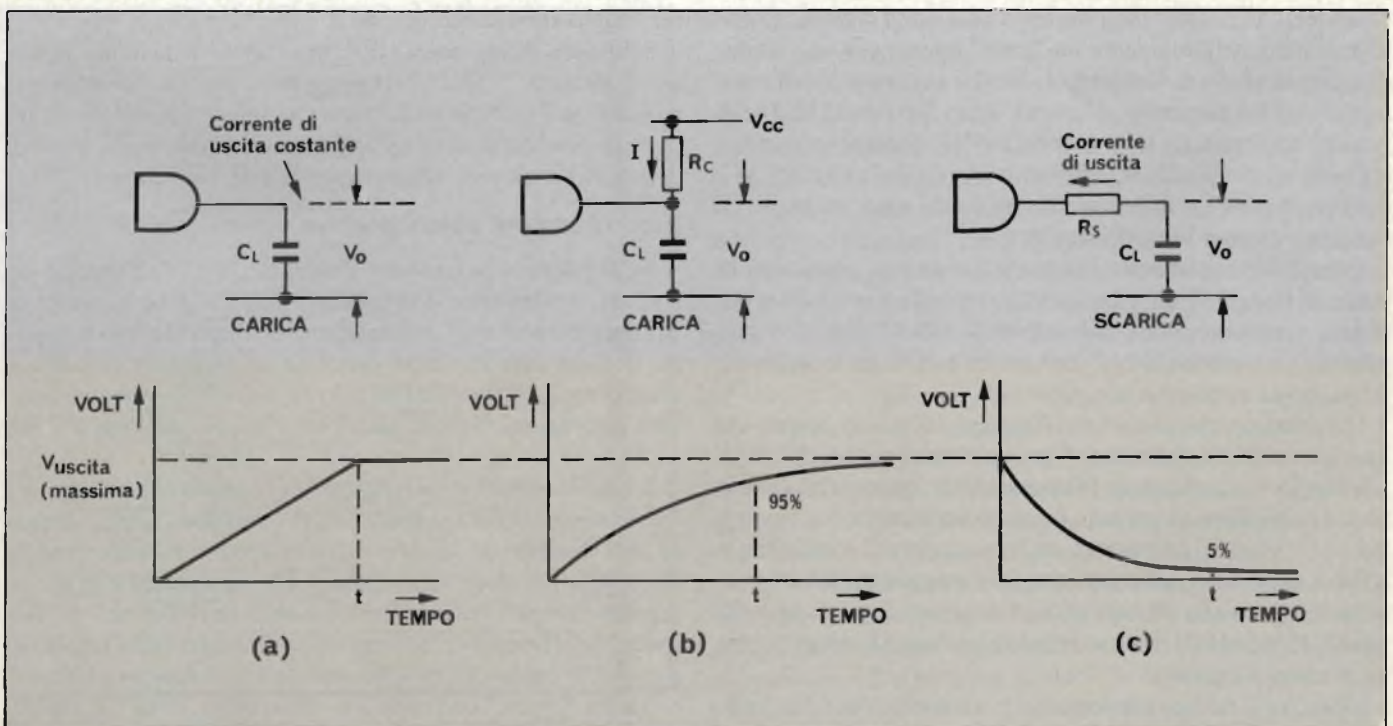


Fig. 9 - Forma d'onda delle tensioni di uscita di carica e scarica della capacità C_L .

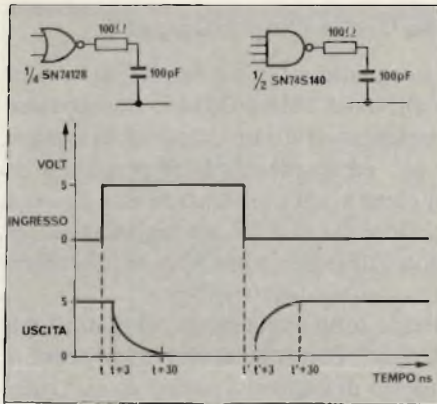


Fig. 10 - A sinistra, schemi elettrici di principio, e a destra rappresentazione grafica della sequenza derivante dall'impiego di eccitatori da 50 Ω.

raggiunge il 95% del suo valore massimo in tre costanti di tempo, vale a dire con un tempo

$$t = 3 R_C C_L$$

Tuttavia, se il resistore "pull-up" viene portato al potenziale V_{DD} , la tensione di uscita raggiunge il valore di 2,2V, entro un periodo di tempo molto più breve.

Il terzo esempio (c), è riferito al caso di un "gate" logico, che scarica un carico capacitivo. È necessario impiegare un resistore in serie, R_s , per limitare la corrente che esce dal condensatore e che entra nell'uscita del "gate". Senza l'aggiunta di questo resistore, la corrente iniziale di picco supererebbe la massima portata di assorbimento del dispositivo, e dà ciò potrebbero derivare danni irreversibili.

Anche in questo caso la forma d'onda della tensione è di natura esponenziale, e la durata del periodo di tempo affinché l'uscita cada fino a raggiungere approssimativamente il 5% della tensione minima corrisponde a

$$t = 3 R_s C_i$$

Un metodo pratico per pilotare un carico di natura capacitiva consiste nell'impiegare un "gate" logico, con uno stadio di uscita in grado di fornire e di assorbire correnti di notevole intensità. Due dispositivi di questo tipo sono l'unità SN74128 "dual" costituita da una sezione NAND positiva a quattro ingressi, ed il tipo SN745140 costituito da un'unità "NOR" del tipo "quad" a due ingressi: entrambi sono in grado di funzionare come "live drivers".

Questi dispositivi sono caratterizzati da una possibilità di uscita di circa ± 50 mA, e necessitano quindi di un resistore in serie a ciascuna uscita, del valore di 100 Ω. Essi possono pilotare un carico di 100 pF, con velocità di bordo maggiori di 30 ns, come si osserva alla figura 10.

Il vantaggio che deriva dall'impiego di questi dispositivi consiste nel fatto che essi abbiano le necessarie possibilità di pilotaggio alla scelta della funzione logica, oltre al fatto che la loro dissipazione di potenza in condizioni statiche è ridotta. Per poter pilotare un numero molto maggiore di carichi capacitivi, è necessario ricorrere a tecniche maggiormente convenzionali, adottando ad esempio i dispositivi di pilotaggio dei tipi SN75361 MOS, come avremo occasione di rammentare in un prossimo articolo.

Infine, se il fattore economico è più importante della dissipazione di potenza, in tal caso gli ingressi MOS possono

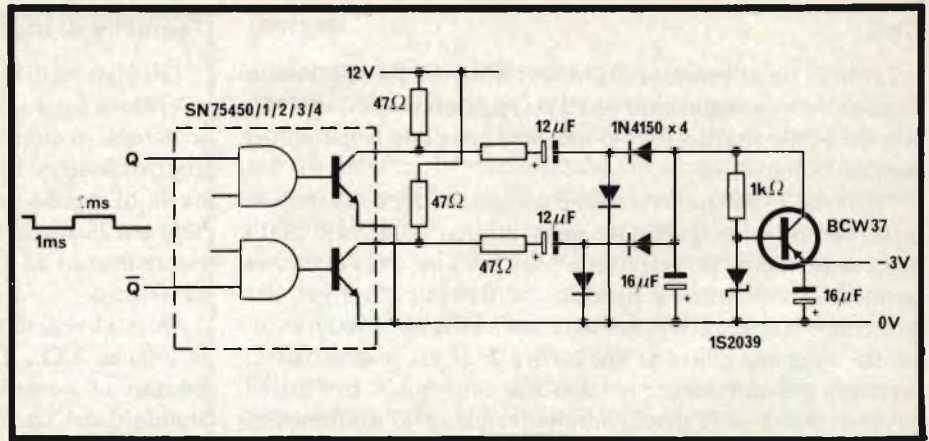


Fig. 11 - Circuito per la produzione della tensione di alimentazione di -3 V.

essere pilotati a partire da un separatore standard a collettore aperto (come ad esempio i modelli SN7416, SN7417, SN7438, ecc.), con resistore in serie all'uscita, e con l'aggiunta di un resistore "pull-up" di collettore per il potenziale V_{DD} , come si è detto in precedenza.

L'ingresso "Chip Enable", che necessita di un'oscillazione di 12V, viene facilmente pilotato da segnali provenienti da dispositivi del tipo SN75361 oppure SN75363, particolarmente studiati per questa applicazione.

L'uscita dei dati dell'unità TMS 4030 è in grado di pilotare due ingressi standard per logiche TTL (ad esempio, $I_{out} = -3,2$ mA).

Tuttavia, nei casi in cui la velocità rappresenta il fattore più importante, la capacità collegata all'uscita dei dati deve essere contenuta entro un valore minimo, in quanto la corrente disponibile all'uscita è di intensità relativamente bassa. Ne deriva che il cablaggio (sia esso a circuito stampato o di tipo convenzionale) deve presentare la minima lunghezza possibile, oltre al fatto che il pilotaggio di un ingresso TTL dà adito a maggiori velocità periferiche che non quando si effettua il pilotaggio simultaneo di due.

Sebbene il collegamento di diverse uscite di memoria secondo il sistema "OR" costituisca una pratica normale per aumentare il numero delle parole per bit, è bene rammentare che ciò non determina un'aggiunta di capacità alla linea di uscita, riducendo di conseguenza le relative velocità.

Produzione del potenziale V_{BB}

Se si produce la tensione V_{BB} (pari a $-3V$) all'interno del sistema, si eliminano le necessità di disporre di un alimentatore supplementare. Questa tensione di alimentazione si presta particolarmente ad essere prodotta, in quanto le esigenze di corrente sono estremamente ridotte, anche nei sistemi di notevoli dimensioni (valore massimo 100 μA per l'unità TMS 4030).

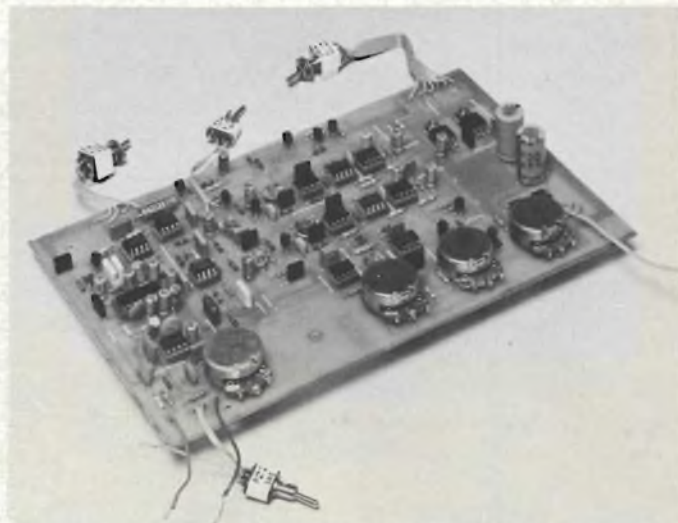
Il circuito illustrato alla figura 11 è in grado di produrre una tensione stabile del valore di $-3,1V$, con possibilità di erogare una corrente di 10 mA. Ciò corrisponde alla corrente I_{BB} necessaria per alimentare cento unità per tipo TMS 4030. Gli ingressi "clock" vengono derivati dalla linea "clock" di "Refresh" del dispositivo, e, con i valori illustrati nello schema di figura 6, si ottiene un funzionamento soddisfacente usufruendo di un "clock" con rapporto "mark-space" di 1:1, da 500 Hz.

(continua)

Effetto coro

di Tim Orr

Presentiamo in questo articolo un moderno generatore per "effetto coro". È possibile scegliere tra effetto corale e vibrato. I timbri vengono dosati con pedale e potenziometri.



Il montaggio rientra nella gamma delle apparecchiature per effetti musicali tramite trattamento di suoni naturali e sintetizzati. Lo schema a blocchi è visibile in *figura 1*. Il circuito ha due modi di funzionamento: il coro ed il vibrato. Per l'effetto coro il segnale d'ingresso viene sfasato di 12 msec mediante una linea di ritardo analogica. Indi viene nuovamente mescolato con il segnale originale. Questo ritardo non è sufficiente per poter sentire il suono chiaramente "raddoppiato", anche per il fatto che il ritardo viene leggermente modulato. Il suono prodotto in questo modo di presenta come se il segnale d'ingresso fosse accompagnato da un coro. Questo effetto è anche

chiamato ADT (Automatic Double Tracking = Doppia incisione automatica). In effetti avviene quanto segue: Un filtro ad arresto di banda produce al ritmo di 90 Hz una specie di fessura nella banda passante. Poichè il tempo di ritardo è modulato, queste "fessure" si muovono lungo la banda di frequenza e producono una tonalità analoga al "phasing".

Tale fatto unito al breve tempo di ritardo, provoca l'effetto desiderato. Una regolazione manuale della velocità permette all'esecutore di cambiare il tempo di modulazione. Una modulazione lenta è adatta all'accompagnamento di chitarra o tastiera, mentre un tempo più veloce con una modulazione udibile si adatta bene al canto. Un altro tipo di effetto coro si ottiene aggiungendo una seconda linea di ritardo, che viene pilotata in discordanza di fase.

Il vibrato si ottiene in linea di principio in modo analogo al coro. Le uniche differenze sono la forma d'onda della modulazione (triangolare per il coro e sinusoidale per il vibrato), e la banda della frequenza. Una frequenza assai bassa ($2 \div 13$ Hz) provoca una modulazione dell'ampiezza del segnale ben avvertibile. I comandi per il vibrato consistono nella variazione del tempo e della profondità di modulazione. L'effetto vibrato non consiste solo in una modulazione di frequenza pura e semplice, ma anche di una modulazione di ampiezza che produce un effetto molto naturale. La scelta tra il vibrato ed il coro può avvenire per mezzo di un pedale oppure più semplicemente con un semplice switch manuale. Due Led indicano quale tipo di funzionamento si è scelto. Un terzo Led segnala il tempo di modulazione. L'amplificatore d'ingresso dispone di un regolatore di livello e di un selettore con il quale si può adattare allo stadio d'ingresso una sorgente ad alto livello ed alta impedenza oppure una a bassa impedenza ed a basso livello. In questo modo si possono usare segnali d'ingresso dalle diverse caratteristiche. La massima ampiezza ammissibile all'ingresso è di 4,5V, la minima di 4,5 mV: in tutto un campo di 60 dB. Un Led di sovrapilotaggio segnala una tensione d'ingresso troppo alta.

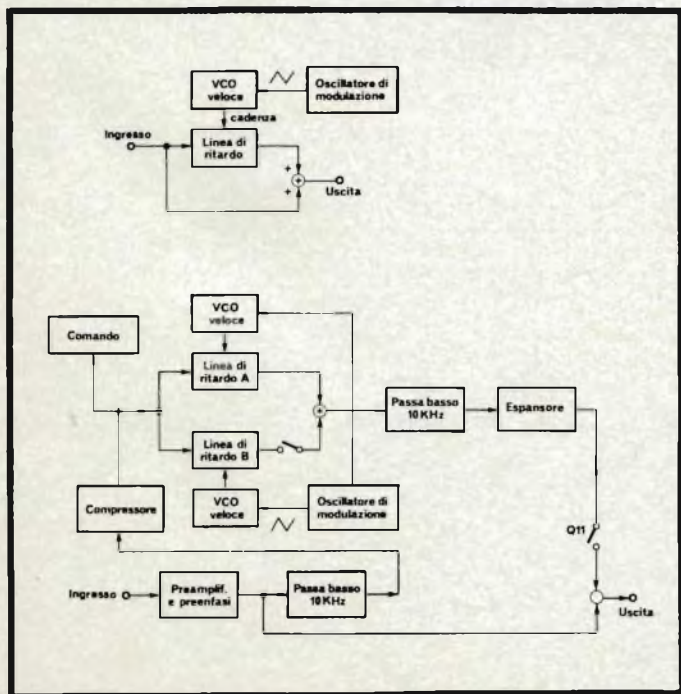


Fig. 1 - Schema a blocchi del circuito per "effetto coro" presentato in questo articolo.

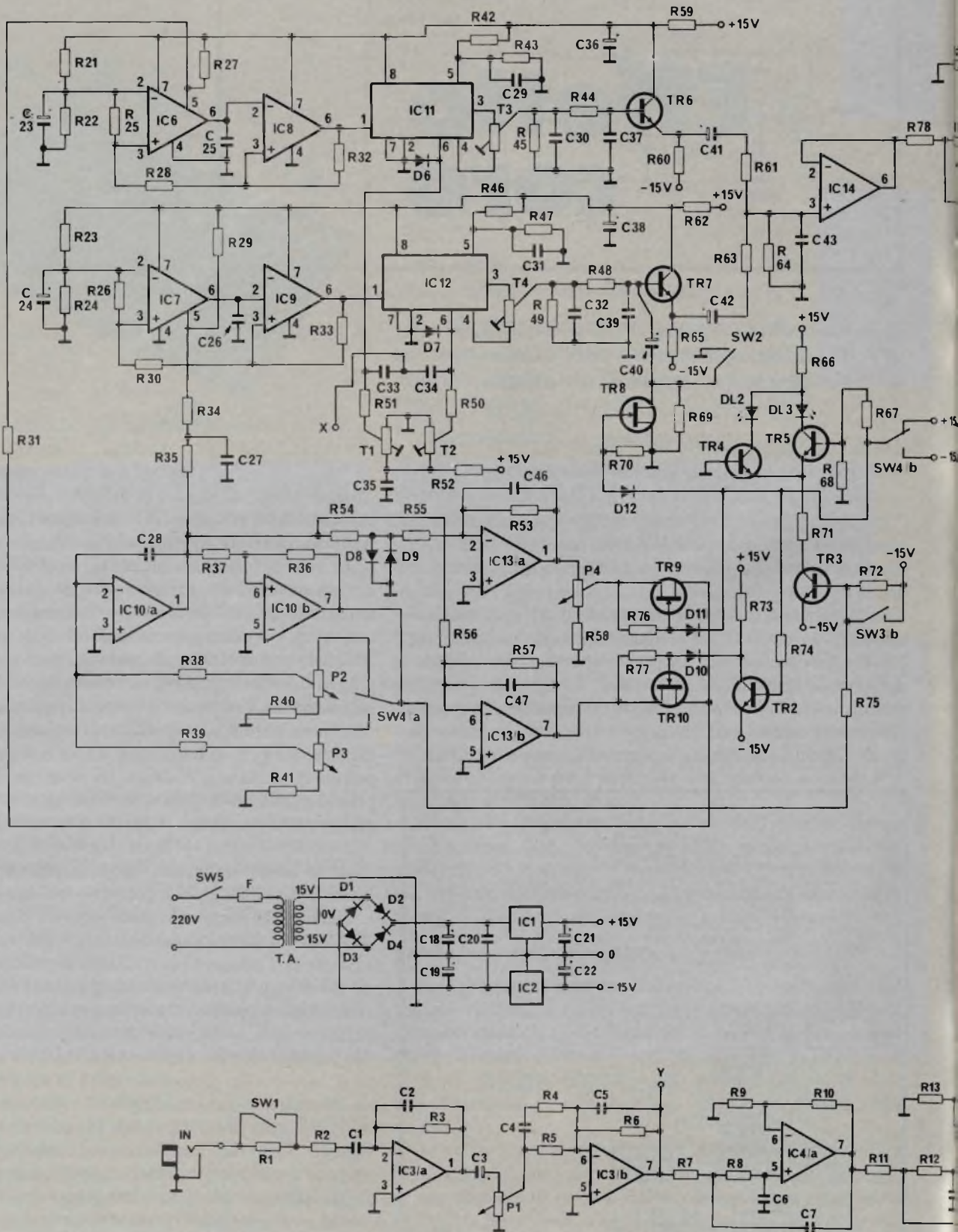
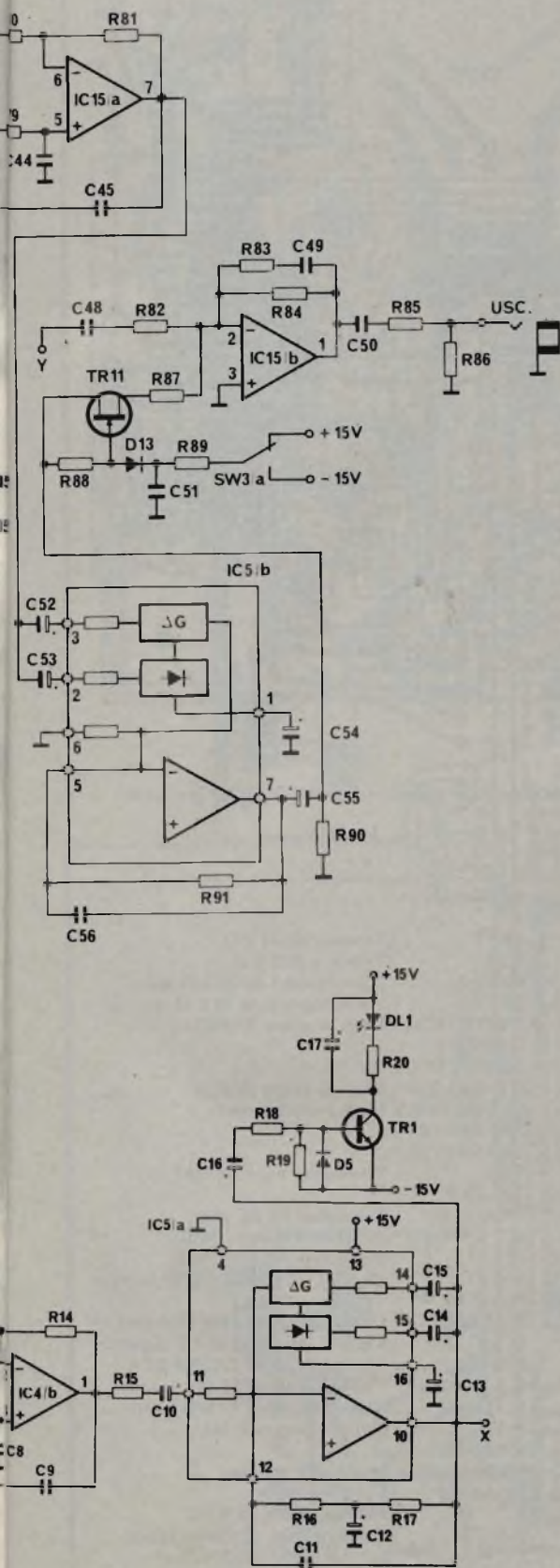


Fig. 2 - Schema elettrico completo del circuito "effetto coro". Gli integrati sono alimentati tutti a +15V se non diversamente specificato.



Il nostro apparecchio può essere impiegato con risultati ragionevoli solo quando si debbano elaborare singoli strumenti o singole voci. Questo è il caso del palcoscenico o dello studio, quando si hanno a disposizione i singoli segnali, *prima* che essi vengano miscelati nel banco di regia per ottenere il quadro sonoro complessivo. Se si manda all'ingresso il "prodotto" finito si resta semplicemente delusi (uno strumento a percussione con il "vibrato" non può lasciar intendere questo effetto!).

Montaggio

Per i dilettanti elettronici pratici, il montaggio non presenta difficoltà, ed un principiante non dovrebbe addentrarsi in questo progetto senza l'aiuto di un elettronico esperto. Il montaggio dei componenti sulla basetta stampata si fa nella solita sequenza: montando per primi i resistori ed i diodi quindi i condensatori ed i semiconduttori. Fare ben attenzione a non tralasciare alcun ponticello e l'inserire tutti i circuiti integrati sugli appositi zoccoli a basetta ultimata. La *figura 3* mostra la disposizione delle varie parti sulla piastra che può essere a piacere in bachelite oppure in vetronite. In *figura 4* viene raffigurato il circuito stampato visto dal lato rame in scala 1:1.

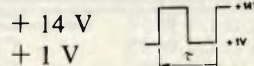
Come è possibile notare dal disegno di *figura 3* i diodi D6 e D7 non compaiono in quanto vanno saldati direttamente dal lato rame tra i piedini 6 e 2 degli integrati IC11 e IC12 rispettando la polarità come da schema elettrico di *figura 2*. Dopo aver cablato la basetta con i commutatori e le prese (vedere la *figura 5*) si può mettere l'apparecchio in funzione ed eseguire la taratura.

Istruzione per la taratura

- 1) Estraete tutti gli integrati e misurate le tensioni d'uscita di IC1 ed IC2 ($\pm 15V$). La tensione continua non regolata su C26 e C27 deve essere di circa $\pm 22V$.
Reinserite tutti gli integrati e misurate ancora una volta le tensioni di alimentazione.
- 2) Collegare all'ingresso un generatore audio regolato a 1000 Hz e 500 mV.
Misurare ai piedini 1 e 7 di IC 3 ed ai piedini 1 e 7 di IC4 il segnale di bassa frequenza che deve essere *privo* della componente continua.
- 3) All'uscita del compressore, ossia al piedino 10 di IC5, si deve rilevare il segnale accompagnato da una componente continua di circa +7V.
- 4) Collegare l'oscilloscopio al generatore di sincronismo. Sul piedino 6 di IC6 e sul piedino 6 di IC7 deve essere presente il seguente segnale:



Al piedino 6 di IC8 ed al piedino 6 di IC9 il segnale dovrà essere quest'altro:



τ può variare tra 22 μs e 28 μs , in quanto si può regolare la

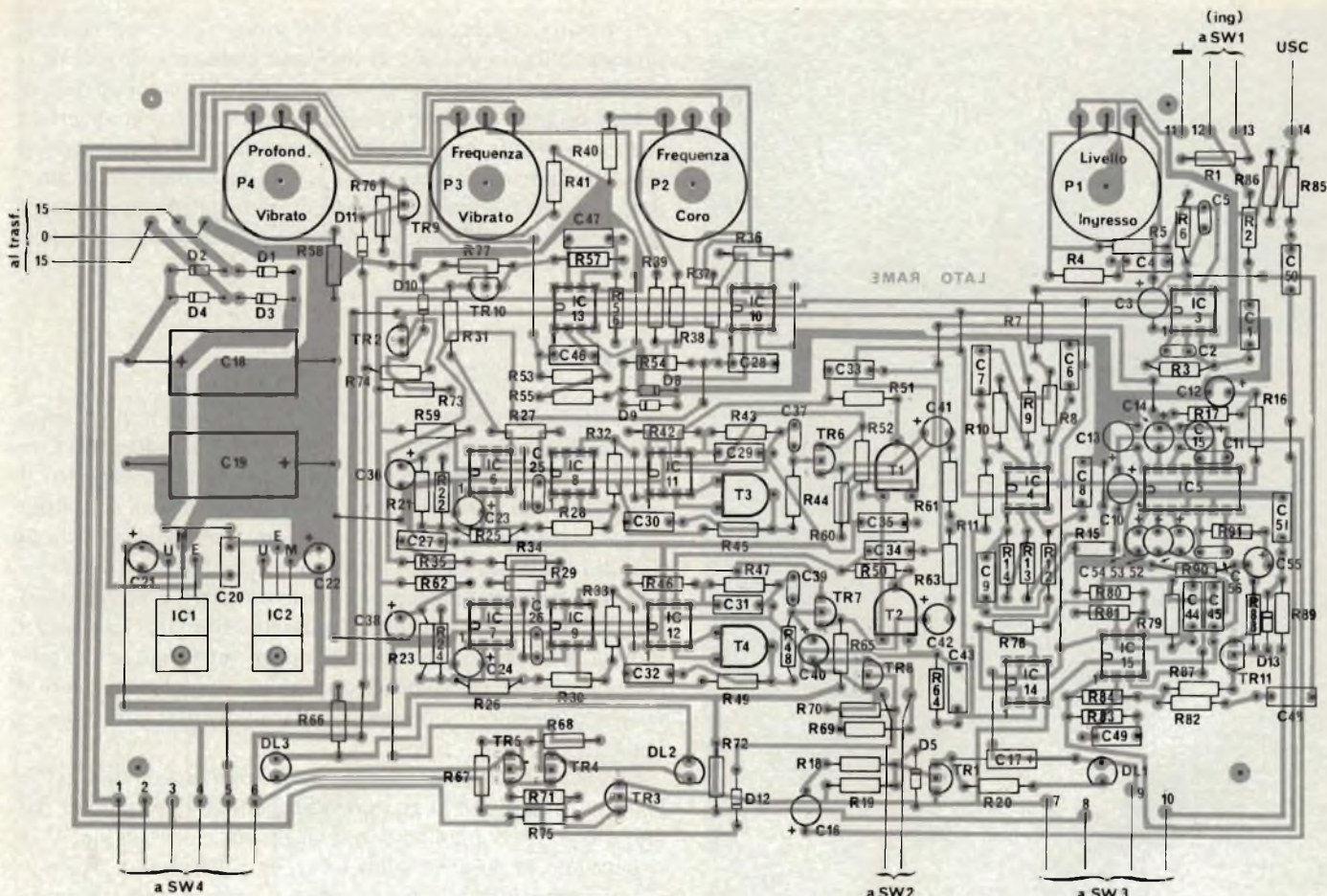


Fig. 3 - Disposizione dei componenti sulla basetta. I diodi D6 e D7 vanno saldati dal lato rame tra i piedini 6 di IC11 e IC12 e massa.

ELENCO COMPONENTI

Resistori

R1-R5-R31	
R36-R44-R48	
R64-R67-R73	
R84	: 100 k Ω 1/4 W 5%
R2-R7-R8	
R11-R12-R19	
R28-R30-R32	
R33-R45-R49	
R55-R68-R72	
R78-R79	: 10 k Ω 1/4 W 5%
R3	: 220 k Ω 1/4 W 5%
R4-R14-R16	
R17-R34-R35	
R37-R56-R57	
R75-R82-R83	: 47 k Ω 1/4 W 5%
R6	: 390 k Ω 1/4 W 5%
R9-R13	
R15-R80	: 39 k Ω 1/4 W 5%
R10	: 5,6 k Ω 1/4 W 5%
R18-R41	: 2,2 k Ω 1/4 W 5%
R20-R85	: 3,3 k Ω 1/4 W 5%
R21-R22-R23	
R24-R52-R90	: 4,7 k Ω 1/4 W 5%
R25-R26-R46	: 1,2 k Ω 1/4 W 5%
R27-R29	: 33 k Ω 1/4 W 5%
R38-R89	: 470 k Ω 1/4 W 5%
R39	: 120 k Ω 1/4 W 5%
R40-R42-R66	: 1 k Ω 1/4 W 5%
R43-R47-R60	
R61-R63-R65	: 15 k Ω 1/4 W 5%
R50-R51	: 180 k Ω 1/4 W 5%
R53	: 82 k Ω 1/4 W 5%
R54	: 68 k Ω 1/4 W 5%
R58	: 220 Ω 1/4 W 5%
R59-R62	: 10 Ω 1/4 W 5%

R69-R70-R74	: 1 M Ω 1/4 W 5%
R71	: 1,5 k Ω 1/4 W 5%
R76-R77-R88	: 10 M Ω 1/4 W 5%
R81-R91	: 22 k Ω 1/4 W 5%
R86	: 680 Ω 1/4 W 5%
R87	: 18 k Ω 1/4 W 5%

Condensatori

C1-C50	: poliestere da 1 μF
C2-C11	: ceramici da 47 pF
C3-C21-C22	
C40-C41-C42	: elettrolitici da 1 μF-16 V
C4-C6-C7	
C8-C9-C44	
C45-C49	: poliestere da 1,5 nF
C5	: ceramico da 22 pF
C10-C13-C14	
C15-C16-C52	
C53-C54	: elettrolitici da 2,2 μF-16 V
C12-C23-C24	
C36-C38-C55	: elettrolitici da 10 μF-16 V
C17	: elettrolitico da 10 μF-35 V
C18-C19	: elettrolitici da 470 μF-35 V
C20-C47	: poliestere da 47 nF
C25-C26	: ceramici da 560 pF
C27-C46	: poliestere da 220 nF
C28	: poliestere da 330 nF
C29-C31-C35	
C48-C51	: poliestere da 100 nF
C30-C32-C33	: poliestere da 10 nF
C34	: poliestere da 2,2 nF
C37-C39	: ceramici da 220 pF
C43	: poliestere da 1 nF
C56	: ceramico da 330 pF

Semiconduttori

T1-T2	: Trimmer da 10 k Ω
T3-T4	: Trimmer da 1 k Ω
P1-P2-P3	: Potenziometri da 10 k Ω log.
P4	: Potenziometro da 10 k Ω lin.
D1-D2-D3-D4	: Diodi al silicio 1N4002
D5-D6-D7	
D8-D9-D10	
D11-D12-D13	: Diodi al silicio 1N4148
DL1-DL2-DL3	: Diodi led colori vari
TR1-TR2-TR3	
TR4-TR5-TR6	
TR7	: Transistore n-p-n BC 182
TR8-TR9	
TR10-TR11	: Transistori fet BF 244
IC1	: Regolatore positivo 7815
IC2	: Regolatore negativo 7915
IC3	: Circuito integrato RC4558 Raytheon
IC4-IC10	
IC13-IC15	: Circuiti integrati 1458 Motorola
IC5	: Circuito integrato NE570 Signetics
IC6-IC7	: Circuiti integrati CA3080 RCA
IC8-IC9	: Circuiti integrati TL081 Texas
IC11-IC12	: Circuiti integrati SADS12 Reticon
IC14	: Circuito integrato 741
SW1-SW2	
SW5	: Interruttori semplici
SW3-SW4	: Deviatori doppi
F	: Fusibile rapido da 0,5A
T.A.	: Trasformatore di alimentazione p = 220V s = 15+15V/0,5A
12	: Zoccoli per C.I. a 8 piedini
1	: Zoccolo per C.I. a 16 piedini
1	: Circuito stampato

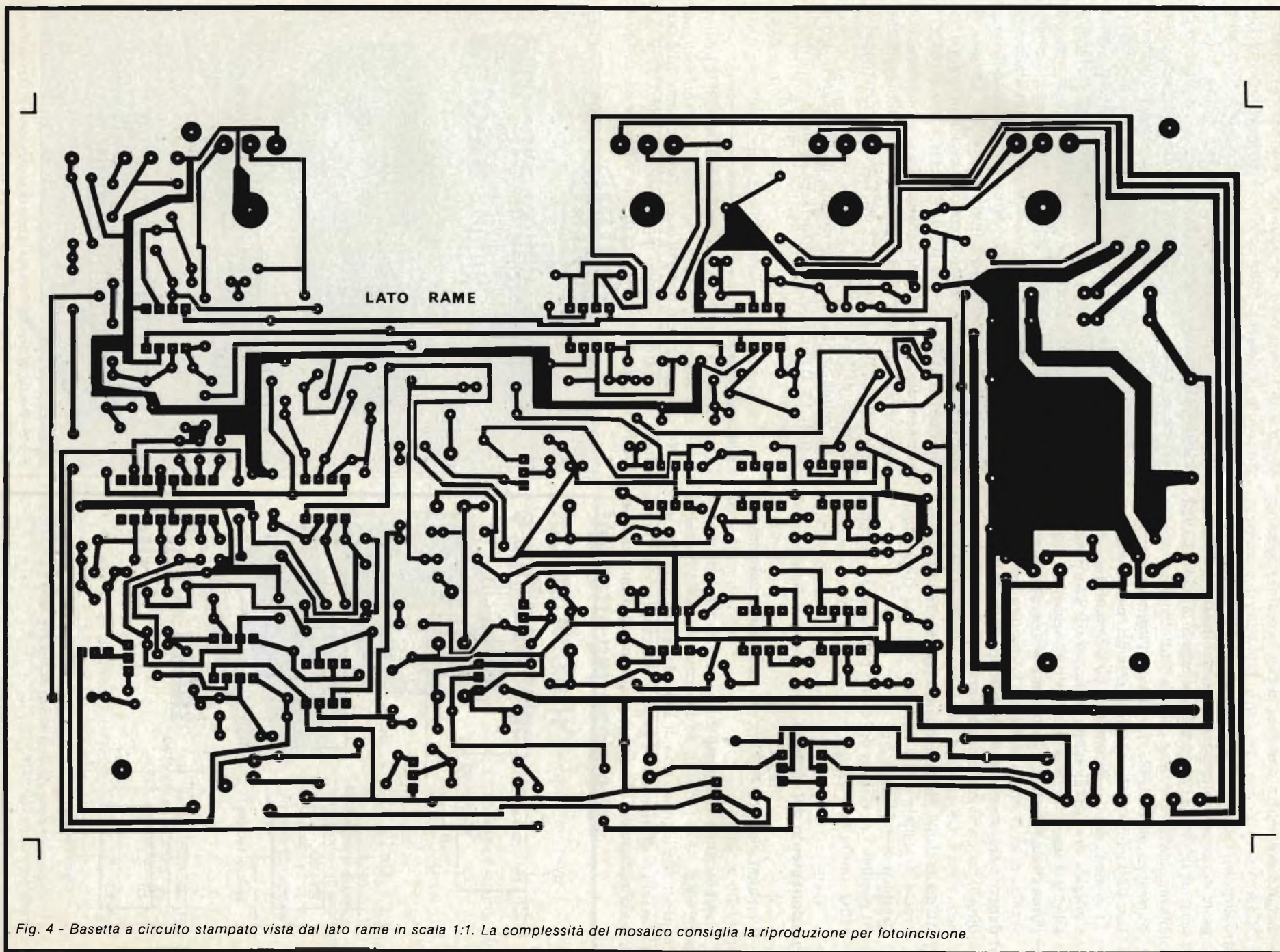


Fig. 4 - Basetta a circuito stampato vista dal lato rame in scala 1:1. La complessità del mosaico consiglia la riproduzione per fotoincisione.

frequenza di sincronismo dell'oscillatore di modulazione IC10.

- 5) Collegare l'oscilloscopio al cursore di T3. Regolare il segnale d'ingresso in modo da misurare sullo schermo una tensione di circa $2 V_{pp}$, e regolare quindi lo stesso T3 fino alla massima soppressione del segnale di sincronismo. Aumentare ora il livello del segnale d'ingresso fin quando l'oscillogramma tende ad appiattirsi nei picchi. Regolare T1 in modo che l'appiattimento risulti simmetrico. Collegare ora l'oscilloscopio al cursore di T4 e procedete alla taratura della linea di ritardo B, seguendo la prassi prima citata (regolare T4 per la massima soppressione del segnale di sincronismo e T2 per la tosatura simmetrica).
- 6) Si deve osservare all'uscita del filtro passabasso IC15 (piedino 7) il segnale audio ritardato *privo* di componente continua.
- 7) All'uscita dell'espansore, ossia al piedino 7 di IC5 si deve vedere il segnale audio ritardato *con* una componente continua di +5V.
- 8) Al piedino 1 di IC15 si dovranno poter rilevare i segnali raffigurati in *figura 6*.

Funzionamento del circuito

Il circuito elettrico dell'"effetto coro" è rappresentato in *figura 2*.

L'amplificatore d'ingresso è un'operazionale a basso rumore, l'RC 4558 (IC3/a). Se l'interruttore SW1 è chiuso, l'impedenza d'ingresso sarà di 10 k ed il guadagno del primo stadio sarà di 26 dB. Se SW1 è aperto il circuito avrà un'impedenza d'ingresso di 110 k con un guadagno del primo stadio di

46 dB. Con IC3/b viene introdotta la cosiddetta "preenfasi", che esalta le frequenze più alte del segnale d'ingresso. Un circuito di "deenfasi" con IC15/b corregge questa esaltazione dei toni alti e diminuisce in questo modo il rumore proprio della linea di ritardo e del compander, che ha uno spettro di frequenze piuttosto alte. Dopo la preenfasi il segnale passa attraverso un filtro passabasso a quattro poli con frequenza di taglio di 10 kHz (IC4), che elimina i segnali di disturbo proveniente dalla linea di ritardo. Un sistema compander (compressore/espansore) serve ad un ulteriore miglioramento della separazione del fruscio prodotto da tutti gli stadi. In questo modo è certo che le linee di ritardo funzioneranno sempre con un segnale di ampiezza relativamente elevata e, se non c'è alcun segnale d'ingresso, il fruscio prodotto dalle linee di ritardo viene mantenuto a livelli non udibili. Le linee di ritardo stesse vengono sincronizzate da oscillatori pilotati in tensione (VCO), formati da IC6-IC8 e da IC7-IC9. Il "VCO" è un semplice generatore di onda quadra o triangolare, che eroga segnali di circa 45 Hz. La corrente di pilotaggio che viene introdotta nel piedino 5 del CA 3080, determina la frequenza dell'oscillatore.

La modulazione viene provocata dall'oscillatore lento IC10-IC13. Il tempo di ritardo del segnale audio viene determinato con la formula:

$$\text{Tempo di ritardo} = \frac{512}{\text{frequenza di sincronismo}}$$

Nel caso presente si tratta di circa 12 ms. Le uscite delle due catene di ritardo vengono p.e. filtrate da R44/C37 e da R48/C39, quindi miscelate tra di loro e filtrate da un filtro

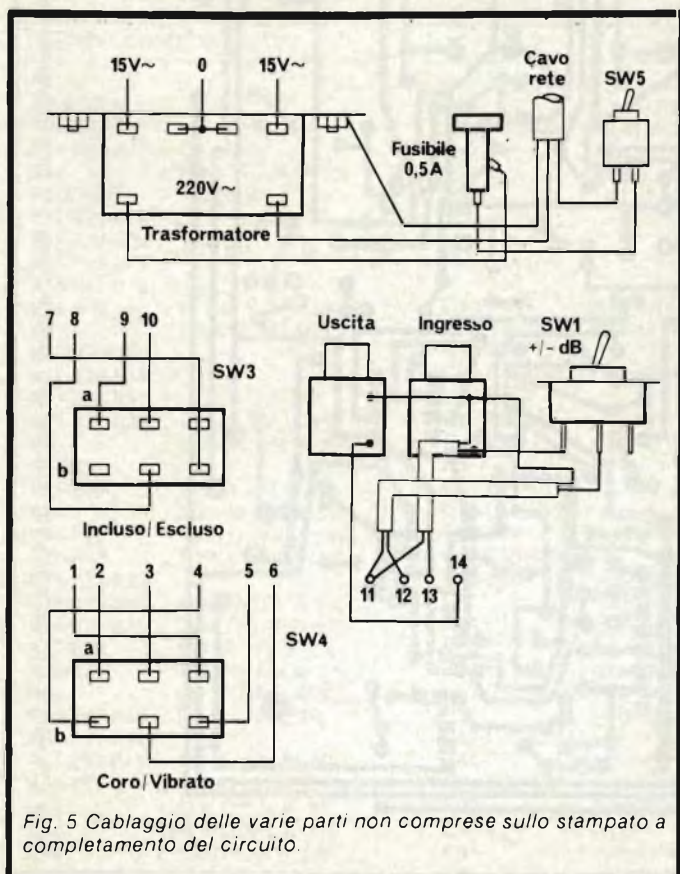


Fig. 5 Cablaggio delle varie parti non comprese sullo stampato a completamento del circuito.

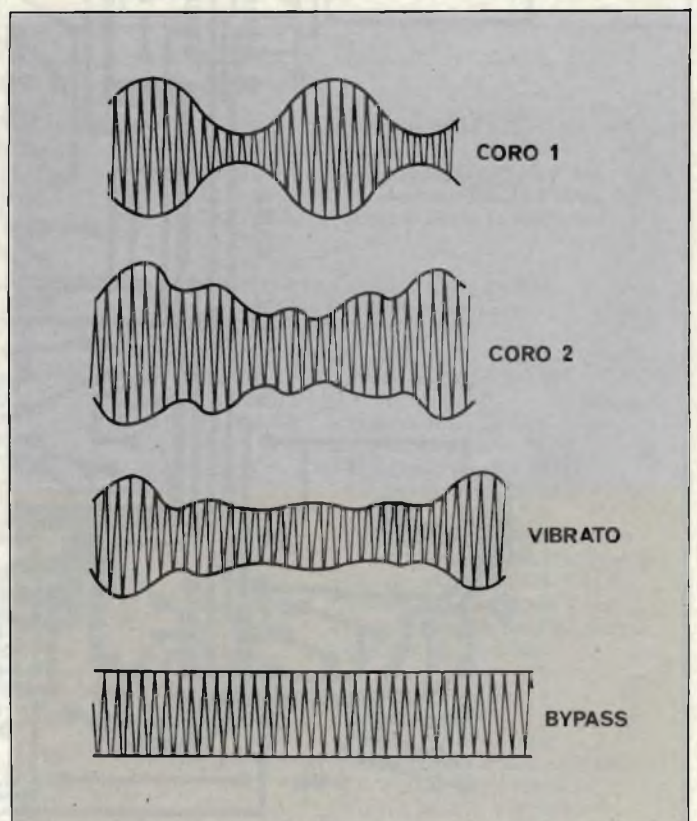
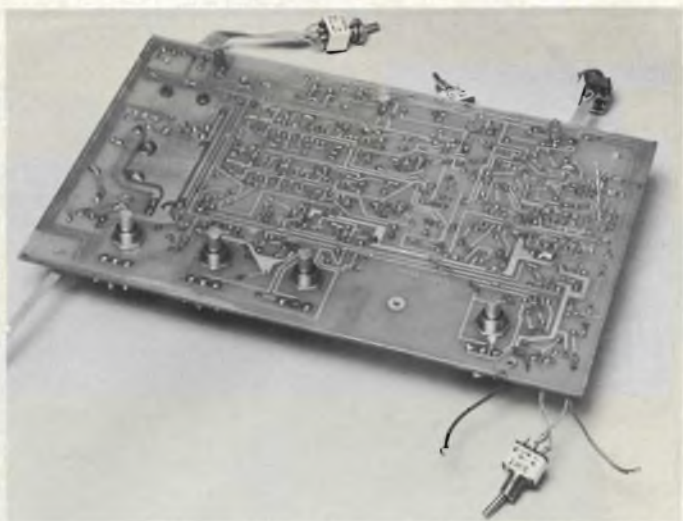


Fig. 6 - Involuppi di uscita rilevabili con l'oscilloscopio in fase di messa a punto.



La foto mostra il lato ramato della piastra, si notino i perni dei potenziometri dei vari comandi nonché la complessità delle piste.

passabasso a 10 kHz (IC15/a). Il segnale viene quindi espanso dall'integrato NE 570 e poi miscelato con il segnale originale mediante IC15 b, dopo che quest'ultimo segnale è passato attraverso il commutatore analogico (TR11) "privo di rumore di scatto".

Questo "fet" è pilotato in conduzione quando si selezionino il coro oppure il vibrato, mentre assume un'altra resistenza (interdizione) nel funzionamento in bypass. L'oscillatore di modulazione opera con due bande di frequenza: una per il

pilotaggio del coro e l'altra per il tempo del vibrato. IC10 è un generatore di onda/triangolare a frequenza molto bassa. Nel coro il segnale di modulazione è sinusoidale e viene prodotto da IC13/a. L'involuppo passa al generatore di sincronismo IC6, che pilota la linea di ritardo IC11, mentre la linea di ritardo B è esclusa dal circuito mediante TR8. Un semplice circuito con indicatore a Led (TR3,TR4,TR5) segnala se è inserito il bypass oppure il vibrato od il coro. Sempre con un Led viene visualizzato il tempo della modulazione.

Un normale alimentatore a doppia tensione fornisce una tensione stabilizzata a +15V e 70 mA, nonché una tensione di -15V a 30 mA, per mezzo dei due regolatori di tensione IC1 ed IC2.

Consigliamo di racchiudere il circuito entro un contenitore metallico al fine di evitare il concatenamento di noiose induzioni dovute all'alta sensibilità degli stadi d'ingresso.

Terminiamo fornendo i dati tecnici dell'apparecchio:

	SW2 chiuso	SW2 aperto
Impedenza d'ingresso	10 k	110 k
Massimo livello all'ingresso	0,5 V	4,5 V
Minimo livello all'ingresso	5 mV	50 mV
Immunità alle tensioni di disturbo	68 dB	74 dB
Massimo livello d'uscita		350 mV
Impedenza di uscita		600 Ω
Velocità del vibrato		2....13 Hz
Velocità del coro		0,3....3,3 Hz



Indicatore digitale di sintonia

UK 380



Sistema di verifica precisa della frequenza alla quale è sintonizzato un radiorecettore oppure un sintonizzatore sia in AM che in FM. La lettura della frequenza di ricezione è visualizzata su un display numerico di grandi dimensioni.

L'accoppiamento al ricevitore avviene senza modificare il suo circuito interno. La luminosità del display è regolabile. L'apparecchio è montato in elegante mobiletto di ridotte dimensioni.

Alimentazione: 220 V c.a.
Sensibilità FM: 20 mV aumentabile con preamplificatore
Sensibilità AM: 300 mV aumentabile con preamplificatore
Campo di lavoro: OL-OM in AM, 88-108 MHz in FM
Consumo: 1 VA

L. 59.000
IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

Valigette per assistenza tecnica Radio TV e ogni altra esigenza



custodie per strumenti di misura

art. 526/abs/TVR
VALIGETTA MODELLO "007
PER ASSISTENZA
TECNICA RADIO TV
Fabbrica specializzata in:
Borse per installatori, manutentori di impianti elettrici, idraulici, impiantisti ed ogni forma di assistenza tecnica



ditta **FERRI**
del dottor
Ferruccio Ferri

via castel morrone 19
telefono 27.93.06
20129 milano - italy

a richiesta si spedisce il catalogo generale

Cognome _____
Nome _____
Via _____ N _____
Città _____ CAP _____

I nuovi diffusori Bandridge per auto da 30 W max.

di M. Capella



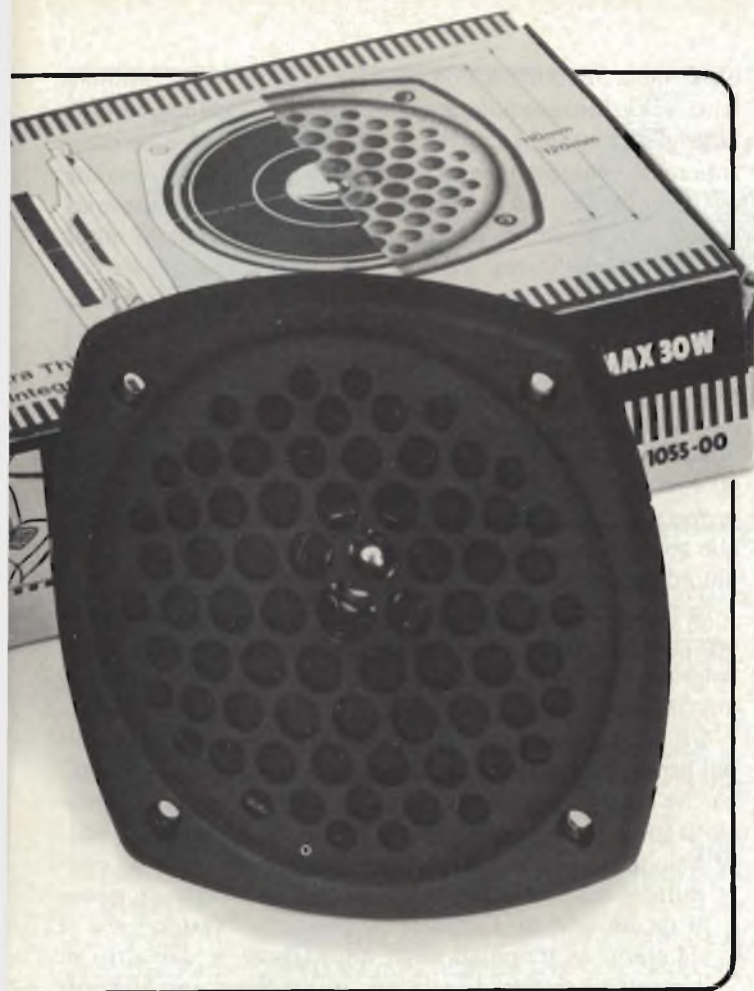
Oltre tre anni di puntigliose ricerche condotte con i più moderni mezzi d'indagine tecnologica e con cura per i particolari quasi ossessiva, hanno portato alla realizzazione di una nuova serie di altoparlanti "Bandridge" per impiego mobile dalla qualità che può essere definita straordinaria. I modelli KA/1054-00 e KA/1055-00 che sono il frutto di tanto fervore, impiegano, prima di tutto un cono completamente nuovo, definito "ricurvo", poi un nuovo magnete, un cestello diverso dai precedenti, una sospensione pneumatica realizzata con materiali inediti. I diffusori sono piccoli ma potentissimi; piatti ma dalla banda sorprendentemente larga; privi di ogni distorsione. Anche dal punto di vista meccanico, sono impeccabili; sono completi di una robusta griglia frontale antivibrazione monoblocco con il cestello, sopportano escursioni termiche importanti.

Da quando gli automobilisti si sono accorti che anche sulle vetture era possibile installare degli impianti hi-fi per nulla inferiori a quelli casalinghi, si è scatenata la caccia ai migliori componenti e soprattutto ai migliori altoparlanti che risultavano i "punti deboli" dei sistemi, non essendo possibile mettere in opera per ovvie ragioni casse acustiche e risuonatori diversi. Le fabbriche più avvedute, fiutato il vento favorevole, si sono date a sfornare diffusori sempre più perfezionati per l'impiego "mobile", ed in tal modo, sul mercato sono apparsi altoparlanti rotondi, quadri, ellittici, piatti, sporgenti, a due vie, a tre vie, muniti di tweeter elettrostatici, a tromba, di lenti acustiche, poi delle vere e proprie custodie munite di gruppi di diffusori differenziati, munite, di tanto di "crossover", ed in grado di erogare una potenza ciclonica ... in sostanza, tutto

quello che può servire per trasformare anche una modesta utilitaria in una sorta di discoteca su ruote.

Non è facile orientarsi tra una produzione tanto vasta e differenziata, ma è facile sbagliare o spendendo troppo, o comprando diffusori difficilissimi da montare, o scegliendo sistemi dal rendimento mediocre.

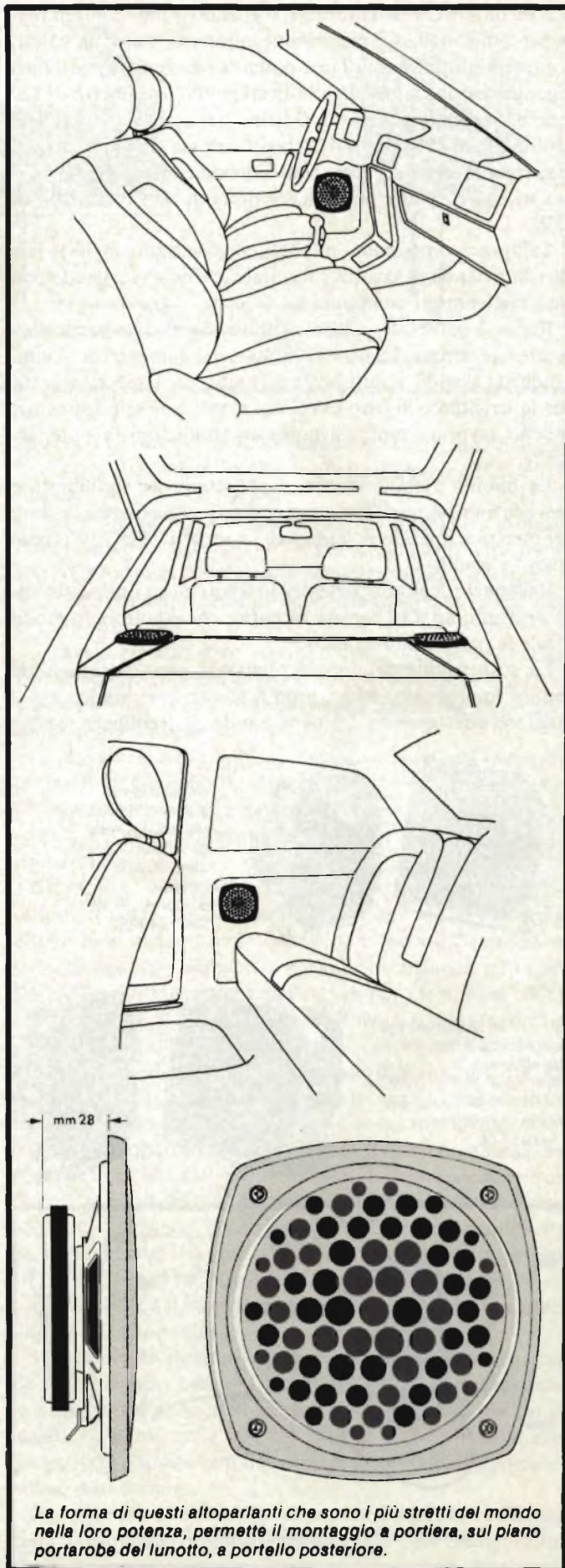
In tutta evidenza, gl'installatori non hanno disponibilità di sale di dimostrazione e audizione ed anche se presso taluni vi sono dei pannelli di prova, le audizioni si svolgono in ambienti innaturali, radicalmente diversi da quelli d'impiego, quindi è più che facile, diremmo quasi "regolare" prendere un abbaglio e provvedersi di diffusori che in seguito si rivelano quasi cacofonici, come quelli che vibrano in assonanza alle strutture meccaniche della vettura in moto, e per i bassi esprimono



dei suoni che rassomigliano a dei "punzz, punzzz, punzzzz", o gli altri che "friggono" irradiando gli acuti e via di seguito. Abbiamo così deciso di suggerire ai lettori-automobilisti-melofili degli altoparlanti in grado di soddisfare le esigenze più critiche con un costo dopotutto moderato, facili da montare, dotati di una notevole robustezza. In sostanza, contraddistinti da prestazioni quasi uniche e comunque eccellenti.

Degli altoparlanti così, naturalmente non nascono per caso, ed infatti la ditta costruttrice, la **Bandridge**, ha lavorato ben tre anni (ed oltre) per realizzarli.

Lo studio è iniziato da lontano, con la mira di produrre dei diffusori perfetti. I primi prototipi che avrebbero portato ai modelli KA/1054-00 e KA/1055-00 sono stati fatti a mano con piccole finiture successive apportate nel rigore delle camere anecoiche e con misurazioni condotte con gli strumenti più sofisticati. Stabilite le dimensioni, che dovevano essere le minime possibili per un facile montaggio, ad esempio negli sportelli che non consentono l'utilizzo di diffusori dalla profondità importante, le maggiori cure sono state dirette alla forma del cono. La Bandridge è riuscita a disegnare un tipo di membrana che ha una linea completamente nuova, brevettata con il termine di "RECURVE CONE™. Non si tratta di un sistema esponenziale, come si potrebbe forse arguire dal termine, ma di un profilo piatto, che tuttavia, grazie ad una speciale sospensione pneumatica, dà un eccellente responso ai bassi, che non "vibrano" e "ronzano" come quelli rammentati in precedenza, ma godono di ottimo smorzamento. In sostanza sono *naturali*.



La forma di questi altoparlanti che sono i più stretti del mondo nella loro potenza, permette il montaggio a portiera, sul piano portarobe del lunotto, a portello posteriore.

È da notare che la Bandridge, seguendo le moderne tendenze nel campo della sonorizzazione automobilistica, ha voluto dotare questi diffusori di una potenza eccezionale per il loro ingombro; infatti, i modelli indicati hanno il diametro di 120 mm, all'incirca quello di un piattino per una tazza da tè, e la profondità di 28 mm, che li fa classificare tra gli "ultrasottili", ma al tempo stesso reggono benissimo una potenza momentanea di 50W, ed una potenza continua di funzionamento di 12W.

Tali prestazioni, *molto* insolite, considerando anche la larghissima banda di lavoro, sono state ottenute scegliendo con cura meticolosa i componenti.

Il cono è realizzato in fibre di polpa di cellulosa particolarmente selezionata. La bobina mobile, del diametro di 20 mm, è indurita a caldo, e sottoposta ad un particolare trattamento che la irrigidisce in caso di sovraccarico, cioè se i dispositivi devono lavorare molto a lungo in condizioni di potenza-limitate.

La bobina mobile, inoltre, è perfettamente equilibrata e prevede un sistema di frenatura contro le eccessive escursioni; per esempio, quando si verificano i cosiddetti "TOC" d'inizio-lavoro e simili.

Il magnete degli altoparlanti è in ferrite ed ha una particolare struttura, ad alta densità di bario, che equilibra in modo ideale le parti in movimento.

La sospensione del cono è realizzata con un particolare tessuto impregnato, ed impiega il lavoro pneumatico per il migliore adattamento ad ogni banda di frequenza, anche

bassissima. Se tuttociò non bastasse, il cestello degli altoparlanti è alquanto speciale; a parte la lega impiegata, incorpora la griglia frontale. In altre parole, la griglia non è "posta a coperchio" come avviene nella maggioranza degli altoparlanti di altra marca. La Bandridge ha notato che le griglie innestabili, danno sempre dei fastidi. Se sono montate in modo erroneo già all'inizio, vibrano, tintinnano e incidono con rumori vari sull'inviluppo sonoro in modo tale da far inorridire qualunque audiofilo purista. Se sono montate correttamente, nel tempo tendono ad "allentarsi" ed a vibrare analogamente, disturbando la musica. La soluzione della griglia "monoblocco" con il diffusore, evita tutte queste possibilità di fastidio. I modelli di altoparlanti KA/1054-00 e KA/1055-00 sono unicamente distinti dal tipo di griglia montata. Il primo utilizza il frontale color marrone, che armonizza meglio con gli interni in cuoio; il secondo ha la finitura in nero, più adatta ed auto sportive, ed in tutti gli interni corvini.

In ambedue i casi, qual che sia la colorazione, la griglia anteriore è in solido ABS antiurto e protegge il cono nel tempo. La realizzazione monoblocco rende inoltre facile il montaggio.

Gli altoparlanti KA/1054-00 e KA/1055-00 sono disponibili presso ogni sede G.B.C. in una confezione "tipo regalo" che ne comprende due, di uno o dell'altro tipo. Nella confezione sono compresi anche i vari accessori di montaggio, cioè:

- ** Due tratti di cavo bipolare lunghi due metri, con un conduttore colorato e uno neutro per la giusta fasatura, muniti da un lato di connettori a pressione "faston" che si adattano ai terminali degli altoparlanti, e dall'altro di connettori standardizzati per autoradio o amplificatori "booster".
- ** Due tratti di tubo in polivinile rinforzato lunghi 153 mm che servono per proteggere i cavetti di connessione laddove debbano attraversare fori scabri nella carrozzeria o girare attorno a spigoli taglienti.



Altoparlante a 2 vie "Bandridge" materiale della custodia, ABS metallizzato. Potenza d'uscita: 30 W KA/1940-00

Altoparlante Bandridge in custodia ABS metallizzato. Potenza d'uscita: 30W. Possibilità di fissaggio anche in portiera KA/1935-00



Altoparlante a 3 vie "Bandridge". Potenza d'uscita: 50W KA/1845-00

Altoparlante a 3 vie Bandridge custodia in ABS e griglia frontale in metallo. Potenza d'uscita: 30W KA/1840-00



Altoparlante in custodia bicono "Bandridge". Potenza d'uscita: 60W KA/1875-00

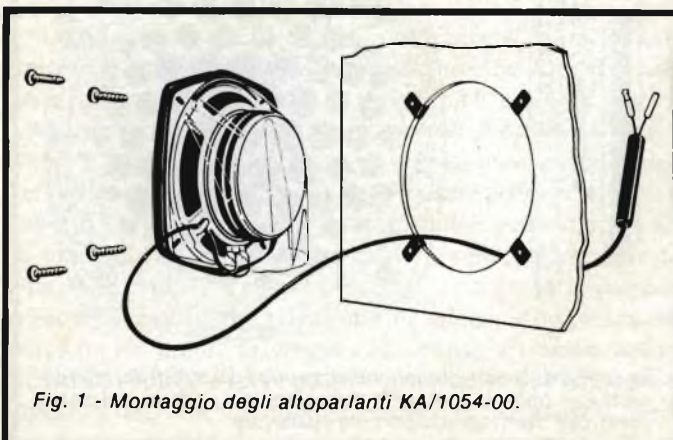


Fig. 1 - Montaggio degli altoparlanti KA/1054-00.

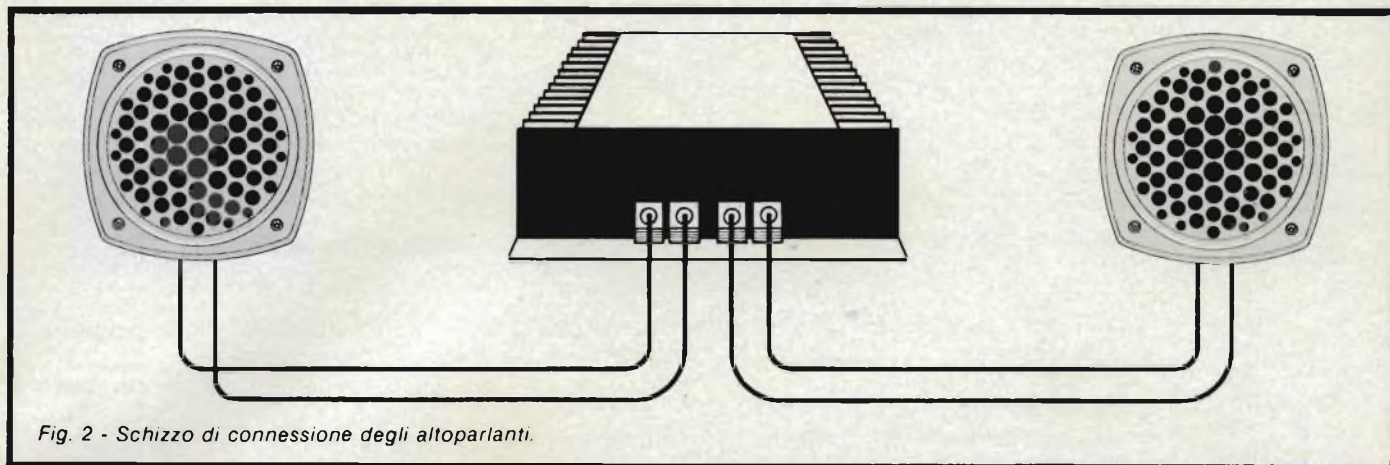


Fig. 2 - Schizzo di connessione degli altoparlanti.

- ** Due coperture in polietilene sottile, da impiegare specialmente dove gli altoparlanti possano essere soggetti a fenomeni di sgocciolio e condensa, come si verifica all'interno degli sportelli.
- ** Due tratti di nastro adesivo bifacciale che serve per il montaggio delle coperture dette, ove siano necessarie.
- ** Otto viti autofilettanti per il fissaggio dei diffusori, anodizzate, lunghe 32 mm.
- ** Otto molle autobloccanti del tipo "Tinnermann" per il più facile montaggio dei diffusori, che accolgono le viti autofilettanti.

In sostanza, normalmente non vi è nulla da acquistare in più, andando dal ferramenta o dall'elettricista e perdendo tempo. Lo stesso contenitore degli altoparlanti e degli accessori, serve come maschera di montaggio, nel senso che ha marcato il cerchio di 120 mm che serve per far affacciare i diffusori e le positure delle viti angolari.

Due parole sull'installazione.

Gli altoparlanti "Bandridge" considerato anche il loro minimo ingombro, possono essere fissati un pò dappertutto, nell'auto. In pratica, nel punto scelto, serve solo una profondità di 30 mm. Una misura del genere non impegna: i diffusori possono essere installati negli sportelli anteriori, posteriori, sul piano portarobe del lunotto, sotto al pannello degli strumenti, sopra il piano del parabrise; nel caso che l'impianto stereo sia montato in un furgone, una giardinetta, o nella cabina di un camion, per gli altoparlanti si possono scegliere i pannelli laterali, possibilmente non metallici per non dover impiegare arnesi speciali per praticare i fori.

Il montaggio dei KA/1054-00 e KA/1055-00, si osserva nella figura 1. Il disegno riporta l'installazione più classica, a pannello laterale. Se si sceglie il lunotto o il piano-parabrise, come punto di montaggio, il disegno vale ugualmente, con la differenza che sarà da intendere "in verticale".

Per praticare il foro da 120 mm, si può impiegare come maschera la scatola, come abbiamo detto in precedenza, ed un qualunque arnese adatto. I fori per le viti possono essere praticati con qualunque trapano. Sui fori ultimi detti, si devono inserire le molle "Tinnermann" che aggraffano le viti autofilettanti. Per la copertura antisgocciolio, è bene ragionare un momento sulla posizione prescelta. Se vi è pericolo di condensa o di stille o di gocce che scorrono sulle superfici interne potendo raggiungere il cestello, il polietilene protettivo è senza dubbio da impiegare. Il caso tipico è quello degli

sportelli, nei quali l'umidità penetra tra i vetri dai finestrini e le relative guarnizioni, anche se queste ultime sono in perfetto ordine.

Per il fissaggio della protezione si impiegherà il nastro doppio adesivo. Liberata una superficie, il nastro sarà premuto tutt'attorno al cestello, alla sommità, quindi, liberata l'altra superficie adesiva, si farà aderire la copertura, lasciandone penzolare i lembi.

I cavetti bipolari d'interconnessione, compresi nelle confezioni saranno montati *prima d'installare l'altoparlante* spingendo i connettori Faston sui reofori, sino a che siano penetrati completamente.

Come si vede nella figura 1, i cavetti saranno infilati nel foro centrale del pannello di fissaggio, e nei punti in cui devono attraversare la cornice di uno sportello o qualunque foro scabro o tagliente, saranno protetti con il tubo in polivinile rinforzato.

Durante la connessione all'autoradio o all'amplificatore di bordo, occorre una pochino d'attenzione. Com'è noto, gli altoparlanti hanno una loro cosiddetta "polarità", che è sempre indicata negli elementi di pregio. Tale polarità, può essere stabilita anche sperimentalmente; se per esempio si collega una pila da 3V ai terminali di un diffusore, il cono tenderà ad avanzare o a retrocedere. Se si ha l'avanzamento, il polo positivo della pila corrisponde a quello dell'altoparlante, ed il contrario nel contrario. Ora, a parte questa indicazione di funzionamento in CC, se si inverte la polarizzazione di una coppia di altoparlanti stereo, l'effetto stereofonico sarà pessimo; piatto e "strano". È quindi assolutamente necessario che il capo colorato del cavo di connessione di un diffusore giunga all'uscita "positiva" del canale dell'autoradio o amplificatore, ed identicamente per il capo incolore che deve far capo all'uscita "negativa".

Nella figura 2 si vede dettagliatamente lo schizzo di connessione degli altoparlanti.

Concludendo diremo ancora che vi sono apparecchiature stereofoniche che hanno il "negativo" comune, eventualmente a massa ed altre che hanno i due capi di ciascun canale isolati. Se si ha a che fare con uno di questi ultimi, il capo "negativo" d'uscita non deve essere assolutamente portato a massa o in comune.

In certi casi, così facendo, si potrebbe addirittura danneggiare il complesso ricevitore-amplificatore; per esempio allorchè vi è una connessione d'uscita del tipo detto "a ponte".

MARCA	MINERVA
MODELLO	Icaro 12" B/N
SCHEMA EL	STV 64
DIFETTO LAMENTATO	Manca la luminosità

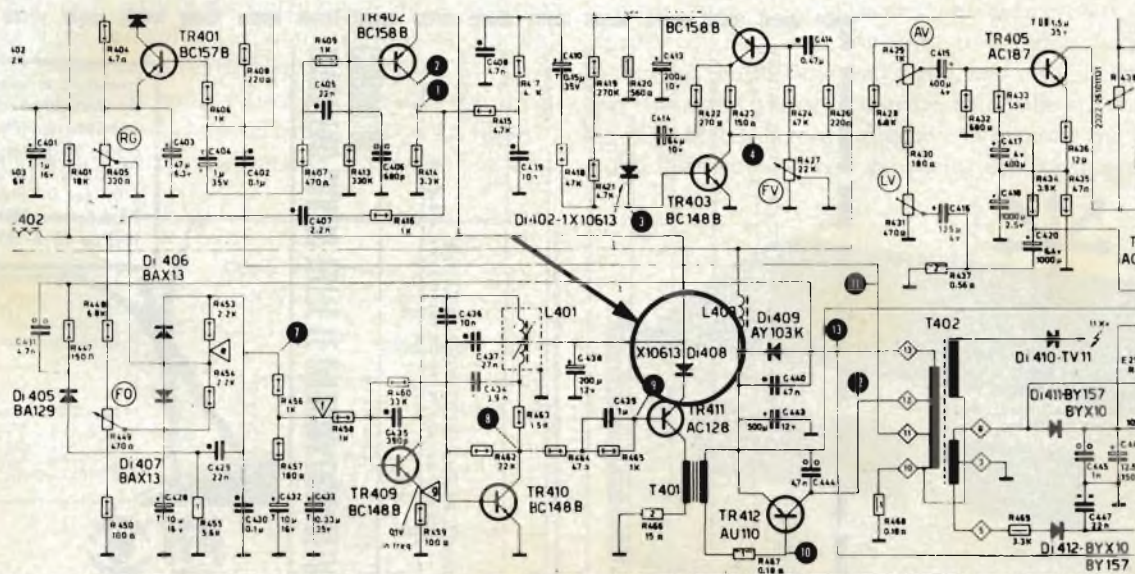
PROVE EFFETTUATE

Nella quasi totalità dei casi la mancanza di luminosità nei televisori portatili a stato solido non impensierisce più il riparatore. Sono già molti anni che questi ricevitori sono in commercio ed esiste una casistica ormai ben consolidata sui guasti che si è soliti trovare, in particolare per quanto riguarda il difetto che qui stiamo trattando. La prima prova che andiamo ad effettuare, dopo esserci assicurati che la tensione di alimentazione sia di 11 V, è la solita che riguarda la presenza dell'EAT prima e dopo il rettificatore di alta tensione. L'EAT è completamente assente. Misuriamo perciò il damper e il transistore finale, i quali tuttavia non si discostano dalla norma. Passiamo ora l'attenzione sull'oscillatore di riga per verificarne il funzionamento. Osserviamo con l'oscilloscopio le forme d'onda n. 8 e n. 9. Esse risultano molto vicine a quanto indicato sullo schema. Non così avviene sulla base dell'AC 128 pilota del transistore finale. La forma d'onda n. 10 è praticamente assente, ciò che sembra indicare una strozzatura nel circuito del TR 411. Controlliamo con cura il transistore, ma non notiamo irregolarità. Rileviamo perciò le tensioni sui suoi elettrodi in cerca di indicazioni valide. Abbiamo qui il piacere di effettuare la prima misura che ci sembra veramente utile per la risoluzione del guasto. Infatti, constatiamo che la tensione di collettore che dovrebbe essere prossima a quella di alimentazione (11V) risulta notevolmente più bassa, intorno ai 3V, come se il diodo Di 408 si comportasse come una resistenza di alto valore. Stacciamo questo diodo dal circuito stampato per misurarlo senza gli errori introdotti dal circuito circostante e scopriamo, con soddisfazione, che la sua resistenza diretta ha un valore infinito, alla pari della resistenza inversa. È evidente che una precedente misura effettuata su questo diodo che aveva dato risultato positivo, era stata falsata dagli elementi ad esso collegati.

COMPONENTI DIFETTOSI

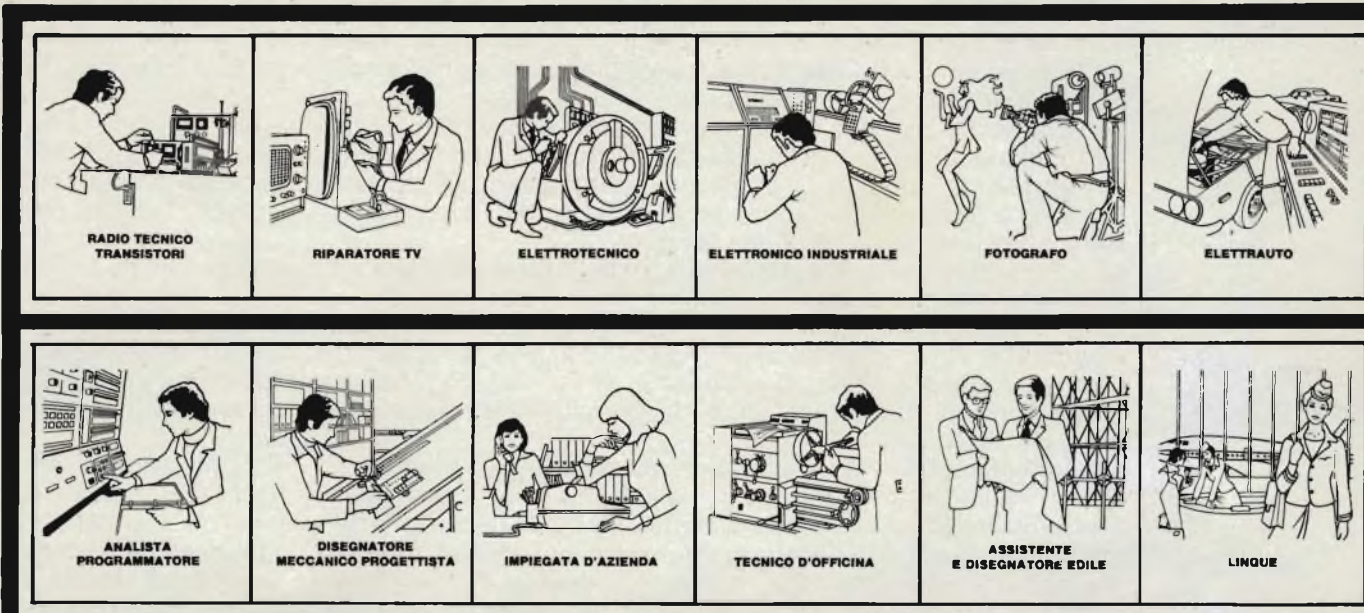
Un diodo 1X10613 (Di 408)

SCHEMA



NOI VI AIUTIAMO A DIVENTARE "QUALCUNO"

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



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

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)
 RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - Elettrotecnica - Elettronica Industriale - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA - ELETTRAUTO.

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

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

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE

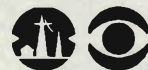
PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI - DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - ESPERTO COMMERCIALE - IMPIEGATA D'AZIENDA - TECNICO D'OFFICINA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE e i modernissimi corsi di LINGUE. Imparerete in poco tempo, grazie anche alle attrezzature didattiche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

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

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

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

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



Scuola Radio Elettra
 Via Stellone 5/D11
 10126 Torino

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



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

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI _____

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

MITTENTE: _____

COGNOME _____

PROFESSIONE _____

VIA _____

COMUNE _____

COD. POST. _____

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY PER PROFESSIONE O AVVENIRE

prov. _____

N. _____

ETA _____

D11

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



Scuola Radio Elettra
 10100 Torino AD

L'orologio - Contagiri

Un prezioso completamento per la strumentazione

Prof. Beretta

Osservando la maggioranza dei cruscotti delle autovetture economiche, o dalla classe intermedia, si nota subito un certo squallore, in relazione agli strumenti. Vi è un pò meno dello stretto indispensabile. Manca ad esempio il contagiri, fondamentale per il miglior sfruttamento del motore, e l'orologio, quasi indispensabile per controllare se si sta rispettando una data tabella di marcia, e se si è puntuali ad un appuntamento prefissato.

L'orologio-contagiri Bandridge che presentiamo, una moderna realizzazione digitale di classe, facilissimo da installare, consente di riempire queste serie lacune, assimilando la strumentazione di una utilitaria a quella di un'auto di lusso.

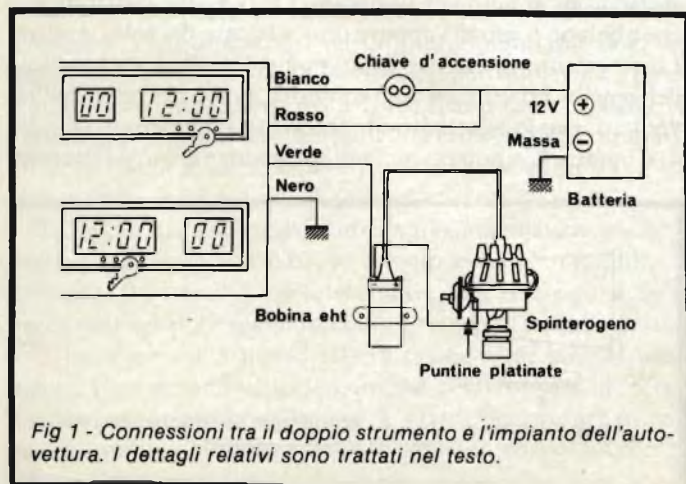
Chi guida basandosi sul contachilometri è certo un principiante, o un pessimo automobilista. Tale indicatore infatti, prima di tutto è sempre impreciso per natura sua (si ammette tranquillamente la non linearità della sua scala ed una possibilità di scarto nelle letture che raggiunge il 20%), inoltre al massimo serve per controllare se, in un tratto in cui vige una data velocità massima, si rientra nello stabilito.

Ad esempio, diverse autovetture del passato, ma di un passato anche piuttosto recente, recavano sul contachilometri l'indicazione della velocità massima per ciascuna macchina;

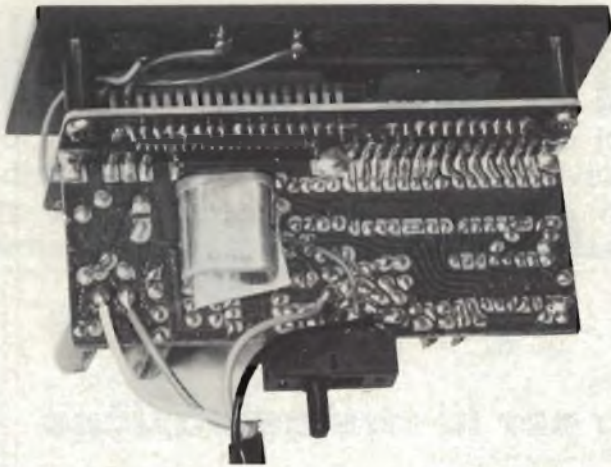
chi si affida a queste "tacche" o settori era senza dubbio sordo al motore, ed effettuava inoltre dei pessimi cambi di marcia a causa delle indicazioni approssimate. O cambiava a motore ormai "imballato" o ad un numero di giri insufficiente, giungendo a far "battere in testa" il povero propulsore giustamente ... "indignato".

Ben altro sarebbe avvenuto cambiando in base al contagiri, come sovente fanno anche i piloti da competizione, ma questo indicatore è del tutto assente dal cruscotto delle piccole cilindrate, ed anche da quello delle medie cilindrate economiche, "competitive" solo sul piano del costo. Il contagiri permette di tenere una guida sportiva impeccabile, volendo, con scali di marcie degni di un Villeneuve.

D'accordo, con l'attuale costo del carburante, la guida sportiva è alquanto in ribasso, ma il contagiri non serve solo a chi ama "pestarci dentro" ed atteggiarsi a pilota da Indianapolis; ha un impegno perfettamente contrario ed altrettanto valido: quello di indicare i regimi ai quali si ottiene il massimo rendimento del motore, come dire la massima "coppia", sempre inferiori al massimo, che permettono di procedere spediti con il minimo consumo. In sostanza di guidare razionalmente. Tutto bene, salvo che, appunto, il contagiri, quasi per una sorta di ironia, si trova solo sulle autovetture "grosse" che appartengono, in genere, a persone che hanno assilli completamente diversi da quello del consumo! E che dire



Ecco come appare l'elegante orologio-contagiri della Bandridge.



La foto mostra lo "strumento" privo dell'involucro; si noti il quarzo impiegato nella base dei tempi.

della mancanza dell'orologio?

Molti lo ritengono superfluo, visto che chiunque ne ha uno da polso. Spesso però si tratta di un orologio LCD (elettronico, a cristalli liquidi) che, come è noto, non è facilmente leggibile in condizioni di luce mediocri. Il guidatore, di conseguenza, deve distrarre lo sguardo dalla via, puntando sul display, e deve mettersi a torcere il polso ed a inclinare in vario modo il braccio. Se in condizioni del genere non avviene un tamponamento è un miracolo, ma l'ora, in macchina, è necessario controllarla comunque spesso per vedere se si può giungere puntuali ad un appuntamento o conviene affrettarsi, o magari mutar itinerario; se si rispetta la tabella di marcia autostradale, o se è il momento giusto per cambiare programma ricevuto con l'autoradio e via di seguito.

L'orologio sul cruscotto, quindi, oltre ad essere di una estrema comodità, *rappresenterebbe anche un fattore di sicurezza*. Ma non v'è, almeno non v'è sulle automobili più "spartane".

È anche un peccato che in tutte queste autovetture non vi sia il termometro dell'olio ad esempio, ma pazienza; il buon guidatore non sforza mai tanto il motore da doversi preoccupare dell'ebollizione (!) del lubrificante, ma sente invece, e di continuo la mancanza del *contagiri e dell'orologio*. Circa il primo, peraltro, dobbiamo dire che certi modelli meccanici, così come elettrici, montati su vetture intermedie, sarebbe meglio che non vi fossero del tutto, visto che offrono indicazioni sballate, che invece d'essere d'ausilio traggono in inganno.

Per rimediare alle lacune, ed eventualmente alle imprecisioni, vi è però ora un sistema semplice e relativamente poco dispendioso; diciamo adatto anche "alle tasche dei guidatori di utilitarie". Si tratta del doppio strumento "orologio più contagiri" realizzato dalla nota Bandridge, specialista nella realizzazione di sistemi elettronici "mobili", e distribuito dalla G.B.C. tramite le sue Sedi.

Ne parliamo a pro degli innumerevoli interessati.

Il complesso impiega l'affissione digitale, sia per l'ora (ed i minuti), che per il numero di giri. Vi sono due display dalla forte luminosità che possono essere scorti con un solo "colpo d'occhio" senza pericolose distrazioni. L'estetica, che si osserva nella foto di testo, è notevole, ma anche sul profilo

tecnico il doppio strumento è assai avanzato. Ambedue i sistemi di conteggio impiegano IC integrati a larga scala del tipo C-MOS, ed in tal modo il consumo è molto ridotto.

L'alimentazione generale è a 12V nominali, con negativo in comune, ma in pratica, grazie ad uno stabilizzatore interno, la tensione può variare da 9 a 15V senza che si riscontri alcun turbamento delle funzioni.

L'orologio ad evitare noiose messe a punto periodiche funziona secondo il principio del "conteggio perpetuo".

In altre parole, la sua alimentazione è sdoppiata.

Quando il motore è acceso, si legge l'ora sul display, ed il corrispettivo assorbimento è di 1,8W: trascurabile, essendo non molto diverso da quello di una lampadina per l'illuminazione del cruscotto o simili. Quando si spegne il motore, l'indicazione dell'ora sparisce, perchè si spegne, *ma l'orologio vero e proprio*, il settore pilotato dal quarzo a 3,58 MHz, il divisore, gli stadi accessori continuano ad essere in funzione. In tal modo, riaccendendo il motore, si ha di nuovo ed immediatamente l'ora esatta.

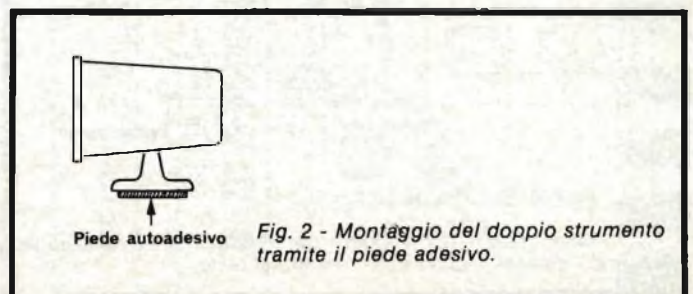
Durante la sosta, il "clock" assorbe solamente 0,01 W come dire meno di 1 mA; una instabilità assolutamente trascurabile anche se la batteria è semiscarica. Basta pensare che una normale batteria per automobili medio-piccole ha una capacità di 50-60 A/h, e si vedrà quanto sia irrisoria la corrente di 1 mA, che è di gran lunga inferiore alle normali "disposizioni" che si verificano negli impianti elettrici di tutte le automobili non perfettamente nuove, o che passano la notte all'aperto.

La precisione dell'orologio, è eccellente; può essere paragonata a quella di un modello da polso dalla buona marca, e grossomodo lo scarto medio ammesso, può essere di alcuni secondi al mese. L'indicazione è quella tradizionale, con le ore, i minuti, ed i due puntini verticali al centro del display che lampeggiano indicando i secondi.

Le cifre sono poco più basse di un centimetro, quindi la lettura è molto facilitata quali che siano le condizioni d'illuminazione.

Passiamo ora al contagiri. Uno strumento del genere, lo si valuta prima di tutto in base alle precisione che offre, e si accetta come buona una precisione del 10%, mentre solo i contagiri da rally o simili raggiungono la precisione del 5%. Ebbene, il contagiri Bandridge (udite!) ha una precisione del più-meno *un per cento!*

Non di rado i contagiri in kit o in modulo montato, come in questo caso, manifestano dei seri problemi allorché debbano essere usati in auto che utilizzano l'accensione elettronica, o che abbiano 6 cilindri oppure otto, al posto dei soliti quattro. Lo strumento di cui parliamo, non soffre di alcun handicap del genere. Prevede un commutatore, posto nel retro dell'involucro, che lo adatta istantaneamente al numero di cilindri: 4, 6 oppure 8, e può essere impiegato senza alcun adattamen-



to, quindi con una connessione diretta, anche se è presente un'accensione transistorizzata, o a scarica capacitiva, o di ogni altro genere affine.

Le connessioni le vedremo tra breve.

Un'ultima nota. Sia l'orologio che il contagiri hanno una temperatura di lavoro (si noti *di lavoro*, appunto, non di magazzino) che corre da -20°C a $+80^{\circ}\text{C}$. In passato, chi aveva un orologio elettronico in macchina, ed aveva abbandonato il mezzo nel parcheggio di una stazione sciistica, oppure sotto il sole a picco, tornando, aveva dovuto constatare che il sistema elettronico, dotato di una gamma di lavoro dell'ordine dei $-10^{\circ}\text{C}/+60^{\circ}\text{C}$, era entrato in fuori uso. In questo caso, nulla di simile può verificarsi, a meno che l'utente si rechi in Siberia, ma in tal caso, difficilmente lascerà l'auto all'aperto, di notte o per lunghe soste, visto che non sarebbero solo i sistemi elettronici a soffrire dei $-30^{\circ}\text{C}/-40^{\circ}\text{C}$, abituali d'inverno, ma prima di tutto il motore ed i vari organi meccanici.

Inutile preoccuparsi della temperatura, quindi.

Vediamo ora come si effettua il montaggio dell'orologio-contagiri. Diciamo subito che si tratta di un lavoro semplicissimo.

Le connessioni che sporgono dal retro del contenitore sono quattro, ed i fili relativi sono colorati in rosso, bianco, nero, verde.

Il filo rosso, deve essere collegato ad un punto qualunque nell'impianto elettrico; per esempio all'accendisigaro, o alla scatola dei fusibili. Il punto scelto deve sempre essere sotto tensione, in quanto il conduttore detto alimenta la base dei tempi dell'orologio.

Il filo bianco, deve a sua volta giungere al positivo dell'impianto elettrico, ma *dopo* la chiavetta d'accensione. Serve infatti per alimentare il display dell'orologio ed il contagiri. I punti nei quali si può effettuare la connessione, sono moltissimi; ad esempio il medesimo terminale "freddo" della chiave, il capocorda del primario della bobina EHT, l'alimentazione dell'autoradio o simili.

Il filo nero è la massa generale e deve andare alla carrozzeria. La connessione deve essere ben salda e stretta e deve offrire un contatto eccellente, nel tempo.

Il filo verde capta gli impulsi che devono essere elaborati dal contagiri, quindi deve giungere al capo isolato delle puntine platinato, o al capocorda della bobina EHT collegato con le dette. Si veda anche la *figura 1*.

Questo, praticamente è tutto.

Il doppio strumento può essere montato al di sopra del cruscotto, o al di sotto, o in un punto qualunque dove sia prontamente visibile. Per il fissaggio, si può impiegare il piede autoadesivo che si scorge nella *figura 2*, dopo aver asportato il nastro di protezione. In alternativa, servirà la staffa che appare nella *figura 3*, da orientare per la miglior visibilità.

Per finire, alcune note di collaudo.

Il doppio strumento deve funzionare immediatamente, se le connessioni sono ben fatte, in quanto non esistono punti di taratura. Il commutatore retrostante, deve essere posto sulla tacca corrispondente al numero di cilindri del motore servito.

L'orologio sarà a messo all'ora esatta come si vede nella *figura 1*, cioè ponticellando con una chiave o una moneta i contatti che sporgono sul fronte. L'ora-campione sarà ricavata dalla radio, dell'apposito servizio telefonico o da un cronometro elettronico digitale da polso.

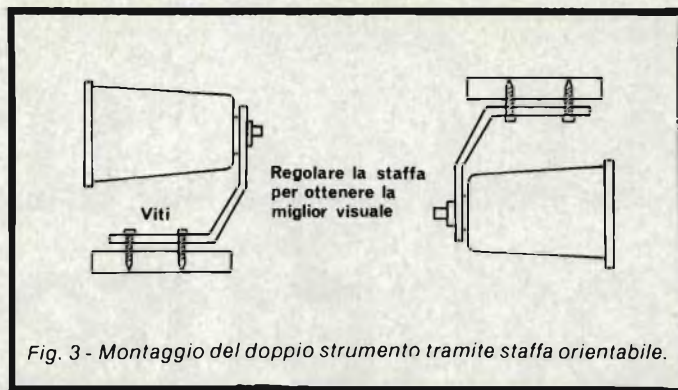


Fig. 3 - Montaggio del doppio strumento tramite staffa orientabile.

Il funzionamento del clock, come abbiamo detto, dovrebbe essere perpetuo. Può avvenire però che la batteria debba essere staccata, ad esempio per ricaricarla o sostituirla o procedere a particolari riparazioni.

In tal caso, il "clock" non è più alimentato ed il conteggio non procede. Poiché si avrebbe allora l'indicazione di un'ora inesatta, un particolare circuito interno produce il lampeggio delle cifre quando si torna ad applicare l'alimentazione, segnalando la necessità di "rimettere a punto l'ora", come detto in precedenza. Se la vettura impiega un'accensione elettronica particolare, del tipo con attacco esterno per contagiri digitale, il filo verde, invece di essere collegato come si vede nella *figura 1*, sarà portato a questo terminale.



Micro trasmettitore FM

UK 108



Un semplice ed efficiente apparecchio per gli usi più svariati: come radiomicrofono senza filo, come divertente gioco in casa e fuori, come mezzo per sorveglianza dei bambini

incustoditi. Di minimo ingombro e peso; il suo raggio di azione ottimale è di una trentina di metri, ed è usabile quindi senza licenza.

Alimentazione: batteria 9 Vc.c.
Gamma di frequenza: da 88 a 108 MHz
Portata massima: ~300 mt.
Ingombro: 92 x 60 x 35 mm
Peso: 130 g

L. 17.900 in kit
L. 19.900 montato
IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

A ciascuno il suo computer

Anche voi avete bisogno del computer personale

Tutti hanno sentito parlare di microelettronica e di microprocessori. Molti ne conoscono i vantaggi ma vorrebbero saperne di più. Molti amerebbero sapere tutto. Qui si svela che ZX80 è l'apparecchio più importante del nostro tempo. Ciò che molti anni fa era costosamente consentito solo ai grandi organismi, ora è alla portata di tutti: del professionista, della piccola azienda, del nucleo familiare, persino della persona singola.

Lo ZX80 della Sinclair offre servizi di gran lunga superiori al suo prezzo. Pesà solo 350 grammi. È applicabile a qualunque televisore. Può essere collegato a un registratore di cassette per la memorizzazione permanente di istruzioni e dati. È un piccolo apparecchio che può mettere ordine in tutte le vostre cose e aiutarvi più di una schiera di segretari.

Il primo computer personale veramente pratico

ZX80 anticipa i tempi. Le sue qualità colgono di sorpresa anche i tecnici, poiché il raggiungimento delle caratteristiche che lo distinguono sarebbero dovute apparire fra molto tempo. È conveniente, facile da regolare, da far funzionare e da riporre dopo l'uso. Soddisfa l'utente più preparato.

Esempio di microelettronica avanzata

La semplicità circuitale è il primo pregio dello ZX80, la potenza è il secondo pregio. Insieme, ne fanno l'apparecchio unico nel suo genere.

Alcune applicazioni

A casa memorizza i compleanni, i numeri telefonici, le ricette di cucina, le spese e il bilancio familiare, e altre mille applicazioni di cui si può presentare la necessità.

Per aziende

Piccole gestioni di magazzino, archivio clienti e fornitori eccetera.

Per professionisti

Calcoli matematici e trigonometrici, elaborazione di formule, archivio.

Per il tempo libero

Lo ZX80 gioca alle carte, risolve le parole incrociate, fa qualsiasi gioco gli venga messo in memoria.

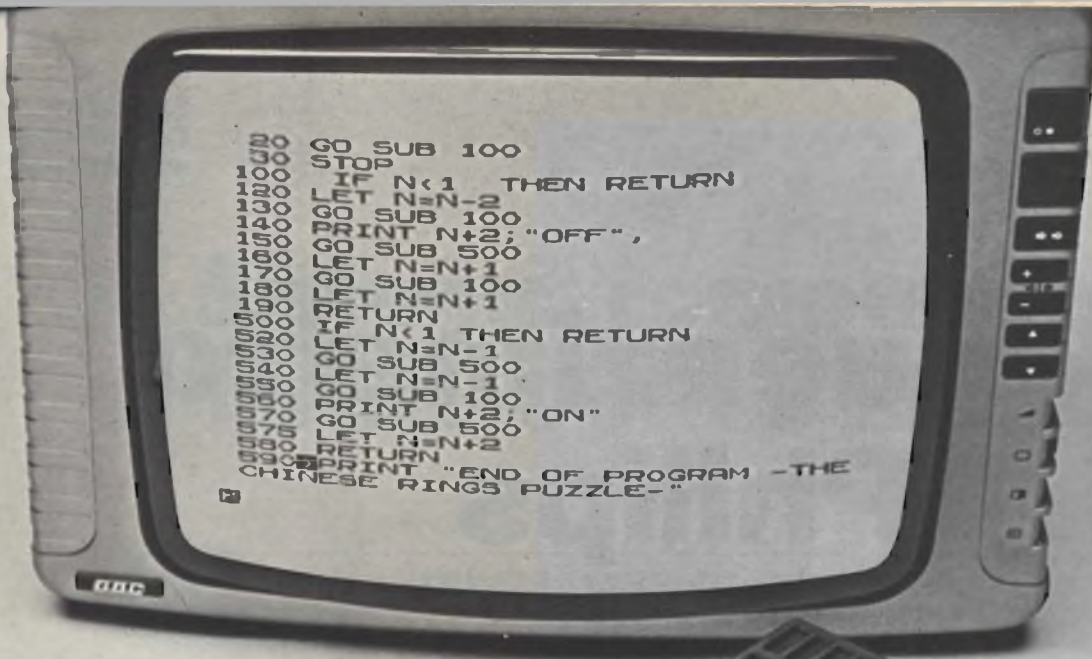
CARATTERISTICHE TECNICHE

MICRO	— Z80A
LINGUAGGIO	— BASIC
MEMORIA	— 1 K RAM ESPANSIBILE A 16 K
TASTIERA	— KEYPLATE CON SUPERFICIE STAMPATA
VISUALIZZAZIONE	— SU QUALUNQUE TELEVISORE
GRAFICA	— 24 LINEE A 32 CARATTERI
MEMORIA DI MASSA	— SU QUALUNQUE REGISTRATORE MAGNETICO
BUS	— CONNETTORE CON 44 LINEE, 37 PER CPU 0V., 5V., 9V., CLOCK
SISTEMA OPERATIVO	— 4K ROM
ALIMENTAZIONE	— 220V 50Hz CON ALIMENTATORE ESTERNO (OPZIONALE).



LISTINO PREZZI IVA ESCLUSA

— COMPUTER ZX80	TC/0080-00	L. 285.000
— COMPUTER ZX80 Kit	TC/0081-00	L. 240.000
— MODULO PER ESPANSIONE DI MEMORIA FINO A 3K RAM	TC/0083-00	L. 39.500
— COPPIE DI CIRCUITI INTEGRATI PER OGNI K DI MEMORIA	TC/0082-00	L. 17.000
— ALIMENTATORE	TC/0085-00	L. 12.900
— LIBRO "IMPARIAMO A PROGRAMMARE IN BASIC CON LO ZX80"	TL/1450-01	L. 4.400
— MODULO DI ESPANSIONE DI 16 K RAM COMPLETO DI INTEGRATI	TC/0087-00	L. 191.500
— ALIMENTATORE PER ZX80 CON ESPANSIONE DI 16 K RAM	TC/0086-00	L. 22.000



Connettore a pettine:
CPU; 0V; 5V; 9V; segnale
clock; indicatore di
memoria esterna in uso;
due masse.

Modulatore TV UHF

RAM chips.

Connettori per
registratore a cassette,
alimentazione.

Microprocessore Z80A,
versione perfezionata del
famoso microprocessore
Z80.

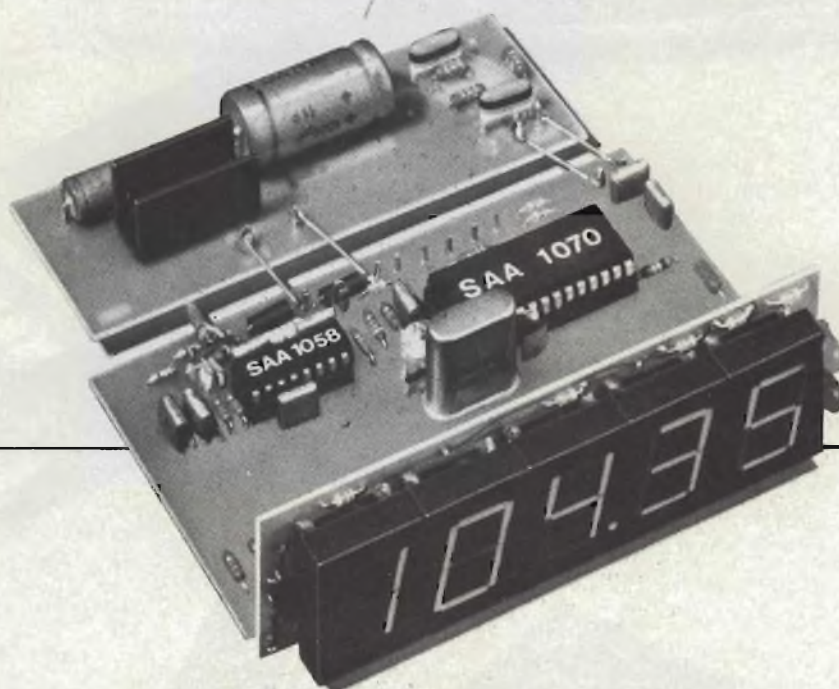
SUPER ROM (4K bytes).
contenente: interprete
BASIC, caratteri, sistema
operativo e monitor.

Tastiera sensitiva Sinclair.

Clock.

sinclair
ZX80

Frequenzimetro Philips

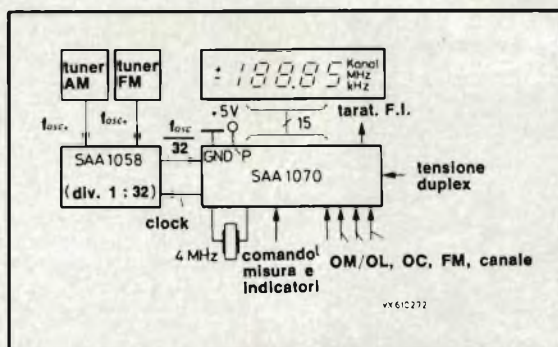


per l'indicazione della frequenza
e del canale dell'emittente ricevuta nei ricevitori FM e
AM (onde lunghe, medie e corte)

Il sistema è formato da
due soli circuiti integrati:

SAA 1058,
divisore r.f. programmabile
munito di preamplificatore
d'ingresso

SAA 1070,
contatore di frequenza
e pilota di 4¹/₂ cifre LED



Schema a blocchi del sistema di misura di frequenza dei
segnali AM / FM di un radiorecettore

Caratteristiche:

- componenti periferici ridotti al minimo
- tensione di alimentazione unica
- irradiazione pressoché assente
- accoppiamento passivo al tuner
- valore della frequenza intermedia (F.I.) programmabile entro molti valori
- elevata risoluzione
- assenza di sfarfallio delle cifre

Sistema compander "HIGH-COM SYSTEM"

di Maurizio Calvi

Poichè quasi nessun audiofilo era al corrente dell'esistenza di un sistema soppressore del fruscio addirittura migliore dell'arcinoto Dolby, queste nostre note sul "compander" AEG - TELEFUNKEN "HIGH - COMP" distribuito dall'Amtron, hanno sollevato molto scalpore. Siamo davvero lieti di aver presentato una così interessante innovazione per primi in Italia, non solo in forma teorica, ma, come si è visto nella precedente puntata, sotto forma di modulo completo e subito impiegabile. Ci avviamo a concludere la nostra trattazione esponendo la messa in opera del modulo e la taratura dell'espansore.

Come abbiamo detto nella precedente puntata, il complesso può essere alimentato con una tensione alternata di 18V, da applicare ai capi esterni indicati nello schema elettrico. Qualora si preferisca ricavare l'alimentazione del preesistente complesso di riproduzione HI-FI, ai punti indicati come "a" e "b" nel circuito, si può connettere una tensione CC, già ben livellata, compresa tra 20 e 25V. In tal caso il rettificatore interno è concluso e la giusta tensione di lavoro è stabilizzata dal regolatore che fa parte del modulo. Ora, parlando di utilizzo, per effettuare le connessioni d'ingresso e dell'uscita del modulo all'impianto HI-FI, occorre stabilire il tipo di spine e prese da utilizzare, che in genere saranno "DIN" oppure "Cinch", come dire munite di passo europeo oppure americano. Se l'impianto HI-FI impiega gli attacchi "DIN" non vi sono problemi, in quanto anche il modulo è realizzato a norme germaniche-europee, e per le interconnessioni servono dei normali cavi "DIN".

Se al contrario, il sistema HI-FI ha gli attacchi "americani" tipo Cinch è necessario apportare delle piccole modifiche all'Hobbycom per adattarlo. Secondo gli standard usuali, le prese Cinch erogano dei livelli d'uscita che giungono sino a 2V efficaci, quindi l'ingresso "DIN" potrebbe essere sovrappilotato, mentre l'uscita potrebbe manifestarsi insufficiente. In tal caso, sulla basetta si

devono apportare le seguenti variazioni:

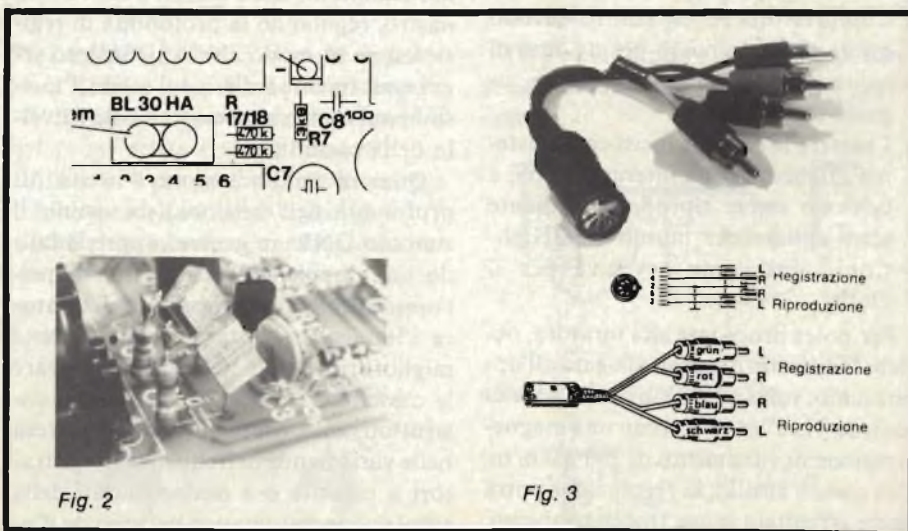
- 1) Le resistenze R17 ed R18 (da 470 k Ω) devono essere sostituite con altre da 4,7 k Ω .
- 2) I condensatori C1 e C2 (da 150.000 pF) devono essere sostituiti da delle combinazioni R/C - serie. In pratica, ciascuno, da una resistenza da 390.000 Ω e da un condensatore da 150.000 pF che può essere quello originale: *figure 1 - 2*.
- 3) Per le connessioni, si devono impiegare gli adattatori che si scorgono nella *figura 3* e che sono disponibili presso ogni Sede G.B.C.

Non servono altre modifiche alla circuiteria, ed anzi *non se ne devono fare*.

Veniamo ora alla regolazione che è piuttosto elaborata. Premetteremo che, come mostrano le *figure dalla 4 alla 8*, l'Hobbycom è previsto per essere collegato tra apparecchi che abbiano una qualità non proprio scadente, ovvero che rispondano alle norme DIN 45 500. Dopotutto, nemmeno questo apparecchio può fare miracoli! Qualora s'impieghino tuner, registratori e simili *molto* mediocri, le prestazioni non potranno che decadere, e l'audio potrà risultare distorto.

Il registratore aggiuntivo B deve essere in grado di riprodurre senza difetti una nota alla frequenza di 440 Hz.

Esistono naturalmente molti tipi di apparecchiature che possono essere in-



terfacciate con l'Hobbycom; noi ci riferiamo alle più tradizionali, munite di potenziometri a rotazione. Gli impianti che utilizzano potenziometri a slitta, saranno regolati per valori corrispondenti. Sempre per non complicare inutilmente ciò che a ben vedere è semplice, i collegamenti dei singoli apparecchi saranno riportati in forma di blocchi.

Se il modulo Hobbycom deve essere applicato ad impianti "compatti", è necessario chiedere al rivenditore se vi è una possibilità di collegamento dall'esterno. Se il rivenditore non è accessibile, osservando le istruzioni per l'impiego, si possono ottenere ugualmente le notizie utili.

Le istruzioni per la taratura dell'Hobbycom si riferiscono precisamente a registratori a cassette. Per l'impiego con apparecchi a bobine aperte, si procederà nello stesso modo, ma dovrà essere predisposto un nastro di riferimento, come diremo in seguito. Gli apparecchi monaurali possono essere regolati con la stessa procedura che s'impiega per quelli stereo.

La taratura può essere eseguita solamente dall'utilizzatore, considerando che il procedimento è diverso per ogni impianto. Se l'Hobbycom deve essere impiegato su di un apparecchio che non è l'originale, è necessario ripetere l'operazione di taratura. La regolazione deve essere condotta in due tempi; si deve tarare l'espansore che serve per la riproduzione, ed il compressore, per la registrazione o la "sovrapposizione" separatamente. Le regolazioni devono essere ripetute per il canale destro e sinistro.

La taratura e l'adattamento del modulo Highcom all'impianto HI-FI sono operazioni necessarie, in quanto:

- 1) Compressore ed espansore devono essere messi in passo per un tipo di lavoro assolutamente speculare, uguale e contrario.
- 2) I nastri e le cassette incisi con il sistema Highcom sono intercambiabili e possono essere riprodotti mediante altri apparecchi muniti dell'High-Com, così come avveniva per il Dolby.

Per poter procedere alla taratura, occorre la cassetta di prova allegata all'apparecchio, sulla quale è incisa la nota di accordo "LA" (440 Hz) con una magnetizzazione di riferimento di 200 nWb/m. Con questo ausilio, la regolazione potrà essere effettuata senza troppi problemi.



Se s'impiega un registratore a bobine aperte, invece che a cassette, il segnale del campione deve essere trasferito su nastro, regolando la profondità di registrazione in modo che lo strumento segni esattamente 0 dB; in tal modo, l'incisione sul nastro avrà esattamente il livello della cassetta.

Qualora sull'indicatore d'uscita (di profondità dell'incisione) sia visibile il simbolo DNR, in genere rappresentato da una doppia "D" come si vede nell'apposita figura, come punto di taratura s'impiegherà la tacca relativa. Per i migliori risultati, è necessario utilizzare le cassette o i nastri consigliati dai costruttori, ad evitare slittamenti di resa nelle varie bande di frequenza. Registratori a cassette o a nastro muniti della regolazione automatica del segnale d'u-

scita non possono essere impiegati, a meno che l'automatismo non sia disinseribile.

Il selettore del nastro, deve essere commutato per ottenere la corrispondenza con il tipo di materiale impiegato.

Se esiste un commutatore DNR, lo si porterà su "escluso". Se la nota di prova incisa sulla cassetta non ha durata sufficiente per completare le operazioni necessarie, sarà necessario riavvolgere il nastro e ripetere la riproduzione.

NOTA IMPORTANTE. In quegli apparecchi che hanno l'uscita di bassa frequenza regolabile, il controllo relativo deve essere portato in un punto che dia la massima uscita indistorta e questa posizione deve essere marcata. Durante il funzionamento con l'Highcom, il controllo deve sempre essere riportato sulla

Fig. 7



Fig. 8



tacca che si è tracciata. I registratori che non prevedono il regolatore del livello d'uscita, sono concepiti in modo tale da poter fornire automaticamente il livello esatto (si consiglia comunque una verifica sul manuale d'impiego).

Ora, per razionalizzare la descrizione del procedimento di taratura, raggrupperemo le informazioni in una serie di paragrafi successivi illustrati. Inizieremo dalla messa a punto dell'expander (Lavoro in riproduzione).

(1) In quasi tutte le apparecchiature usuali previste per la riproduzione stereo, vi è una presa "TB" per il radioricevitore (tuner o amplificatore ecc.) ed una presa per la registrazione-riproduzione (A/W) da effettuarsi con un sistema a cassette o a bobine aperte.

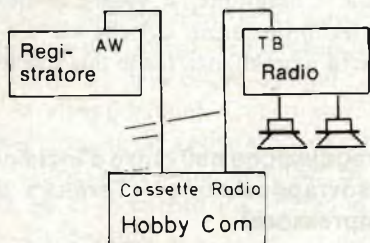


(2) Il modulo Hobbycom deve essere collegato come segue:

a) La presa "cassette" dell'Hobbycom va collegata con un cavo alla presa "registrazione-riproduzione" del registratore.

b) La presa "radio" dell'Hobbycom deve essere collegata con un secondo cavo alla presa "TB" del radioricevitore o dell'amplificatore.

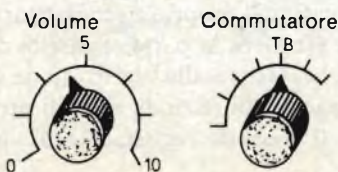
c) L'Hobbycom deve essere alimentato opportunamente.



NOTA IMPORTANTE. I nuclei delle bobine "BL 30A" non devono essere ruotati; i filtri relativi servono per eliminare l'oscillazione pilota e sono prearati.

(3) Se si è previsto un involucro, per l'Hobbycom, sarà bene toglierlo.

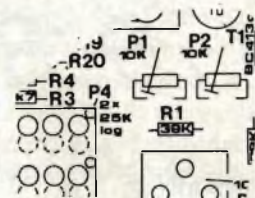
(4) Il radioricevitore sarà regolato per ottenere un volume normale, e si effettuerà la commutazione su "TB" (riproduzione).



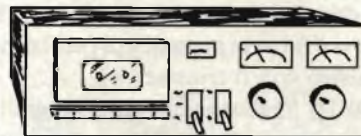
(5) Per predisporre il funzionamento in riproduzione del modulo Hobbycom, si premerà il pulsante S2. Premendo il pulsante S1 dell'Hobbycom, il LED s'illuminerà.



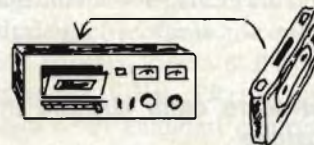
(6) Tramite un piccolo cacciavite si posizioneranno i trimmer P1 e P2 a metà corsa.



(7) Si regolerà il registratore per la funzione con il tipo di nastro impiegato (normale, CrO2, FeCr o Metal) e si disattiveranno (si metteranno a riposo) altri eventuali dispositivi per la soppressione del rumore presenti.



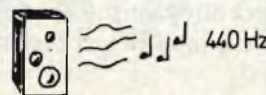
(8) Si inserirà la cassetta di prova nel registratore e si ascolterà il contenuto sino all'apparire della prima nota a 440 Hz; si fermerà quindi lo scorrimento del nastro.



(9) Per la taratura del canale sinistro, si escluderà la cassa acustica del canale destro.

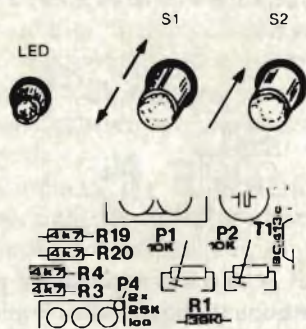


(10) Si riavvierà il registratore e si ascolterà la nota a 440 Hz.



(11) Si verificherà la differenza nei livelli del volume sonoro commutando più volte S1. Si regolerà il trimmer P1 in modo tale, che tra le due posizioni di S1 non si noti più alcuna differenza nel volume.

Se tramite il P1 non si ottiene alcuna regolazione, i diffusori sono scambiati e devono essere collegati nel modo giusto, invertendoli.



(12) Per la regolazione del canale destro, si escluderà la cassa acustica del canale sinistro.

(13) Si procederà alla taratura del canale destro impiegando il trimmer P2 come si è fatto in precedenza per il canale sinistro con il trimmer P1.

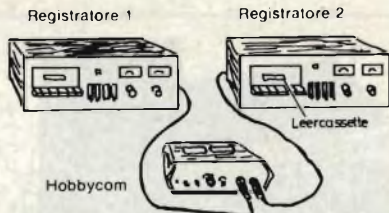
(14) La migliore taratura è raggiunta quando commutando S1 non si notano differenze di volume tra i due canali. Se la differenza persistesse, si deve ripetere tutto il procedimento di regolazione dal punto (8) in poi. Se invece la taratura ha sortito l'effetto che si voleva, il settore "expander" è a punto e P1 e P2 non dovranno più essere ritoccati in seguito, a meno che non si cambi il registratore.

Complemento della taratura in riproduzione

Per migliorare ancora la taratura dal punto di vista musicale e migliorare la precisione, vi sono ancora due possibilità:

a) Si prevede l'impiego di un *secondo registratore stereo a nastro* munito di due strumenti indicatori d'uscita separati, ma che non utilizzi il controllo automatico della profondità d'incisione, o se vi è, che sia disinseribile. Se tale apparecchio è accessibile si procederà come è detto di seguito:

1) Alla presa "radio" dell'Hobbycom si collegherà direttamente il secondo registratore e si inserirà una cassetta non registrata.



2) Gli indicatori del livello di questo secondo registratore serviranno come strumenti di misura. L'apparecchio sarà predisposto per la registrazione, ed i controlli saranno regolati in modo tale da far spostare gli indici sulle tacche di 0 dB.

3) In tali condizioni, sarà possibile eseguire la regolazione "fine" dei trimmer P1 e P2; aggiustandoli con piccolissimi spostamenti, si farà sì che gli indici non si spostino dalla tacca stabilita commutando S1. Il valore reale indicato dagli strumenti non interessa.

b) Per quest'ultima taratura si prevede l'impiego di uno strumento di misura per tensioni alternate.

Tale dispositivo sarà impiegato come è detto di seguito:

1) Si sceglierà la portata di 1V a fondo-scala.

2) Si regolerà la tensione indicata al punto "WL" (tramite minimi spostamenti del P1) ed al punto "WR" (tramite il P2) in modo che non si abbiano variazioni di tensione misurabili. Il valore che deve rimanere fisso, può andare da 500 a 700 mV, con una misura verso massa. Comunque, il valore assoluto non ha importanza; ciò che serve è la perfetta uguaglianza tra le due tensioni lette.

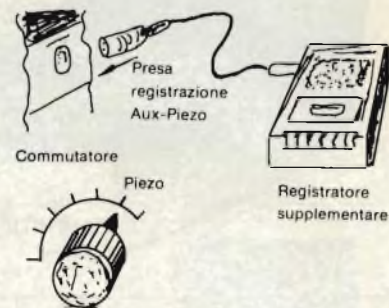
La regolazione nella fase d'incisione e "sovrapposizione" (Taratura del compressore)

La taratura del complesso che opera in registrazione, può essere effettuata anche verificandola in base ai risultati che si ottengono durante l'ascolto. Allo scopo è necessario impiegare un secondo registratore a cassette. I diffusori del sistema HI-FI, devono essere nuovamente collegati alle rispettive prese. Per procedere, ecco la giusta sequenza:

(1) Si inizierà l'ascolto della cassetta data a corredo del modulo premontato "Hobbycom" proprio a scopi di taratura. Si ascolterà la parte che parla della taratura relativa alla registrazione sino a giungere alla seconda nota di prova.

(2) Il secondo registratore di cui si

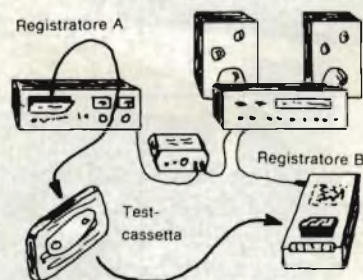
parla nella cassetta, non deve necessariamente essere di grande qualità, e basta che sia monaurale. Va connesso come sistema di prova alla presa "Aux" oppure "cartuccia piezo".



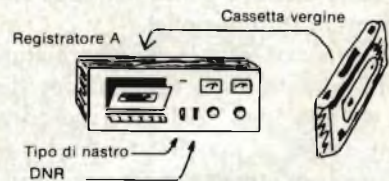
(3) Si deve eseguire la seguente connessione:

Radio (tuner) - amplificatore.

(4) È necessario a questo punto togliere la cassetta di prova dal registratore da regolare "A", ed inserirla nel registratore ausiliario, "B".



(5) Nel registratore "A" sarà posta una cassetta non incisa, e, se necessario, si agirà sul commutatore apposito per adattare l'apparecchio al tipo di nastro utilizzato (normale, CrO2, Metal ecc.).



(6) Se i due registratori impiegano un sistema di soppressione del fruscio Dolby o di altro tipo, sarà necessario disinserirlo (vi è quasi sempre un apposito deviatore).

(7) Sul modulo Hobbycom si effettueranno le seguenti regolazioni: S2, *registrazione*; S1 "off" (LED spento).



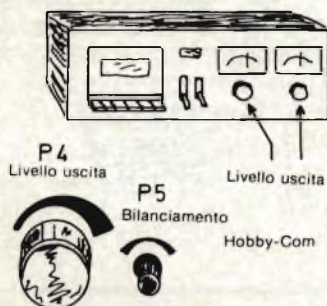
Caratteristiche tecniche dell'Hobbycom

Tensione di funzionamento	: 18V
Corrente di funzionamento	: 80 mA
Banda passante	: 40 Hz ÷ 17 kHz
Resistenza d'ingresso	
- compressione	: 5,6 k Ω
- espansione	: 50 k Ω
Resistenza d'uscita in espansione	: 5 k Ω
Rapporto S/N ingresso AMP	: 80 dB
Sensibilità d'ingresso DIN	: 0.2 mV/per ogni k Ω d'ingresso
Riduzione di fruscio	: 20 dB
Distorsione totale	: < 0,1% a 1 kHz
Valori ideali con nastri METAL	:

	senza HIGH COM	con HIGH COM
Rapporto S/N alle tensioni indotte	49 dB	65 dB
Rapporto S/N (pesato DIA-A)	58 dB	66 dB
Rapporto S/N (CCIR 468)	50 dB	66 dB
Incremento di dinamica:		
a 10 kHz	47 dB	59 dB
a 14 kHz	41 dB	48 dB
a 10 kHz (CCIR468)	39 dB	51 dB
a 14 kHz (CCIR468)	33 dB	40 dB

(8) Tutti i seguenti controlli devono essere posti a metà corsa: il regolatore della profondità di registrazione dell'apparecchio da tarare, il regolatore dell'uscita posto sul fronte dell'Hobbycom (P4) il regolatore di bilanciamento appartenente a quest'ultimo (P5).

Registratore A



(9) Con il registratore "A" posto in incisione, si sceglierà l'adattamento valido per il tipo di nastro impiegato (come abbiamo detto in precedenza, si possono utilizzare nastri normali, FeCr, CrO₂, Metal e simili). Il controllo automatico della profondità d'incisione, se presente, sarà escluso, e si bloccherà momentaneamente lo scorrimento del nastro tramite il pulsante di pausa.

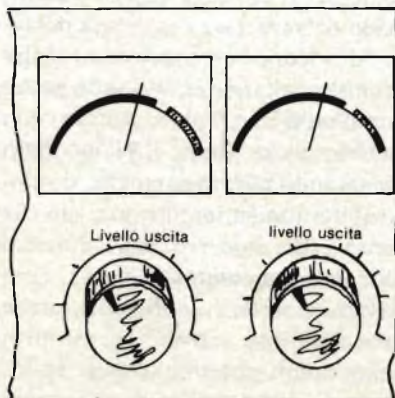
Registratore A



(10) Se il registratore ausiliario "B" è provvisto del regolatore del livello d'uscita (in pratica un regolatore di volume), lo si deve ruotare per il massimo livello ricavabile ma *indistorto*. Nei registratori che sono privi del comando detto, non occorre ritoccare alcun altro comando. Dal momento che esistono registratori diversissimi, non è possibile tracciare un'indicazione grafica valida in tutti i casi. Sarà quindi necessario leggere il libretto d'istruzioni del proprio registratore per vedere se è presente o meno un comando di regolazione del livello d'uscita.

(11) Nelle condizioni dette, si ascolterà la nota di prova sul registratore ausiliario (il "B" deve essere, appunto, posto in riproduzione). I misuratori del livello d'uscita del registratore da tarare "A", serviranno come strumenti di misura ed al momento indicheranno un valore indefinito.

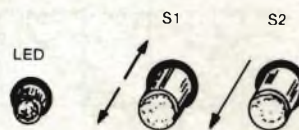
Registratore A



Vista del "Componder" Unitronic in vendita presso tutte le sedi G.B.C.

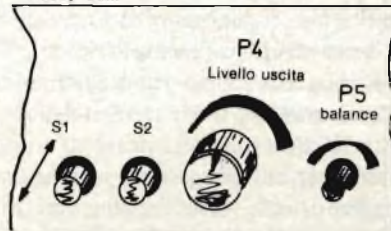
(12) Agendo sui controlli di volume, gl'indicatori del registratore "A" devono essere portati su "0 dB" (in questa fase, non si devono ritoccare le posizioni del comando del livello d'uscita sul registratore e sull'Hobbycom). Se sullo strumento destro-sinistro, è prevista l'indicazione DNR, la tacca relativa servirà da guida e la si considererà come livello di taratura. Se tale segno manca, si effettuerà la taratura impiegando il livello di 0 dB (inizio del tratto rosso della scala dei "VU-meters").

(13) Si premerà e si lascerà andare a riposo alcune volte il pulsante S1. Nelle due posizioni si leggeranno dei valori diversi, negli strumenti. Il commutatore S2 deve rimanere su "registrazione".

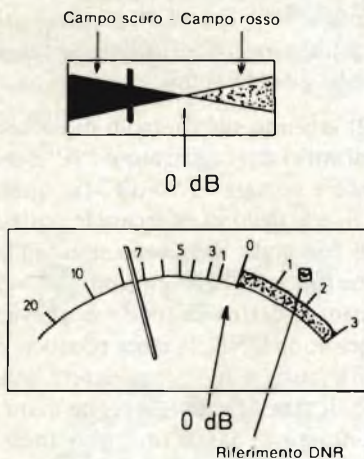


(14) Aggiustando il potenziometro P4 ed il regolatore di livello d'incisione del registratore "A", si deve portare l'indicazione degli strumenti in un punto nel quale non si ha più alcuna variazione agendo su S1. Tale punto, come abbiamo detto in precedenza, dovrebbe trovarsi in corrispondenza di 0 dB, o dell'indicazione DNR. Piccole disparità possono essere eliminate impiegando il trimmer di bilanciamento P5. Quest'ultima regolazione è importantissima, quindi deve essere effettuata con tutta la necessaria attenzione. Quando è valida, continuando a commutare S1, l'indicazione data dagli strumenti non deve manifestare variazioni degne di nota.

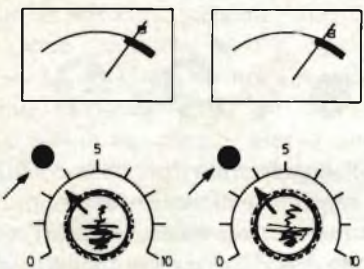
Hobby Com



(15) Se la procedura sino a questo punto è valida, tramite i regolatori del livello d'incisione del registratore "A", si porterà l'indicazione esattamente sulla tacca 0 dB (oppure DNR).



(16) Eseguito il lavoro detto, si marcherà la posizione delle manopole dei potenziometri, come mostra la figura, che in seguito non dovrà più essere mutata, con l'uso dell'Hobbycom.



(17) Considerato che esistono innumerevoli tipi di registratori, e moltissime versioni costruttive, nel caso che il potenziometro del commutatore S2 sia errato, possono comparire degli effetti di reazione audio, quando il detto sia predisposto per l'incisione. Tale fenomeno varia caso per caso.

Se il disturbo insorge, il volume deve essere ridotto immediatamente, e si deve eliminare l'errato posizionamento del commutatore.

NOTA IMPORTANTE: Quando si commutano le funzioni, si deve stare bene attenti a non regolare in modo erroneo uno dei controlli: un esempio tipico è S2 dell'Hobbycom posto su "registrazione" ed il selettore degli ingressi dell'impianto HI-FI a sua volta posto su "registratore". In casi del genere, potrebbero insorgere anche delle oscillazioni inaudibili (ultrasoniche) dovute ai cavi,

che potrebbero al limite portare al danneggiamento degli stadi finali degli apparecchi e/o delle casse acustiche.

Registrazione di controllo con la nota di prova

Per effettuare questa prova, si procederà come è specificato qui di seguito:

1) Si porterà il commutatore S2 dell'Hobbycom in registrazione ed il commutatore S1 su "Ein".

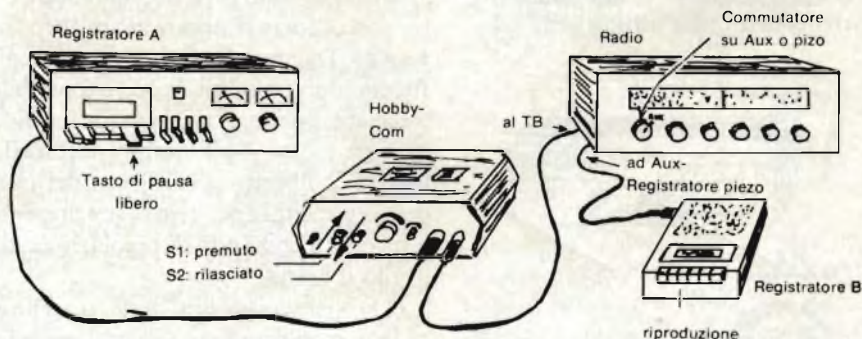
2) Il registratore "B" sarà posto in riproduzione, e si eseguirà la nota di prova.

3) Si rilascerà il tasto di pausa sul registratore "A" e s'inciderà la nota campione per la durata di uno o due minuti.

Prova della riproduzione

1) Con la nota - campione appena registrata, si distaccherà il registratore ausiliario "B" e si porterà lo S2 dell'Hobbycom su "riproduzione".

2) Il sistema amplificatore-radio HI-FI, va predisposto per la funzione "TB"



Completamento della taratura per la registrazione

Dopo aver eseguito la taratura in registrazione, si può eseguire una misurazione ai punti "AL" ed "AR", rispettivamente per il canale sinistro e destro, in modo da verificare l'esattezza del lavoro. Allo scopo serve un tester regolato su misure alternate, 1V fondo-scala. Commutando S1, il valore indicato non dovrebbe mutare. Come abbiamo detto commentando misure analoghe, il valore assoluto non ha importanza; ciò che interessa è che non vi siano variazioni nei due stati del commutatore S1. Così come tutti i sistemi amplificatori, anche questo modulo è sensibile ai disturbi dati dai campi elettromagnetici spuri; occorre quindi schermare le connessioni

(registratore). Se in tal modo appaiono delle oscillazioni, si deve ridurre il volume e controllare la posizione dei commutatori.

3) Si riavvolgerà ora la cassetta incisa e si ascolterà la nota a 440 Hz.

4) Agendo sull'interruttore S1 non si devono avvertire variazioni nel volume sonoro. Il livello di ascolto della cassetta appena incisa, dovrà essere regolato in modo tale che risulti identico a quello della cassetta - campione. Ove si notino delle differenze all'ascolto, si deve ripetere il procedimento di taratura dal punto (14) in poi. Durante la regolazione di cui al punto (15), si effettuerà il lavoro cercando di ottenere lo stesso livello nella cassetta appena incisa rispetto al nastro originale. La registrazione può essere effettuata rimanendo al di sotto della tacca di riferimento (0 dB) o leggermente al di sopra per quel tanto che occorre. Sostituendo le due cassette si dovrebbe avere il medesimo volume; il medesimo livello d'uscita. Se ciò avviene, gli apparecchi sono bene allineati.

d'ingresso, d'uscita, e collocare il tutto in contenitore idoneo.

NOTA IMPORTANTE: il regolatore del livello d'uscita P4 dell'Highcom dopo aver eseguito la taratura, funziona da regolatore di livello per il registratore messo a punto. In altre parole, non si devono più impiegare i controlli della profondità d'incisione di tale apparecchio, durante il lavoro eseguito con l'Highcom. I comandi devono rimanere posizionati esattamente sulle tacche ricavate con le regolazioni anzidette, e per variare la profondità si impiegherà unicamente il controllo detto.

Durante le registrazioni effettuate con l'Highcom (Hobbycom) il livello deve essere regolato, tramite P4, in modo tale che l'indice che manifesta il livello non giunga nella zona rossa della scala.

Commutatori elettronici per bassa frequenza

di F. Pipitone

Con i circuiti integrati TDA 1028 /1029 costruiti dalla Philips, è possibile sostituire i commutatori meccanici usati nei sistemi di amplificazione B.F. Stereofonici. Le moderne apparecchiature Audio (Amplificatori B.F., Registratori, Radioricevitori, ecc. hanno dimensioni ridotte, prestazioni elevate e sono molto più elaborate di quelle di qualche anno fa e nonostante l'impiego dei circuiti integrati, la parte elettro-meccanica di queste apparecchiature, risulta ancora complessa cau-

sa le maggiori funzioni controllabili, evidenziate dalla presenza di molteplici comandi presenti sul pannello anteriore, e dalla presenza di potenziometri e commutatori meccanici, che agiscono direttamente sul segnale da regolare o amplificare. Inoltre, dietro l'esempio della Televisione, così anche nel campo Audio c'è la tendenza ad introdurre, il controllo a distanza delle principali funzioni. Il progettista di queste apparecchiature sa benissimo quali problemi di schermatura richiedano i convenzionali commutatori di segnali e i potenziometri regolatori del volume e dei toni. Un deciso passo avanti verso la soluzione di questi problemi ed un'ulteriore semplificazione dei sistemi di controllo delle funzioni, è stato fatto, grazie all'introduzione su vasta scala dei seguenti circuiti integrati:

TCA730 (Regolazione "elettronica" del volume e del bilanciamento;

TCA740 (Regolazione "elettronica" dei toni Alti e Bassi);

TDA1028 (Incorpora all'interno del chip due "interruttori elettronici" distinti, a due vie, due polarità; può essere usato per l'inserimento-disinserimento, dei filtri antirombo e antifruscio, per la commutazione stereomono, ecc.);

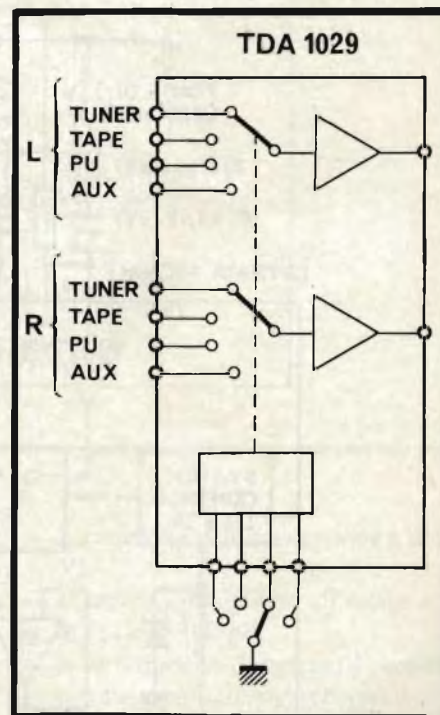


Fig. 2 - Schema di principio del TDA1029.

TDA1029 (Contiene all'interno del chip un solo "interruttore elettronico" a quattro vie due polarità che può essere usato per commutare, all'ingresso di un preamplificatore, varie sorgenti di segnale come, Pick-up, Radio AM-FM, Registratori, ecc.).

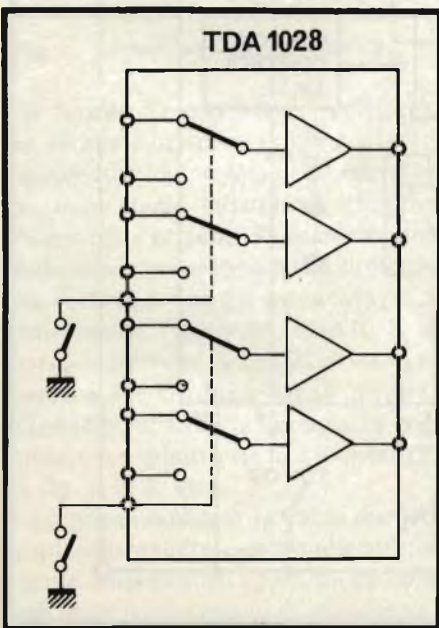


Fig. 1 - Schema di principio del TDA1028.

In tutti questi integrati, la funzione in questione, viene regolata mediante variazione di una debole corrente continua (TCA730/740) o mediante semplice operazione di chiusura-apertura, di un circuito in c.c. (TDA1028/1029). Le semplificazioni che questi integrati introducono possono essere così riassunte:

- 1) I conduttori collegati ai potenziometri di regolazione del volume, del tono e del bilanciamento non saranno più percorsi dai segnali da regolare, bensì da deboli correnti continue. Ciò significa: eliminazione dei cavi schermati, assoluta sicurezza nei confronti di fenomeni di reazione, ed infine, libertà di sistemare il potenziometro-regolatore, nei punti più adatti sotto il profilo estetico.
- 2) Eliminazione dei convenzionali

commutatori di segnale. Chi opera in questo campo, sa quali complessi problemi introducono i commutatori; questi, di solito, si trovano nel tratto del circuito dove i segnali sono debolissimi (collegano infatti, le varie sorgenti di segnale all'ingresso del preamplificatore) e pertanto basta una leggera ossidazione o imperfezione nel contatto, per produrre un'interruzione oppure una perdita di segnale.

- 3) Gli unici interruttori meccanici, che questi circuiti integrati richiedono, (parliamo del TDA1028/1029), servono ad aprire-chiudere un circuito in cui passa una debole corrente continua. Di conseguenza, le esigenze meccaniche richieste dai contatti dei commutatori sono modeste, tutto a vantaggio della semplicità e della economicità del sistema;

- 4) I circuiti integrati che funzionano da commutatori "elettronici" (TDA1029), possono inoltre essere montati vicino al circuito dove devono effettuare la commutazione. Non sono più quindi necessari lunghi cavi schermati. Un solo filo, non schermato, partirà da questi integrati e andrà all'interruttore meccanico esterno, il quale non farà altro che collegare detto filo a massa.

Gli integrati TDA1028 e TDA1029, sono stati realizzati in Tecnologia Bipolare e non MOS. Ciò per il fatto che il fattore di distorsione dei corrispondenti integrati in Tecnologia MOS, viene a dipendere marcatamente, dalla resistenza e dalla frequenza della sorgente del segnale; una tale dipendenza, non si verifica, con i circuiti integrati TDA1028/1029 in Tecnologia Bipolare.

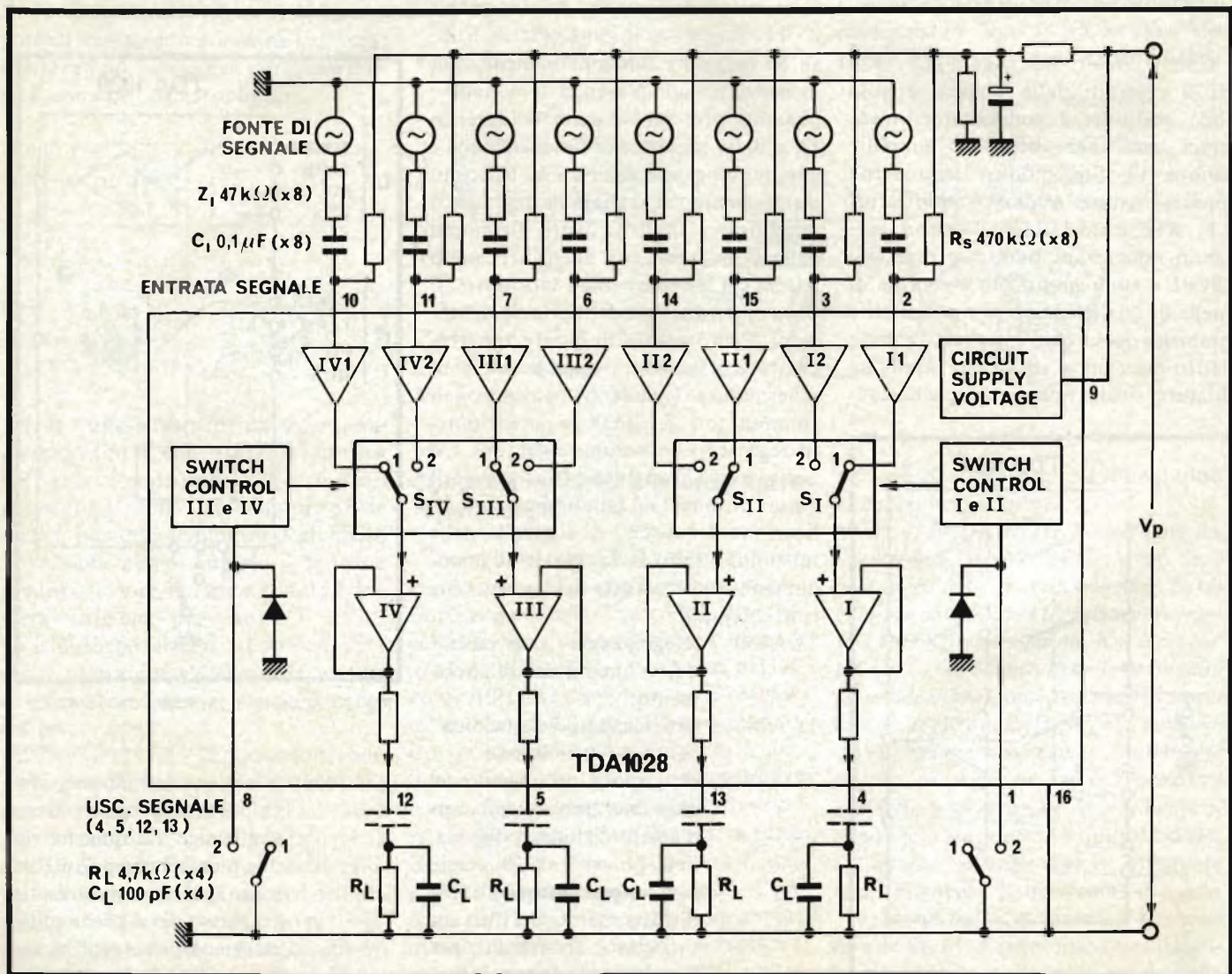


Fig. 3 - Circuito elettrico del TDA1028.

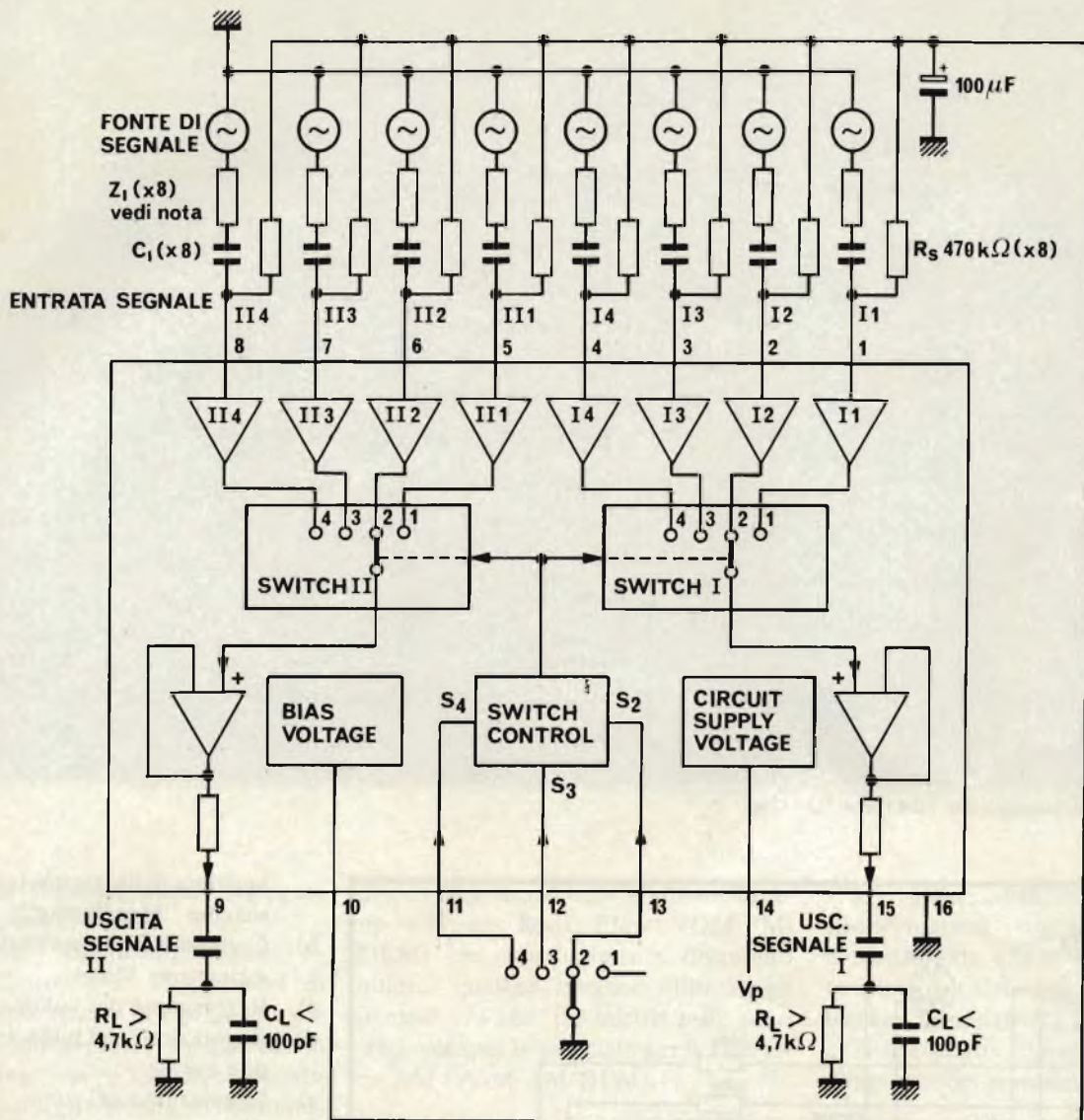


Fig. 4 - Circuito elettrico del TDA1029.

Per fornire il basso fattore di distorsione, caratteristico di quest'ultimo, i corrispondenti integrati MOS richiederebbero uno stadio adattatore (Emitter-Follower), e pertanto l'apparecchiatura definitiva, risulterebbe più complessa e più costosa. Come già accennato precedentemente, l'integrato TDA1028, effettua le funzioni di due interruttori separati a due vie due polarità; mentre il TDA1029, effettua la funzione di commutatore a quattro vie due polarità (vedi fig. 1, 2, 3, 4).

Le funzioni esplicate da questi due integrati sono realizzate essenzialmente mediante amplificatori operazionali collegati come trasformatori di impedenza; il loro guadagno è unitario. Le caratteri-

stiche elettriche più importanti di questi commutatori sono le seguenti:

- Il segnale applicabile al loro ingresso può arrivare fino a 5 V_{eff};
- La distorsione introdotta è dello 0,02%, alla frequenza di 1 kHz e dello 0,04%, a 20 kHz;
- Il "Crosstalk" (interferenza), tra il passaggio (Commutazione) da un ingresso ad un un'altro (ad 1 kHz e con 47Ω di resistenza della sorgente) è di soli - 75dB;
- Il rumore introdotto con la resistenza della sorgente del segnale, di 47Ω, è di soli 5 μV (da 20 Hz a 20) kHz);
- L'impedenza d'ingresso può arrivare fino a 470 kΩ;

- La tensione di alimentazione è di 20 V;
- Il carico ammissibile all'uscita è di 4,7 Ω con 100 pF;
- Il loro circuito d'ingresso è protetto contro eventuali sovracorrenti mediante diodi, ovviamente incorporati nell'integrato.

Amplificazione a parte, le funzioni contenute in un preamplificatore convenzionale Stereo, (vale a dire realizzato con componenti discreti), sono essenzialmente le seguenti:

- a) Commutazione dei segnali provenienti dalle varie sorgenti, (Radio AM-FM, Registratore, Pick-up, ecc.), con eventuale possibilità di

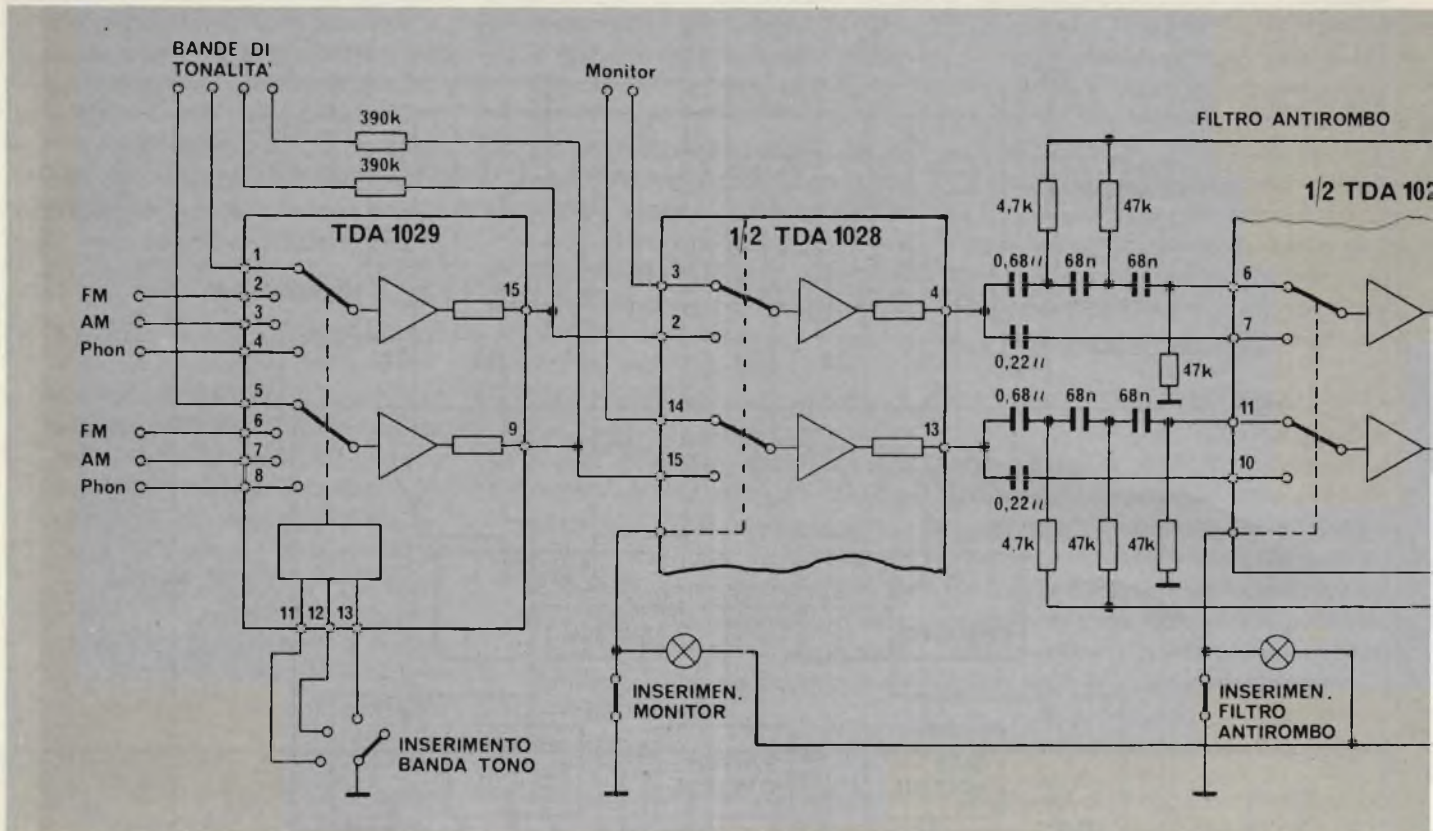


Fig. 5 - Principio d'impiego dei TDA128 e TDA129.

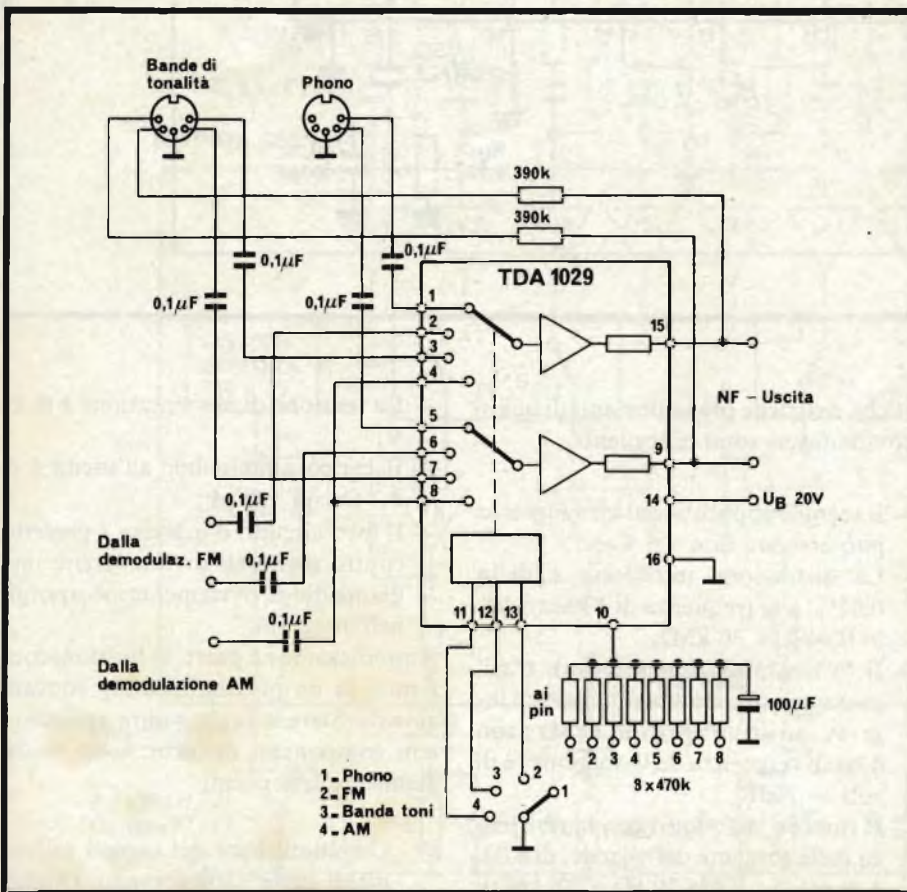
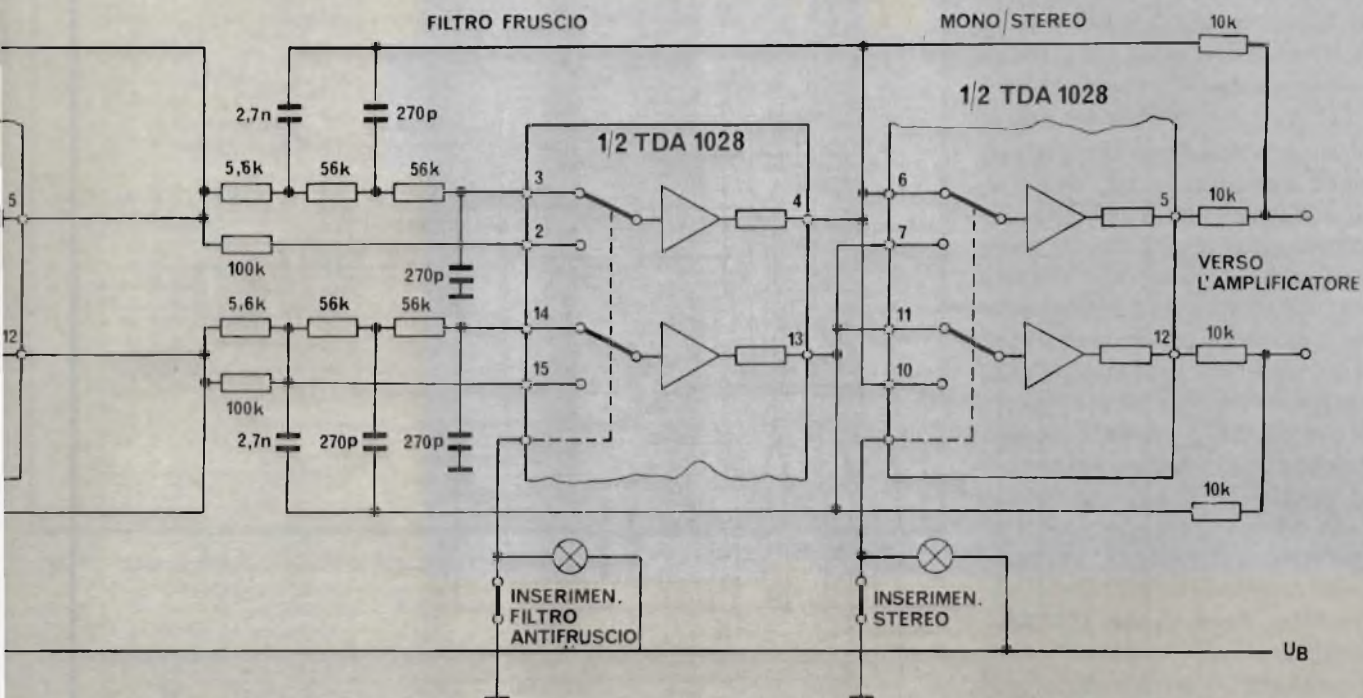


Fig. 6 - Circuito d'impiego del TDA1029 come commutatore elettronico dei segnali di varie sorgenti.

- a) aggiunta della commutazione su un sistema "Monitoring";
- b) Commutazione da ricezione Stereo a ricezione Mono;
- c) Regolazione del volume sonoro;
- d) Regolazione del bilanciamento dei due canali;
- e) Regolazione del tono;
- f) Filtro antirumore;
- g) Filtro antirombo;
- h) Filtro "effetto presenza".

Lo schema a blocchi di un preamplificatore nel quale le funzioni di commutazione sono realizzate con i circuiti integrati TDA1028/1029 è riportato in fig. 5. Evidentemente le funzioni di regolazione potranno anche in questo caso essere realizzate mediante potenziometri meccanici oppure potenziometri "elettronici" (TDA 730/740). La scelta tra regolazione meccanica ed elettronica, dipenderà dalle finalità del progetto in questione. Nello schema di principio di fig. 5 vediamo che per la commutazione dei segnali, delle varie sorgenti, è stato impiegato un TDA1029. È prevista la commutazione di 4 sorgenti Stereo (un ingresso Stereo, viene nel nostro caso, usato per un segnale Mono-AM). Al commutatore di sorgente, segue un commutatore di "Monitoring".



Per questa funzione viene impiegata una metà, del TDA1028.

Si ricorre al "Monitoring" quando la sorgente Stereo è un Registratore di classe, avente testine di riproduzione e di registrazione separate, nel qual caso il "Monitoring" serve per il confronto prima-dopo registrazione. Al commutatore "Monitoring, seguono i commutatori "elettronici" dei filtri antirombo e antifruscio nell'ordine. Il filtro antirombo richiede, a causa dell'impedenza d'ingresso di $4,7 \Omega$, un pilotaggio a bassa impedenza assicurato dall'impedenza d'uscita del commutatore "Monitoring", di 400 Ohm . Nello schema di principio di fig. 5, è possibile uno scambio di precedenza, tra il filtro antirombo ed il filtro antifruscio. L'impedenza d'uscita del commutatore-mono-stereo è di 5Ω . Il segnale (o i segnali) d'uscita di questi commutatori elettronici, potranno essere applicati all'ingresso del preamplificatore, eventualmente tramite commutatori elettronici (potenziometri).

In fig. 6 viene illustrato il circuito d'applicazione del TDA 1029 impiegato come commutatore elettronico dei segnali di varie sorgenti. Tale integrato consente il collegamento a tre sorgenti

Stereo (Registrazione = Tonband; Pickup = Phono; Radio FM = VOM FM-DEM) che eventualmente diventano quattro qualora vengano utilizzati gli ingressi 8/4 che, nel nostro caso, sono stati collegati in parallelo per la ricezione AM (VOM AM-DEM).

La regolazione dei punti di lavoro dei singoli ingressi, viene effettuata tramite 8 resistori da 470Ω che collegano la tensione di riferimento, fornita dall'integrato (terminale 10), ai terminali (da 1 a 8) dei singoli ingressi. L'impedenza d'ingresso del commutatore è determi-

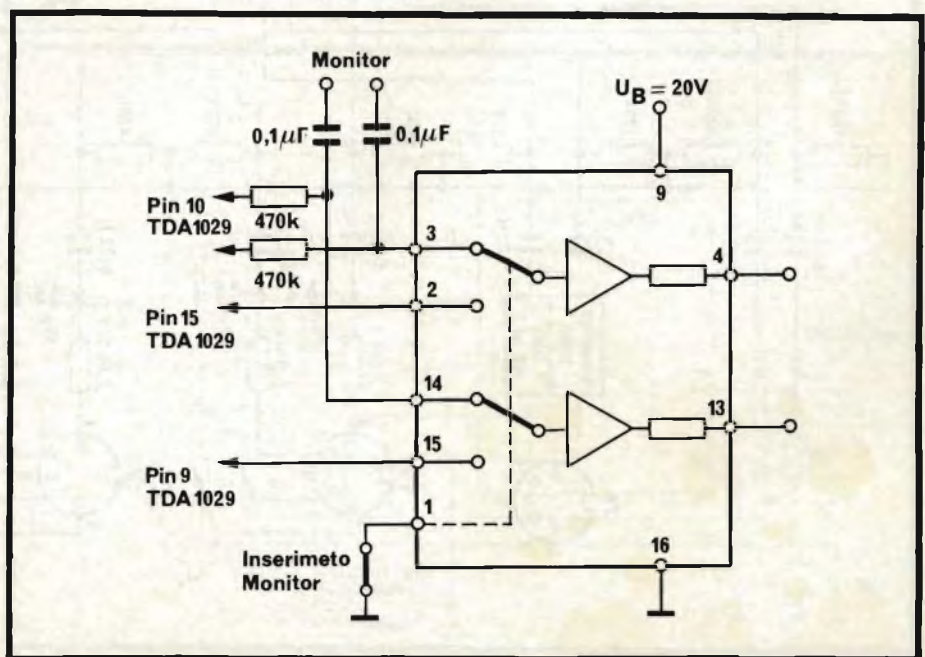


Fig. 7 - Circuito d'impiego del TDA1028 come commutatore elettronico.

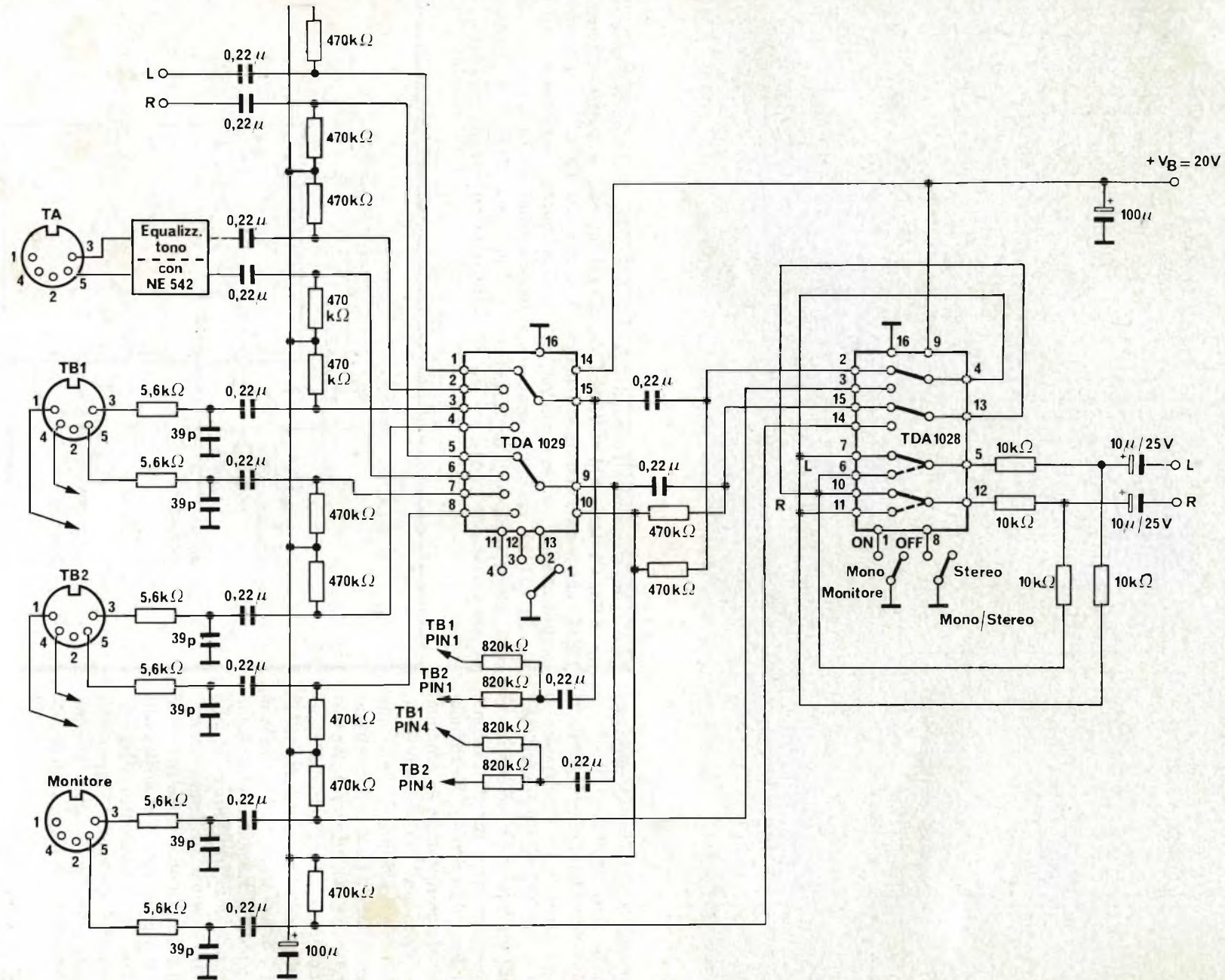


Fig. 8 - Schema elettrico del circuito impiegante i TDA 1028 e TDA 1029.

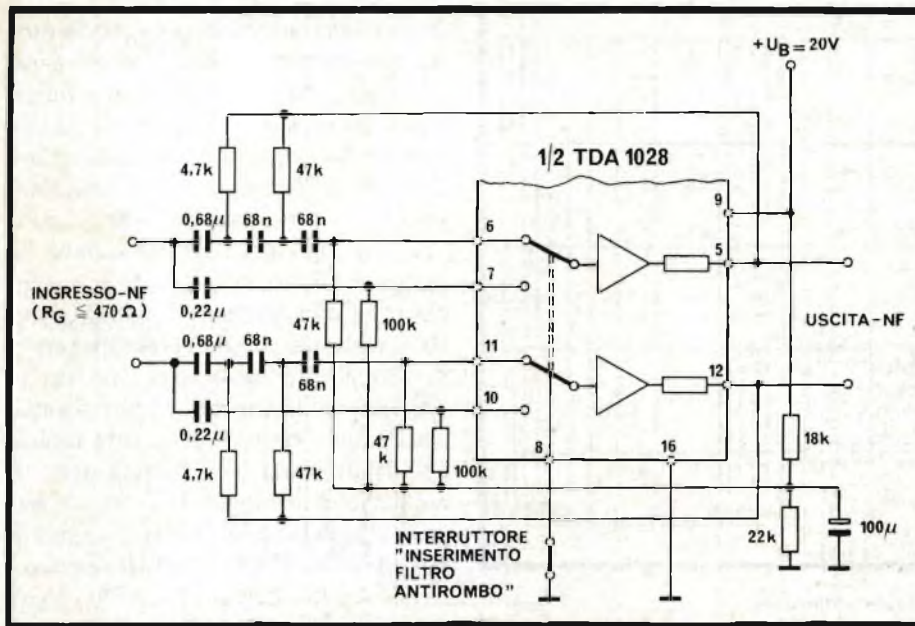


Fig. 9 - Impiego del TDA1028 per il controllo del filtro b.f.

nata essenzialmente dai suddetti resistori.

Un segnale d'uscita dal commutatore elettronico può essere prelevato per una eventuale registrazione magnetica. A questo scopo viene riportato sullo zoccolo "Registratore" (Tonband) tramite due resistori di disaccoppiamento da 390 Ω. L'eventuale interferenza, tra due differenti segnali di ingresso (Cross-talk) sarà determinata dal valore della capacità esistente tra i due terminali del contenitore dell'integrato (un DIL-16). La capacità maggiore si avrà tra i due terminali contigui, e cioè tra i terminali 1/2 e 7/8; di conseguenza saranno i due segnali collegati a questi terminali, che eventualmente produrranno fenomeni di "Cross-talk". Anche un accoppiamento critico tra le piste del circuito stampato possono essere responsabili di questo fenomeno. 1/2 TDA 1028 impiegato come commutatore "elettronico" per "Monitoring" è riportato in fig. 7.

Essenzialmente, esso esplica la funzione di un commutatore aggiuntivo di sorgente del segnale, sfrutta a questo scopo, una metà del TDA 1028. Nel caso venisse collegato un registratore, con testine di registrazione e riproduzione separate, questo commutatore consentirebbe un controllo "in tempo reale" della registrazione in atto. I terminali 2/15 d'ingresso dell'integrato TDA 1029 sono collegati direttamente (Galvanicamente), ai terminali d'uscita del TDA 1029; ciò permette di avere implicita-

mente punti di lavoro corretti per questi ingressi.

Per gli altri due ingressi, e cioè 3/14, i punti corretti di lavoro saranno ottenuti collegando detti terminali, alla tensione di riferimento (piedino 10 del TDA 1029) tramite resistori da 470 Ω. L'altra metà del TDA 1028, viene impiegato per la commutazione di un filtro antirombo come è visibile nella fig. 8. Essenzialmente si tratta di un filtro passa-alto, il cui scopo è di eliminare dall'ingresso del preamplificatore eventuali tensioni con frequenze inferiori ai

50 Hz, prodotte dalle vibrazioni meccaniche introdotte dalla parte meccanica del giradischi. Il dimensionamento del filtro è frutto di compromesso: riduce infatti le frequenze al di sotto dei 50 Hz, ma non al punto da tagliare, anche quelle utili del segnale.

Anche per la commutazione elettronica di questo filtro è sufficiente impiegare solo una metà di un TDA 1028. L'impiego di tre reti RC, in serie, permette di ottenere una pendenza della curva di attenuazione pari a 18 dB/Ottava; tale pendenza viene ulteriormente aumentata in prossimità di una frequenza limite mediante una rete di controreazione dall'uscita del TDA 1028 alle reti RC. Il filtro inizia a tagliare in corrispondenza di 70 Hz (vedi fig. 9), ovviamente, quando il filtro non viene inserito dal commutatore TDA 1028, la curva di risposta riprenderà il suo andamento lineare. Il TDA 1028 non possiede internamente alcuna tensione di riferimento; pertanto se usato da solo, occorrerà fornirgliela dall'esterno (nel nostro caso tramite i resistori da 18 Ω e 22 Ω, più il condensatore di livellamento da 100 uF); se invece viene impiegato col TDA 1029, si potrà sfruttare la tensione di riferimento prodotta all'interno di quest'ultimo.

L'altra metà del TDA 1028 impiegato per la commutazione di un filtro antifruscio è identico a quello del filtro antirombo. Anche qui occorre infatti non tagliare troppo gli alti, per non amputa-

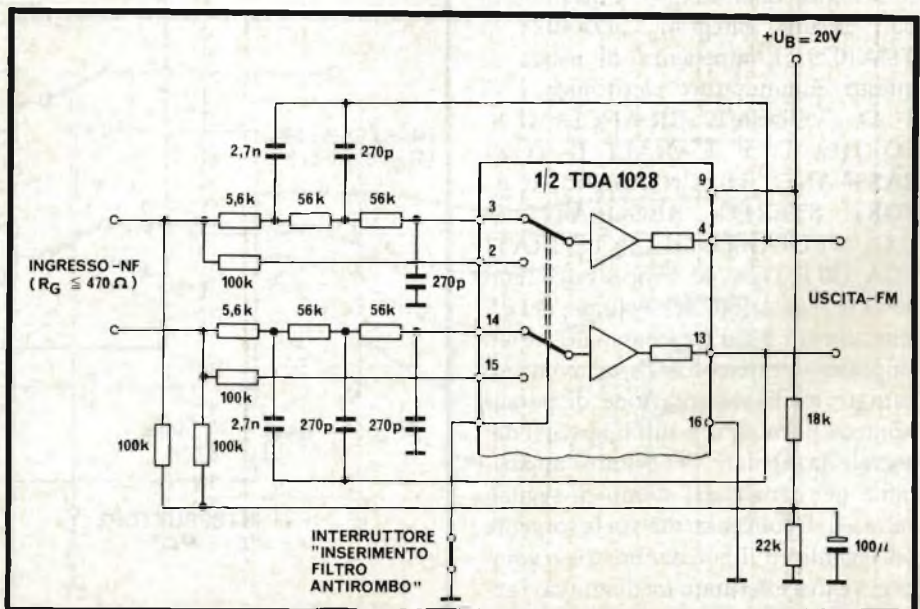


Fig. 10 - Impiego del TDA1028 per la commutazione di un filtro antifruscio.

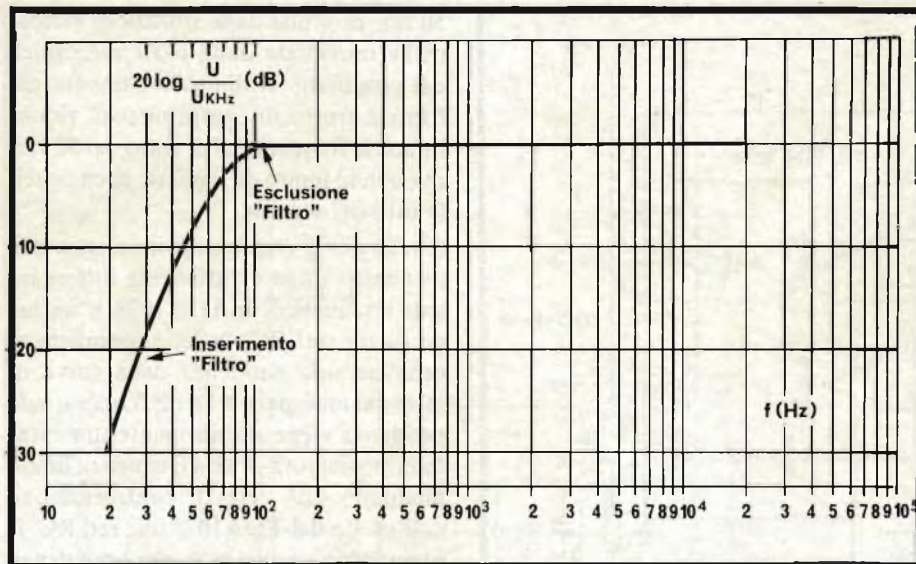


Fig. 11 - Grafico di attenuazione ottenibile con il filtro antifruscio.

re le frequenze del segnale. Il fianco della curva di attenuazione ha una pendenza di 18 dB/Ottava (vedi fig. 11) iniziando a tagliare a 7 Ω . L'eliminazione del filtro, consentirà, come per il filtro antirombo, di ritornare alla perfetta linearità della curva di risposta originaria.

1/2 TDA 1028 viene usato come commutatore Mono-Stereo, il cui esempio di applicazione è riportato in fig. 12. È sufficiente anche in questo caso, utilizzare metà del TDA 1028.

Condizione essenziale, per il perfetto funzionamento di questo commutatore elettronico, è il suo pilotaggio da parte di una sorgente con una resistenza interna pari a 400 Ω . Condizione questa soddisfatta, qualora esso venga pilotato dai circuiti integrati TDA 1028 o TDA 1029. L'impedenza di uscita di questo commutatore elettronico è di 5 Ω . **VOLUME BILANCIAMENTO DEI DUE CANALI E TONI BASSI-ALTI, DI UN AMPLIFICATORE STEREO, REGOLATI IN C.C., MEDIANTE GLI INTEGRATI TCA 730 E TCA 740.** Fino a poco tempo fa le regolazioni del Volume, del Bilanciamento e dei toni bassi-alti, di un amplificatore stereofonico, venivano effettuate mediante rotazione di potenziometri normali o a slitta percorsi dal segnale da regolare. Per evitare l'apparizione nel canale del suono di segnali parassiti, il collegamento tra la sorgente del segnale ed il potenziometro regolatore, veniva effettuato mediante cavi accuratamente schermati e più corti possibili. Con i circuiti integrati TCA 730 e

TCA 740 è possibile invece effettuare la regolazione del volume del bilanciamento e dei toni alti-bassi di un amplificatore stereofonico, mediante singoli potenziometri (e non doppi) alimentati da tensioni continue. Queste tensioni continue, fornite dall'esterno, vengono applicate a dei normali potenziometri i quali, "iniettandole" più o meno nel-

l'interno dei circuiti integrati, consentono una normale regolazione dei parametri suddetti. I collegamenti a questi potenziometri essendo percorsi da sole componenti continue non necessitano di essere schermati, e non esiste quindi per essi, un problema di lunghezza, dato che non sono percorsi dal segnale da regolare. Oltre a ciò, un solo potenziometro è sufficiente per la regolazione del volume dei due amplificatori di un sistema Stereo. La stessa cosa vale, per la regolazione dei toni alti-bassi. La linearità di questi circuiti è eccellente; inoltre è possibile attuare con essi un sistema di regolazione fisiologico del volume. Regolazione del volume e bilanciamento di due canali stereofonici, attuata mediante il circuito integrato TCA 730. Il circuito integrato TCA 730, serve a realizzare la regolazione del volume e del bilanciamento di un amplificatore stereofonico. Un esempio di impiego è riportato in fig. 13. A sinistra abbiamo l'ingresso dei due canali, rispettivamente sinistro (Left) e destro (Right), a destra abbiamo la loro uscita. Appare subito evidente che il dimensionamento ed il collegamento dei componenti esterni del circuito integrato, sono in gran parte

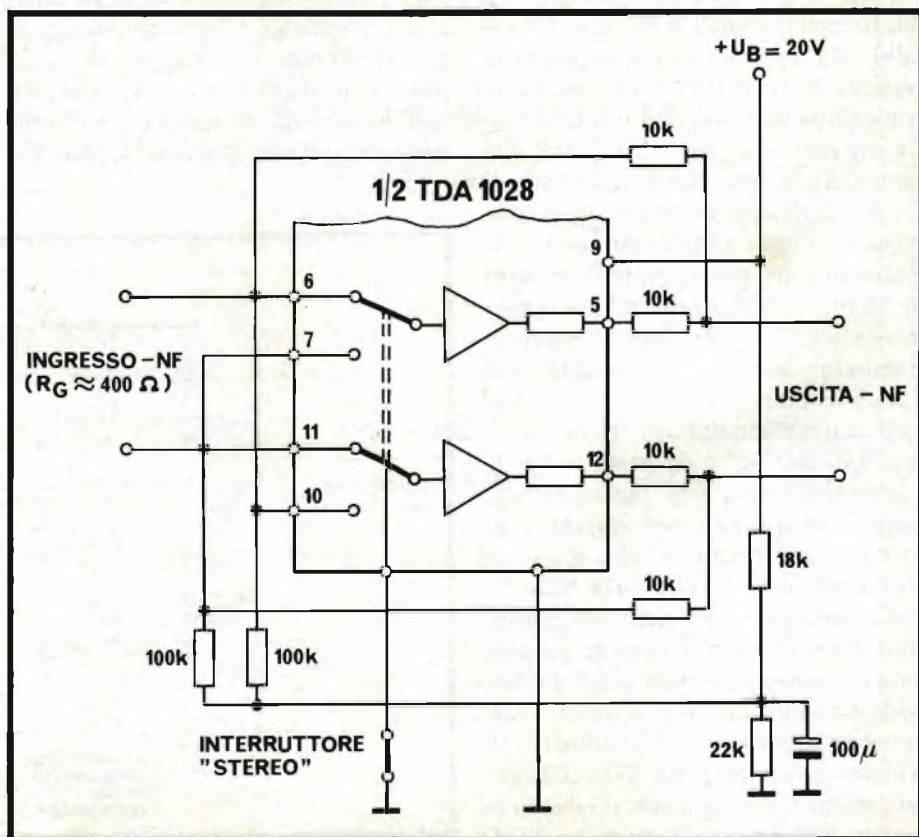


Fig. 12 - Impiego del TDA 1028 come commutatore Mono-Stereo.

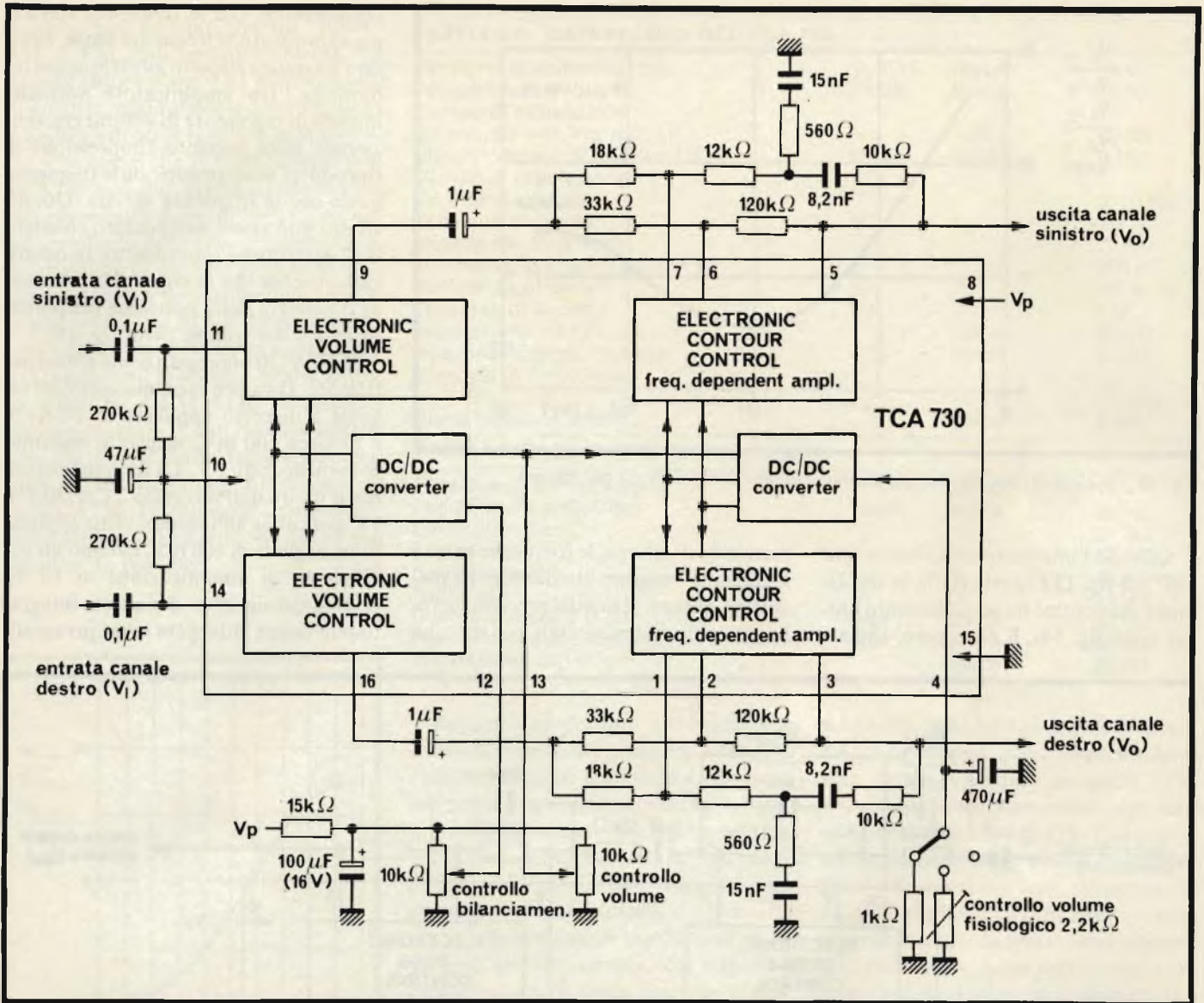


Fig. 13 - Impiego del TCA730 nel circuito di bilanciamento del volume.

simmetrici. I potenziometri lineari da 10 Ω , forniscono una tensione regolabile compresa tra 1 e 9 V. Queste due tensioni continue regolano rispettivamente il bilanciamento ed il volume dei due canali stereofonici. L'effetto del potenziometro di bilanciamento è tanto più marcato, quanto più è "aperto" il potenziometro del volume. La regolazione del potenziometro di bilanciamento non fa altro che incrementare l'amplificazione di un canale e diminuire quella dell'altro. Nel caso in cui il potenziometro del volume fosse regolato a -20 dB, è possibile effettuare una regolazione di bilanciamento compresa tra $+$ e -10 dB. La differenza di amplificazione tra il canale sinistro ed il canale destro, può raggiungere in questa maniera il massimo di 20 dB. Regolazione fisiologica del volume.

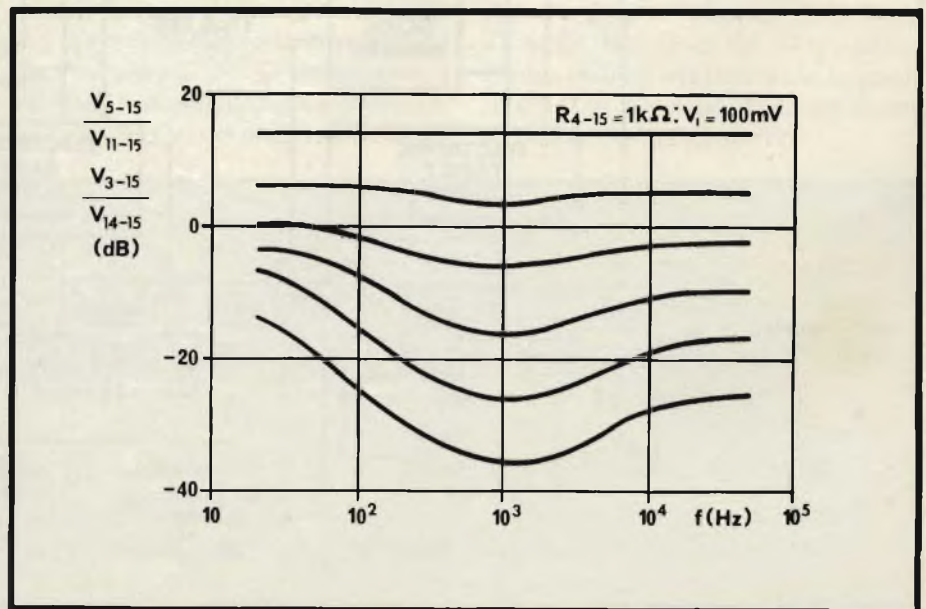


Fig. 14 - Grafico illustrante la risposta in frequenza in funzione alla regolazione del volume.

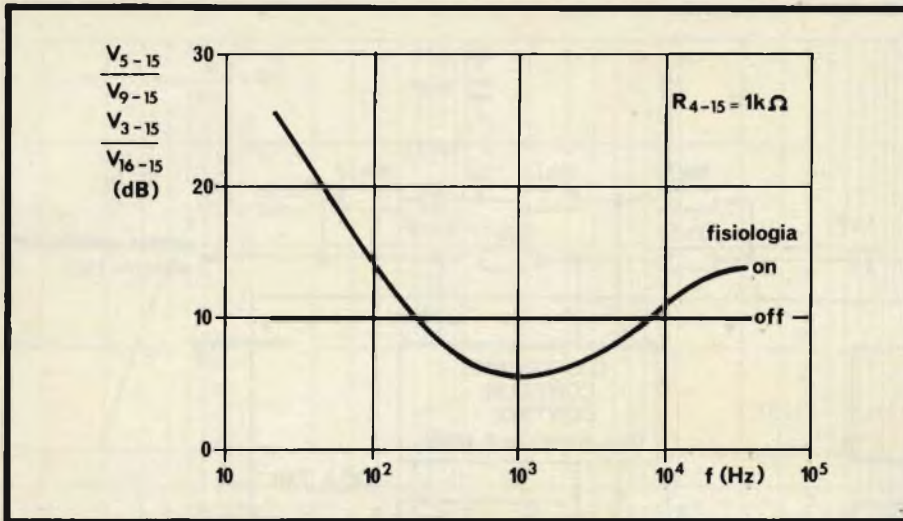


Fig. 15 - Grafico di risposta con un normale circuito di regolazione del volume.

Quando l'interruttore "Contour On/Off", di fig. 13 è aperto (Off), la regolazione del volume ha un andamento lineare (vedi fig. 14). E' noto però, che ab-

bassando il volume, le frequenze basse e medie-alte vengono attenuate nella medesima misura, il nostro orecchio però, ha un comportamento tale per cui si ha

l'impressione che le frequenze elevate, ma soprattutto le frequenze basse, risultino attenuate rispetto alle frequenze intermedie. Un amplificatore normale, munito di regolatore di volume convenzionale, darà pertanto l'impressione di riprodurre scarsamente, sia le frequenze basse che le frequenze elevate. Questo effetto può essere compensato chiudendo l'interruttore sopraddetto. In questo caso succede che la risposta in frequenza dipenderà dalla posizione del potenziometro del volume (vedi fig. 15).

Il TCA730 impiegato come preamplificatore. Il valore raccomandato del segnale d'ingresso applicato al TCA730 è di circa 100 mV, mentre il massimo consentito è di 1 V. La tensione massima d'uscita dall'integrato TCA730 è di 1V, per cui, se all'ingresso viene applicato un segnale di 100 mV, avremo un coefficiente di amplificazione di 10. In pratica ciò significa che questo integrato può essere impiegato come preampli-

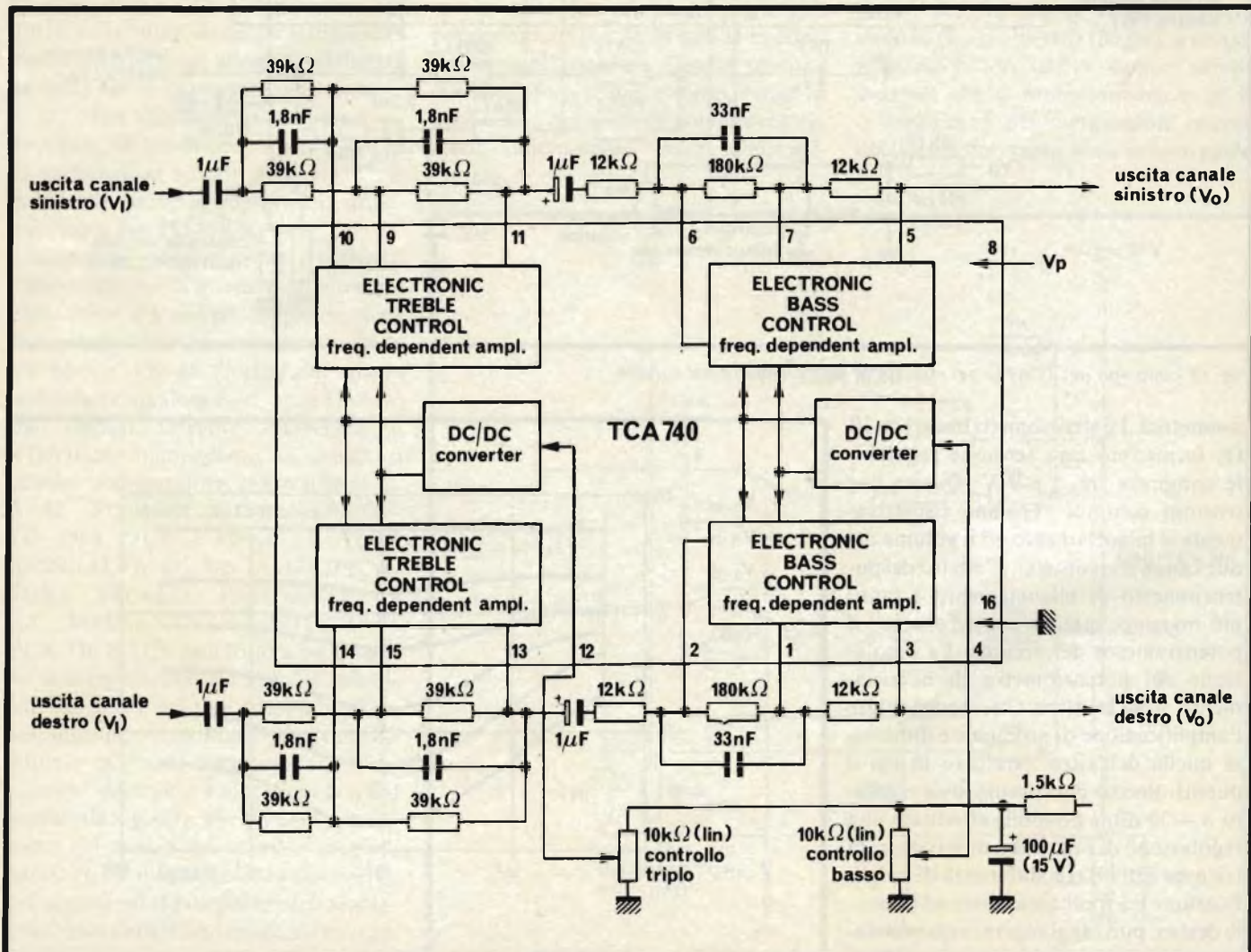


Fig. 16 - Circuito di regolazione dei toni con l'impiego del TCA740.

ficatore, per esempio, tra un "tuner" AM o FM (più specificatamente, un decodificatore stereo) e l'amplificatore di potenza, naturalmente con l'aggiunta possibilità di poter regolare in continua, sia il volume che il bilanciamento. Il TCA730 non può essere impiegato come preamplificatore di segnali forniti dai giradischi dato che, in questo caso, la sensibilità di ingresso sarebbe troppo bassa ed inoltre non è possibile adottare una correzione RIAA. In questo caso sarà opportuno inserire tra il giradischi e le regolazioni di volume-bilanciamento, effettuate dal TCA730, un normale preamplificatore. La stessa cosa vale nel caso che la sorgente del segnale sia costituita da un microfono. Alimentazione del TCA730. Tale integrato deve essere alimentato con una tensione di 15V più stabilizzata possibile.

TABELLA I - DATI TECNICI DEL TCA 730

Tensione di alimentazione:	V. 8-15	tipica	15 V
Temperatura ambiente:	Tamb	tipica	25 °C
Campo di regolazione del volume con $V_i=100$ mV:		+20 ...	70 dB
Distorsione con V.O (eff)=1 V	D. tot	tipica	0,1%
Campo di regolazione del bilanciamento:			± 10 dB
Tensione d'ingresso:	V_i	<	1 V
Impedenza d'ingresso con resistore interno da 270 k Ω :	Z_i	tipica	250 k
Resistenza di carico:	R_L	>	4,7 k
Tensione di uscita:	V.O	<	1 V
Separazione tra i canali:		tipica	60 dB
Rapporto segnale-disturbo:	S/N	tipica	57 dB
Risposta in frequenza (± 1 dB):		10 Hz ...	20 kHz
Bilanciamento canali:		tipico	2 dB

TABELLA II - DATI TECNICI DEL TCA740

Tensione di alimentazione:	V. 8-16	tipica	15 V
Temperatura ambiente:	Tamb	tipica	25 °C
Esaltazione bassi:		>	14 dB
Taglio bassi:		>	14 dB
Esaltazione alti:		>	14 dB
Taglio alti:		>	14 dB
Distorsione per V.O (eff)=1 Cv	Dtot	tipica	0,1 dB
Rapporto segnale-disturbo	S/N	tipica	60 dB
Separazione canali		tipica	60 dB

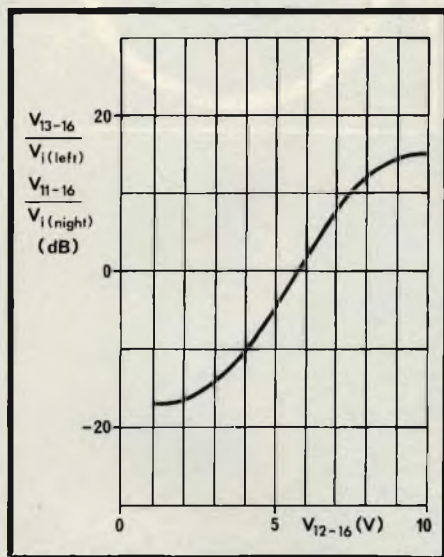


Fig. 17 - Grafico di risposta in frequenza del TCA740 impiegato come regolatore di toni.

Regolazione dei toni alti-bassi, mediante il circuito integrato TCA740. Un possibile circuito d'impiego è riportato in fig. 16. In questo caso non è più il volume o il bilanciamento che vengono regolati dalla componente continua, bensì i toni alti-bassi, che vengono rispettivamente amplificati o attenuati, grazie alle tensioni di regolazione, provenienti rispettivamente, dai rispettivi potenziometri. È opportuno che le tensioni di regolazione fornite dai due potenziometri, vengano indicate otticamente, mediante due strumenti misuratori di tensione (Voltmetri), con fondo scala massimo di 10V. Evidentemente, il TCA740, non amplificherà o attenuerà, qualora i cursori dei due potenziometri,

si trovino, nella loro posizione intermedia (caratteristica, con andamento lineare). Anche il circuito integrato TCA740 dovrà essere alimentato, con una tensione stabilizzata di 15V. Quest'ultima, può essere fornita dalla stessa sorgente di tensione che alimenta il TCA730. Se i due circuiti integrati vengono alimentati da una stessa tensione, sarà necessario, poter fornire una corrente di alimentazione di almeno 60mA.

Nelle tabelle I e II, vengono riportate, rispettivamente le caratteristiche tecniche dei circuiti integrati, TCA730 e TCA740. Mentre la fig. 17 illustra il grafico relativo alla risposta in frequenza del TCA740, come regolatore di toni ad una frequenza di 40 Hz.

AZIENDE, ENTI, ISTITUTI, LIBRERIE, BIBLIOTECHE, ASSOCIAZIONI, ECC.

PER ABBONARVI O RICHIEDERE LIBRI INVIATE SEMPRE REGOLARE ORDINE

PER IL PAGAMENTO POTETE:

- 1) Allegare assegno all'ordine (In questo caso vi spediremo la fattura quietanzata)
- 2) Attendere l'arrivo della nostra fattura.

PER FAVORE NON ADOTTATE PROCEDURE DIVERSE DA QUESTE

Grazie
J.C.E.

Esposizioni Internazionali dell'Automazione

...1979 Parigi "MESUCORA"... 1980 Dusseldorf "INTERKAMA"

1981 MILANO - B.I.A.S.

Solo il BIAS nel 1981 in Europa presenta l'Automazione e la Microelettronica



studio martinelli

Fiera di Milano 6-10 ottobre 1981

17° Convegno Mostra Internazionale
dell'Automazione Strumentazione e Microelettronica

- Sistemi e Strumentazione per l'Automazione la regolazione ed il controllo dei processi, sensori e rilevatori
- Apparecchiature e Strumentazione per laboratorio
- Componentistica, sottoassiemi, periferiche ed unità di elaborazione

Segreteria della Mostra
Viale Premuda 2
20129 Milano
tel. 796096/421/635

in concomitanza con la 7° RICH e MAC '81

Come si minimizza il rumore negli amplificatori operazionali

di V. Calvaruso - II parte

In seguito all'enorme miglioramento subito in questi ultimi anni dalle caratteristiche degli amplificatori operazionali, come la tensione di sbilanciamento e la corrente di polarizzazione in entrata, il rumore sta diventando un fattore sempre più importante come origine di errori. Per trarre vantaggio dalle elevate prestazioni degli amplificatori operazionali, è necessaria una chiara comprensione del meccanismo del rumore da cui essi sono afflitti.

Somma dei rumori

Nel corso della discussione sulla densità spettrale si sono introdotti i concetti di rumore bianco e di rumore di scintillazione. In figura 8, il modello completo di rumore dell'amplificatore operazionale riferito all'entrata e le sorgenti interne di rumore bianco e di rumore di scintillazione sono combinati in tre generatori di rumore d'entrata equivalenti, E_N , I_{N1} e I_{N2} . I generatori di corrente di rumore producono delle cadute di tensione di rumore ai capi delle rispettive resistenze di sorgente, R_{S1} e R_{S2} . Le resistenze di sorgente per se stesse generano delle tensioni di rumore termico, E_{t1} e E_{t2} . Il valore efficace della tensione di rumore totale in una data larghezza di banda è la radice quadrata della somma dei quadrati delle cinque sorgenti di tensione di rumore comprese in quella larghezza di banda.

$$14) \quad E_{NT}(f_H - f_L) = \sqrt{E_N^2 + (I_{N1}R_{S1})^2 + (I_{N2}R_{S2})^2 + E_{t1}^2 + E_{t2}^2}$$

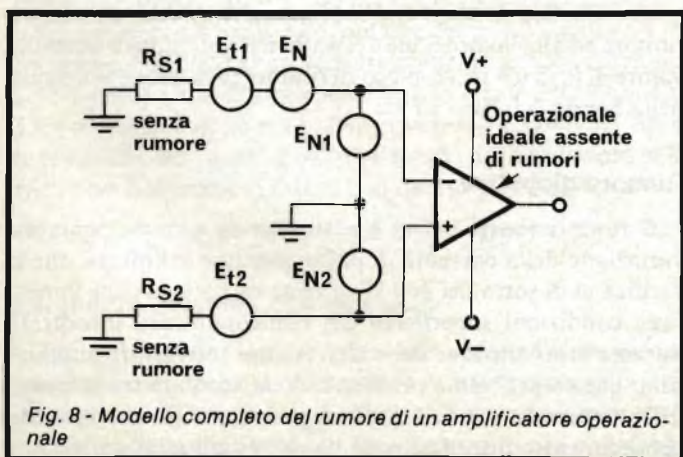


Fig. 8 - Modello completo del rumore di un amplificatore operazionale

La minimizzazione del rumore totale richiede una comprensione del meccanismo di funzionamento di ognuno dei cinque generatori. Viene, per prima cosa, descritto il meccanismo del rumore bianco, quello del rumore termico e quello del rumore granulare (shot noise), seguito da quello del rumore a bassa frequenza, del rumore di scintillazione e del rumore globulare (popcorn noise).

Rumore termico

Il rumore termico (rumore di Johnson) è una tensione di rumore bianco generata dal movimento casuale dei portatori caricati termicamente in una resistenza; nei circuiti degli amplificatori operazionali questo è il tipo di rumore prodotto dalle resistenze delle sorgenti in serie con le singole entrate. Il suo valore efficace in una data larghezza di banda si calcola con la formula:

$$15) \quad E_t = \sqrt{4kTR(f_H - f_L)}$$

in cui: k = costante di Boltzmann $\approx 1,38 \times 10^{-23}$ joule/°C

T = temperatura assoluta, °Kelvin

R = resistenza in Ohm

f_H = limite superiore di frequenza in Hertz

f_L = limite inferiore di frequenza in Hertz

Alla temperatura ambiente l'equazione 15 si semplifica come segue:

$$16) \quad E_t = 1,28 \times 10^{-10} \sqrt{R(f_H - f_L)}$$

Per minimizzare il rumore termico (E_{t1} e E_{t2}) prodotta da T_{S1} e R_{S1} , si dovranno evitare resistenze delle sorgenti di valore elevato e larghezze di banda eccessive.

Viene generato rumore termico anche all'interno dell'amplificatore operazionale; esso è principalmente dovuto alle r_{bb} ,

le resistenze di "base spreading" nei transistori dello stadio di entrata. Questi rumori sono inclusi in E_N ; il generatore totale equivalente di rumore della tensione in entrata.

Rumore granulare

Il rumore granulare (rumore di Schottky) è una corrente di rumore bianco associata con il fatto che il flusso di corrente è effettivamente un movimento di particolari particelle discrete cariche (elettroni).

In figura 8, I_{N1} e I_{N2} , al disopra della frequenza $1/f$, sono correnti di rumore granulare che sono in relazione con le correnti cc di polarizzazione in entrata all'amplificatore:

$$17) \quad I_{sh} = \sqrt{2q I_{BIAS} (f_H - f_L)}$$

in cui: I_{sh} = valore efficace del rumore granulare in A
 q = carico di un elettrone = $1,59 \times 10^{-19}$
 I_{BIAS} = corrente di polarizzazione in A
 f_H = limite superiore di frequenza in Hz
 f_L = limite inferiore di frequenza in Hz

Alla temperatura ambiente l'equazione 17 si semplifica come segue:

$$18) \quad I_{sh} = 5,64 \times 10^{-10} \sqrt{I_{BIAS} (f_H - f_L)}$$

Le correnti di rumore granulare scorrono anche nelle resistenze dinamiche (R_e) di emettitore dello stadio in entrata, producendo delle tensioni di rumore in entrata.

Queste tensioni, insieme con il rumore termico r_{bb} , compongono la parte di rumore bianco di E_N .

Rumore di scintillazione

Nelle applicazioni a larghezza di banda limitata, il rumore di scintillazione ($1/f$) rappresenta la sorgente di rumore più critica.

Il progettista di amplificatori operazionali minimizza il rumore di scintillazione, impedendo alle componenti del rumore di corrente, nello stadio di entrata e nel secondo stadio, di contribuire al rumore di tensione in entrata. L'equazione 19 illustra questa relazione:

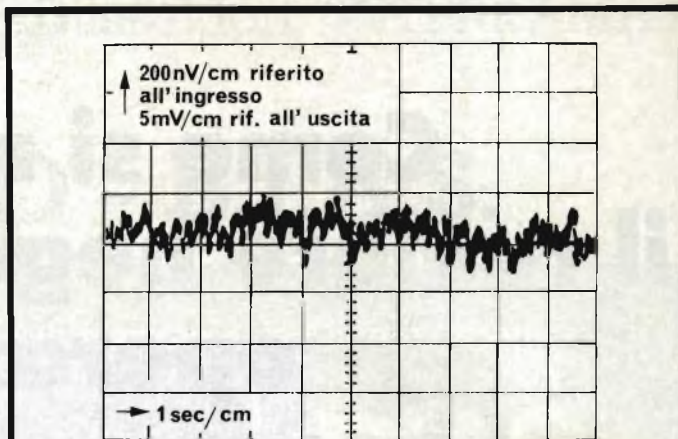
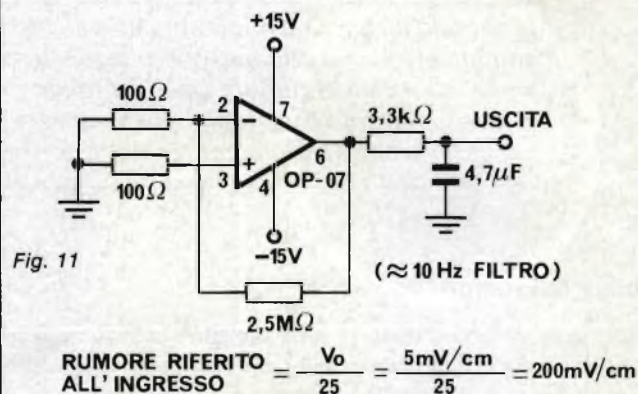


Fig. 10 - Comportamento del rumore di scintillazione nel circuito di figura 11



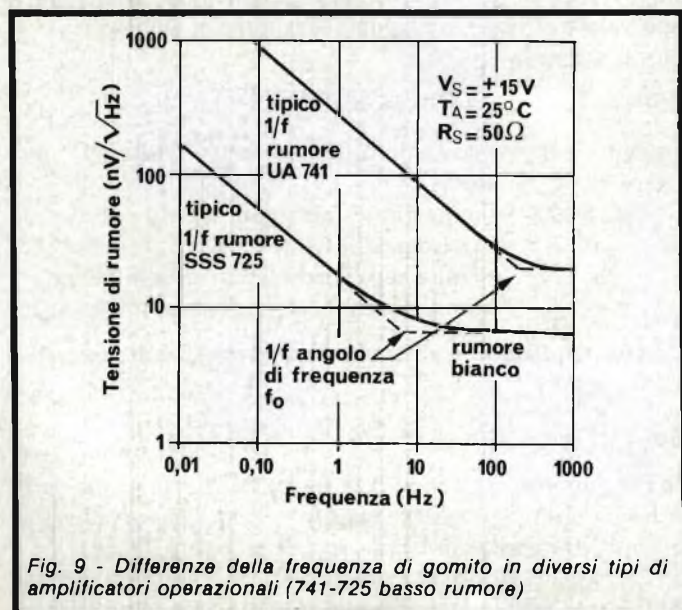
$$19) \quad \frac{I_n \text{ secondo stadio}}{g_m \text{ primo stadio}} = e_n \text{ entrata}$$

Un altro fattore critico è rappresentato dalla frequenza di gomito. Per avere un rumore minimo, le frequenze di gomito del rumore di corrente e di tensione devono avere dei valori bassi; questo fatto è d'importanza capitale. Come indicato in figura 9, le frequenze di gomito di valore basso distinguono gli amplificatori operazionali a basso rumore dai 741 tipi standard dell'industria.

La figura 10, ripresa facendo uso del circuito di prova, visibile in figura 11, illustra il comportamento del rumore di scintillazione dell'OP-07. In questo dispositivo si è presentata la dovuta attenzione ad una configurazione circuitale a basso rumore ed alla lavorazione dei wafer e si è ottenuto il notevole valore di $0,35 \mu V$ picco-picco di rumore di tensione in entrata nella banda 0,1 Hz - 10 Hz.

Rumore globulare

Il rumore (burst noise) è costituito da una momentanea variazione della corrente di polarizzazione in entrata, che si verifica al di sotto dei 100 Hz e viene causata da delle imperfette condizioni superficiali dei semiconduttori, incontrate durante la lavorazione dei wafer. Alcuni costruttori minimizzano questo problema per mezzo di un accurato trattamento della superficie, di una pulizia generale e di uno speciale procedimento di tre fasi noto come "passivazione tripla".



Per dare inizio al processo, viene generato per accrescimento uno strato termico di biossido di silicio specialmente trattato.

Questo strato protegge le giunzioni attraendone anche ogni impurità ionica residua alla superficie superiore dell'ossido. Successivamente, viene applicato uno strato di azofuro di silicio per prevenire l'entrata di qualsiasi potenziale contaminazione o impurità. La terza operazione è costituita dalla formazione di uno spesso rivestimento di vetro, che lascia scoperte solo le piste di saldatura. In figura 12 viene presentata una vista in sezione del dispositivo finito.

I costruttori di amplificatori operazionali si trovano a dover affrontare una difficile decisione quando hanno a che fare con il rumore globulare. Questo può essere eliminato da quasi tutti i dispositivi mediante una accurata lavorazione per basso rumore; in alternativa la lavorazione può venir rallentata e i dispositivi finiti devono essere provati uno per uno per questo parametro.

Prove speciali del rumore richiedono un notevole tempo di mano d'opera, accrescono considerevolmente i costi di produzione e, in definitiva, facendo crescere il prezzo che il cliente deve pagare. Nei dispositivi monolitici di precisione l'alternativa di lavorazione per basso rumore viene usata per costruire grandi volumi di amplificazione operativa a basso rumore, il rendimento commisurato ai costi.

Calcolo del rumore totale

Si può calcolare il rumore totale, riferito all'entrata per una data applicazione con le curve e le specifiche dei "data-sheets" e conoscendo i valori delle resistenze delle sorgenti. Per illustrare questo metodo, in figura 13 vengono riprodotte le informazioni sul rumore, tratte dai "data-sheet" dei dispositivi monolitici di precisione OP 07. La prima operazione consiste nel determinare le frequenze di gomito del rumore di corrente e di tensione, in modo da poter calcolare i termini E_N e I_N dell'equazione 14 per mezzo delle equazioni 12 e 13.

Determinazione della frequenza di gomito

Dalle curve dello "spot noise" in entrata in funzione della frequenza, di figura 13, si può vedere che il rumore di tensione ($R_S = 0$) comincia a crescere a circa 10 Hz. I prolungamenti dei tratti orizzontale (rumore bianco) e inclinati (rumore di scintillazione) s'intersecano a 6 Hz, valore della frequenza di gomito (f_c). Nella curva centrale, escludente il rumore termico della resistenza della sorgente, è riportato il rumore di corrente moltiplicato per 200 k Ω come rumore di tensione. I prolungamenti di tratto orizzontali e del tratto inclinato s'intersecano a 60 Hz, valore della frequenza di gomito del rumore di corrente (f_{c_i}). Per calcolare E_N e I_N con le equazioni 12 e 13, occorrono inoltre e_n e i_n . Per trovare e_n e i_n , si devono usare le specifiche dei "data sheet" una decade o più al di sopra delle rispettive frequenze di gomito; in questo caso e_n è 9,6 nV/

$$9,6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (1000\text{S}) \quad e_n \approx 12 \pi \text{S}/\sqrt{\text{Hz}} \quad (1000 \text{ Hz})$$

Larghezza di banda che interessa

Per essere sommata correttamente, ognuna delle cinque quantità componenti il rumore deve venir espressa nella stessa larghezza di banda $f_H - f_L$. Supponiamo, per il momento, che f_H sia la componente di frequenza più alta che debba

Processo di integrazione di un circuito monolitico di precisione con TRIPLA PASSIVAZIONE

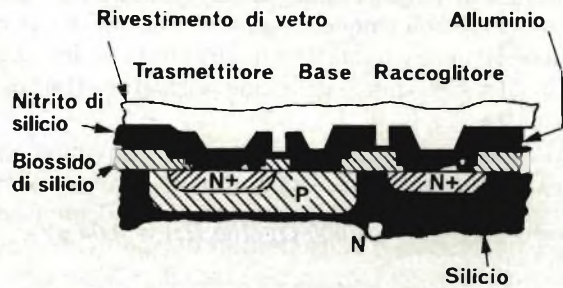


Fig. 12 - Esempio di "Passivazione tripla"

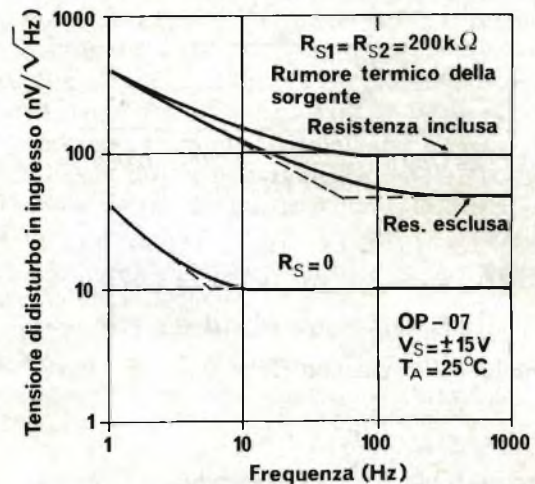


Fig. 13 - Caratteristiche di rumore in un amplificatore di precisione OP-07

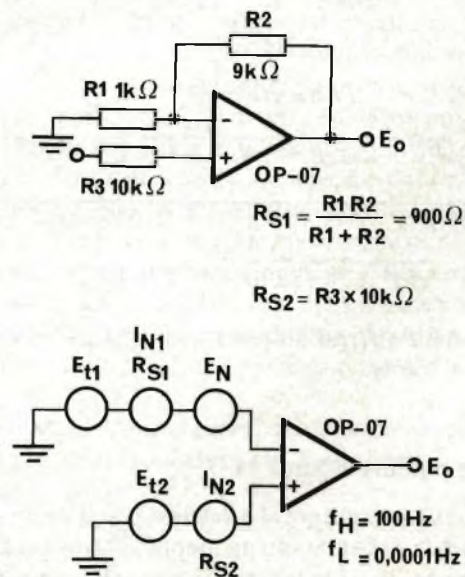


Fig. 14 - Esempio tipico di stadio a guadagno 10 e sua rappresentazione come sorgente di rumore

essere amplificata senza distorsione. Si noti che e_n e i_n , le frequenze di gomito e la larghezza di banda, sono indipendenti dagli effettivi valori dei componenti circuitali. Nel calcolare il rumore in un gran numero di circuiti facenti uso dello stesso amplificatore operazionale, questi numeri devono venir calcolati una volta sola.

Tipico esempio di applicazione

In figura 14a si vede un tipico stadio di guadagno X10 con una resistenza di sorgente di 10 kΩ. In figura 14b il circuito è stato ridisegnato con cinque sorgenti di tensione di rumore. Per valutare il rumore totale riferito all'entrata, si deve determinare il valore di ognuna delle cinque sorgenti. Dall'equazione 16 si ha:

$$E_i = \sqrt{R (f_H - f_L)}$$

$$E_{i1} = 1,28 \times 10^{-10} \sqrt{(900 \Omega) (100 \text{ Hz})} = 0,04 \mu V_{\text{eff}}$$

$$E_{i2} = 1,28 \times 10^{-10} \sqrt{(10 \text{ k}\Omega) (100 \text{ Hz})} = 0,128 \mu V_{\text{eff}}$$

si calcoli ora I_N per mezzo dell'equazione 13:

$$I_N = i_n \sqrt{f_{cc} I_n \frac{f_H}{f_L} + f_H - f_L}$$

$$= 0,12 \text{ pA} \sqrt{60 i_n \frac{100 \text{ Hz}}{0,0001 \text{ Hz}} + 100 - 0,0001} = 3,66 \text{ pA}_{\text{eff}}$$

e:

$$I_{N1} R_{s1} = 3,66 \text{ pA} (900 \Omega) = 0,0033 \mu V_{\text{eff}}$$

$$I_{N2} R_{s2} = 3,66 \text{ pA} (10 \text{ k}\Omega) = 0,0366 \mu V_{\text{eff}}$$

e, infine E_N dall'equazione 12:

$$E_N = e_n \sqrt{f_{cc} i_n \frac{f_H}{f_L} + f_H - f_L}$$

$$= 9,6 \text{ nV} \sqrt{6 i_n \frac{100 \text{ Hz}}{0,0001 \text{ Hz}} + 100 - 0,0001} = 0,130 \mu V_{\text{eff}}$$

sostituendo nell'equazione 14:

$$14 E_{NT} (f_H - f_L) =$$

$$= \sqrt{E_N^2 + I_{N1}^2 R_{s1}^2 + I_{N2}^2 R_{s2}^2 + E_{i1}^2 + E_{i2}^2}$$

$$= \sqrt{(0,130 \mu V)^2 + (0,0033 \mu V)^2 + (0,0366 \mu V)^2 + (0,04 \mu V)^2 + (0,128 \mu V)^2} = 0,19 \mu V_{\text{eff}}$$

Rumore totale riferito all'entrata = 1,14 μV picco-picco (0,0001 Hz - 100 Hz).

Esempio di calcolo di un 741

Con il calcolo precedente si è determinato il rumore totale in una larghezza di banda con un amplificatore operazionale a basso rumore. Per inquadrare in una giusta prospettiva questo livello di prestazioni, è utile un calcolo facente uso dell'amplificatore operazionale standard 741 nel circuito di figura 14. Ancora una volta, il punto di partenza è la determinazione della frequenza di gomito, fatta per mezzo delle curve dei "data sheet" di figura 15:

$$f_{cc} = 100 \text{ Hz}; f_{ci} = 2 \text{ kHz}; e_n \approx 20 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$$

$$i_n = 0,5 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}}$$

Impiegando queste frequenze di gomito e queste grandezze

di rumore, si calcolano E_N e I_N nei valori di 1 μV_{eff} e 83 pA_{eff} rispettivamente.

Moltiplicando questa corrente di rumore per la resistenza della sorgente si hanno i termini 2 e 3 dell'equazione 14 come segue:

$$14) E_{NT} (f_H - f_L) =$$

$$\sqrt{E_N^2 + I_{N1}^2 R_{s1}^2 + I_{N2}^2 R_{s2}^2 + E_{i1}^2 + E_{i2}^2}$$

sostituendo in equazione 14:

$$= \sqrt{(1 \mu V)^2 + (0,075 \mu V)^2 + (0,38 \mu V)^2 + (0,04 \mu V)^2 + (0,128 \mu V)^2} = 1,3 \mu V_{\text{eff}}$$

Il rumore totale riferito all'entrata è 7,8 μV picco-picco (0,0001 Hz - 100 Hz).

Questo valore è 6,8 volte quello dell'esempio di amplificatore operazionale a basso rumore. Gli esempi di calcolo illustrano tre regole per minimizzare il rumore negli amplificatori operazionali:

REGOLA 1 - Impiegare un amplificatore operazionale con basse frequenze di gomito.

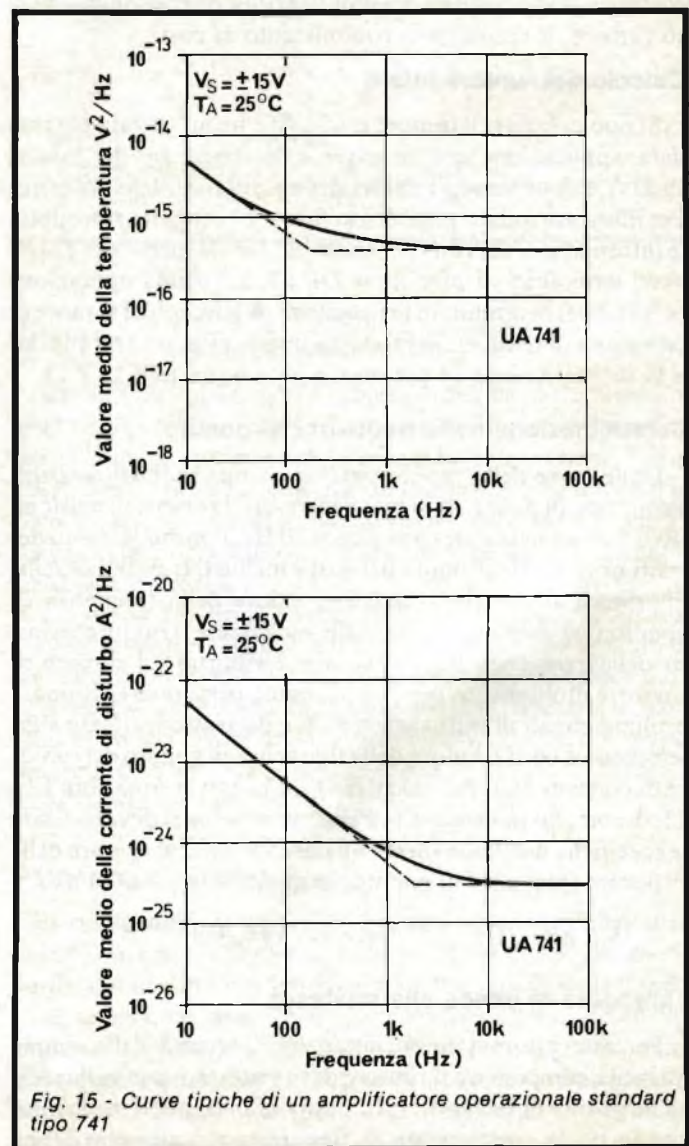


Fig. 15 - Curve tipiche di un amplificatore operazionale standard tipo 741

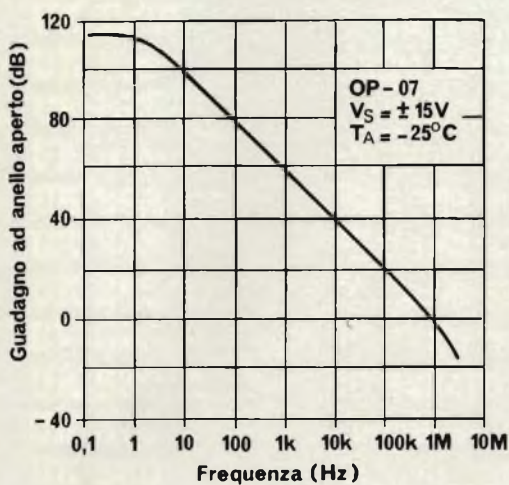
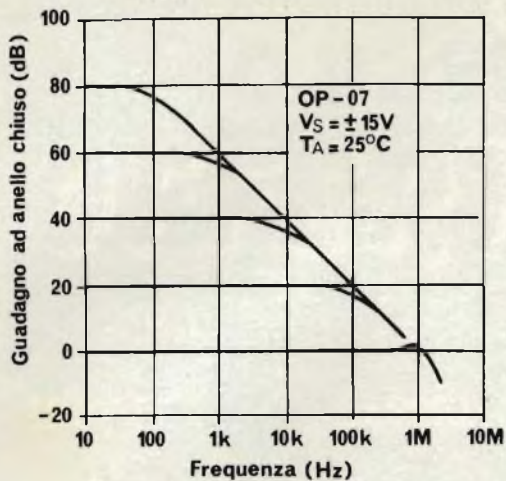


Fig. 16 - Curve della risposta in frequenza di un operazionale tipo OP-07

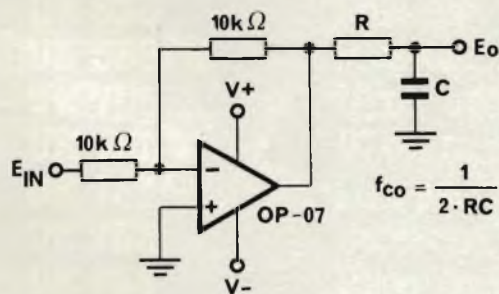


Fig. 17 - Tipico filtraggio in uscita di un amplificatore operazionale

REGOLA 2 - Mantenere più bassa possibile la resistenza della sorgente.

REGOLA 3 - Limitare la larghezza di banda del circuito al valore della larghezza di banda del segnale.

Larghezza di banda

La larghezza di banda effettiva del circuito non dev'essere molto maggiore della larghezza di banda del segnale, altrimenti si verificherà un'amplificazione indesiderata delle componenti del rumore in alta frequenza. Nei calcoli precedenti, si è presa una "larghezza di banda che interessa", mentre nella applicazioni reali si deve prendere in considerazione la larghezza di banda dell'amplificatore. In figura 16 le curve di risposta in frequenza dell'OP-07 presentano una pendenza di 20 dB/decade; integrando l'area sottostante la curva, si vede che l'effettiva larghezza di banda del rumore del circuito è 1,57 volte la larghezza di banda a 3 dB. Nella maggior parte delle configurazioni con guadagno ad anello chiuso, la larghezza di banda dell'amplificatore può essere maggiore di quella richiesta e si può far uso di un filtraggio in uscita, come quello indicato in figura 17. Come alternativa al filtraggio in uscita, si può collegare ai capi del resistore di controreazione un condensatore integratore.

La larghezza di banda può, inoltre venir limitata in alcune applicazioni, sovracompensando un amplificatore operazionale a basso rumore compensato estremamente, come l'SSS725.

Metodi miscelanei di minimizzazione del rumore

Certi altri meccanismi di rumore meritano di essere presi in considerazione: si usino registratori a pelliccia metallica; i resistori a corlane presentano un "rumore in eccesso" con contenuto sia di rumore 1/f che di rumore bianco, riferito alla tensione cc applicata. L'uso di resistori di sorgente bilanciati, mentre talvolta è indicato ai fini di una minimizzazione degli errori in cc, farà aumentare il rumore; il resistore di bilanciamento non è richiesto per amplificatori operazionali come l'OP-07, perchè $I_{os} \approx I_b$. Si mantenga il rumore nel suo giusto quadro; lo si minimizzi senza introdurre altri errori in cc. Si impieghino amplificatori operazionali a basso rumore con specifiche globali di cc che soddisfino l'applicazione.

Riassumendo, i principali punti da prendere in considerazione sono:

- 1) Minimizzare il rumore generato esternamente.
- 2) Scegliere un amplificatore con basse frequenze di gomito del rumore 1/f.
- 3) Limitare la larghezza di banda del circuito al valore della larghezza di banda del segnale.
- 4) Eliminare le resistenze eccessive nel circuito in entrata.

a Milano, in via Zante 20, la

G.B.C.
italiana

c'è

SE TI SERVE

UNO STRUMENTO, UN GIOCO, UN AMPLIFICATORE, UN COMPUTER, UN ALLARME

AUTOCOSTRUISCILO

CON I CIRCUITI STAMPATI PROFESSIONALI DI ELEKTOR!

elektor n° 1 giugno 1979

EPS 9453	generatore di funzioni semplice	L 8 000
EPS 9453F	pannello per generatore di funzioni semplice	L 4 850
EPS 9465	alimentatore stabilizzato a circuito integrato	L 4 000
EPS 78041	tachimetro per la bicicletta	L 2 800
EPS 1234	riduttore dinamico del rumore	L 3 300
EPS 9743	comando automatico per il cambio delle dispositive	L 2 500
EPS 4523/9831	le fotografie di Kirlian	L 7 400
EPS 1473	simulatore di fischio a vapore	L 3 650
EPS 1471	sintetizzatore di vaporiera	L 3 400
EPS 9765	iniettore di segnali	L 2 450

elektor n° 2/3 luglio/agosto 1979

EPS HB11 + HB12	astereo: alimentatore + amplificatore HI-FI da 3W	L 7 900
EPS HB13	astereo: preamplificatore	L 8 300
EPS HD4	riferimento di frequenza universale	L 5 500
EPS 9525	indicatore di picco a LED	L 4 300
EPS 77005	distorsionometro	L 5 900
EPS 77059	alimentatore 0-10V	L 4 200
EPS 77101	amplificatore per autoradio da 4W	L 3 300
EPS 9398 + 9399	preamplificatore preco	L 10 500
EPS HB14	astereo: preamplificatore tono	L 4 400

elektor n° 4 settembre 1979

EPS 9797	timer logaritmico per camera oscura	L 5 800
EPS 9860	PPM voltmetro di picco AC su scala logaritmica	L 4 900

elektor n° 5 ottobre 1979

EPS 9344-1-2	mini tamburo	L 8 500
EPS 9344-3	generatore di ritmi IC	L 4 500
EPS 9948	generatore sinusoidale a frequenze fisse	L 6 000
EPS 9491	segnalatore per parchimetri	L 3 500
EPS 79026	interuttore a battimano	L 4 500

elektor n° 8 novembre 1979

EPS 9401	equin	L 7 800
EPS 79005	indicatore digitale universale	L 5 500
EPS 9751	sirene	L 4 500
EPS 9755-1-2	termometro	L 9 800
EPS 9325	il "digibel"	L 7 500
EPS 79075	microcomputer basic	L 18 500

elektor n° 7 dicembre 1979

EPS 9987-1-2	amplificatore telefonico	L 7 900
EPS 79006	gioco "prova forza"	L 5 700
EPS 79073	costruzione del computer per TV Games (main board)	L 38 000
EPS 79073-1-2	costruzione del computer per TV Games (power supply e keyboard)	L 17 500
EPS 9906	alimentatore per micro-computer basic	L 9 900
EPS 9885	scheda con 4k di RAM	L 35 000
EPS 9967	modulatore TV UHF/VHF	L 4 500
EPS 80024	"bus board"	L 12 900
EPS 9817-1-2	voltmetro LED con UAA 180	L 5 900
EPS 9970	oscillografici	L 5 500
EPS 9952	saldatore a temperatura controllata	L 4 900
EPS 9827	campi magnetici in medicina	L 3 600
EPS 9927	mini-frequenzimetro	L 6 900

elektor n° 8 gennaio 1980

EPS 9984	fuzz-box variabile	L 4 200
EPS 9965	tastiera ASCII	L 16 000
EPS 9988	pocket "bagatelle" (gioco di destrezza)	L 4 500
EPS 9985	contaminuti "chiocciante"	L 6 300
EPS 9966	elektterminal	L 17 000
EPS 79519	sintonia a tasti	L 8 900

elektor n° 9 febbraio 1980

EPS 9974	rivelatore a prossimità	L 6 500
EPS 79038	l'estensione delle pagine nell'elektterminal	L 14 900
EPS 79088-1-2-3	il "digitarad"	L 10 900
EPS 79514	gate dipper	L 4 300
EPS 78003	lampeggiatore di potenza	L 4 500
EPS 79077	semplici effetti sonori	L 4 500
EPS 78087	chassis di media frequenza	L 5 500
EPS 79082	decodificatore stereo	L 5 800
EPS 79095	elektdoorbell	L 11 000

elektor n° 10 marzo 1980

EPS 79019	generatore sinusoidale	L 4 900
EPS 9913-1/2	unità di riverbero digitale	L 15 000
EPS 79040	modulatore ad anello	L 6 300
EPS 9753	biglia elettronica	L 7 400
EPS 80021-1a/2a	sintonia digitale	L 16 900
EPS 80016	disturbatore elettronico	L 3 900

elektor n° 11 aprile 1980

EPS 79650	convertitore per onde corte	L 4 500
EPS 79039	pannello monoselektor	L 19 000
EPS 79070	stentore	L 8 500
EPS 79071	assistentor	L 6 000
EPS 80023	topamp	L 3 500

elektor n° 12 maggio 1980

EPS 79024	ricaricatore affidabile	L 5 000
EPS 80031	toppreamp	L 9 400
EPS 80054	volete una voce "strana" (modulatore ad anello)	L 4 500
EPS 79093	timer/controller programmab	L 6 400
EPS 80009	sewar (effetti sonori con riverbero analogico)	L 6 900

elektor n° 13 giugno 1980

EPS 80018-2	antenna "attiva" per l'automobile	L 6 000
EPS 80019-1	accensione a transistor	L 9 000
EPS 80084	temporizzatore "intelligente" per tergicristallo	L 7 500
EPS 80086	misuratore di consumo del carburante	L 15 000
EPS 80096	fermiamo i ladri! (antifurto)	L 4 000
EPS 80101	indicatore della tensione della batteria	L 4 000
EPS 80102	un probe ad astina	L 4 000
EPS 80109	protezione per la batteria	L 4 500
EPS 7043b	sussidio da campeggio	L 4 000

elektor n° 14/15 luglio/agosto 1980

EPS 78065	riduttore di luce sensor	L 4 500
EPS 79517	carica batteria automatico	L 4 900
EPS 79505	ammutilatore per disc-jockey	L 6 000
EPS 79114	frequenzimetro per sintetizzatori	L 5 300
EPS 79509	servo amplificatore	L 3 200

elektor n° 16 settembre 1980

EPS 79513	VSWR meter	L 1 500
EPS 80027	generatore di colore	L 3 400
EPS 79033	quizmaster	L 3 000
sistema d'allarme centralizzato		
EPS 9950	stazione master	L 4 000
EPS 9950	stazione slave	L 3 600
EPS 9950	stazione d'allarme	L 2 000
EPS 9945	consonant	L 16 000
EPS 9945-F	pannello frontale consonant consonant	L 16 000

elektor n° 17 ottobre 1980

EPS 80067	digisplay	L 4 500
EPS 80045	termometro digitale	L 6 200
EPS 79035	millivoltmetro CA e generatore di segnali	L 2 800
EPS 9954	preconsonant	L 4 300

elektor n° 18 novembre 1980

EPS 80068-1/2	il vocoder di elektor-bus board	L 15 850
EPS 80068-3	il vocoder di elektor-filtri	L 5 450
EPS 80068-4	il vocoder di elektor-modulo I/O	L 5 500
EPS 80068-5	il vocoder di elektor-alimentatore	L 4 500
EPS 80022	amplificatore d'antenna	L 1 500
EPS 80060	chorosynt	L 25 500
EPS 9956/9955	doppio regolatore di dissolvenza per proiettori	L 5 100

elektor n° 19 dicembre 1980

EPS 9423	antenna FM integrata per interni	L 3 500
EPS 9368	relè capacitivo	L 3 600
EPS 9329	sonda logica versatile	L 3 600
EOS 9369	mini-ricevitore ad onde medie	L 1 850
EPS 9192	sostituto "logico" del potenziometro a carbone	L 8 750
EPS 80065	duplicatore di frequenza	L 2 150
EPS 80019	treno a vapore	L 2 150

elektor n° 20 gennaio 1981

EPS 81002	dissolvenza programmabile per diapositive	L 13 900
EPS 80050	interfaccia cassetta per microcomputer basic	L 11 800
EPS 80112-1/2	estensioni interfaccia cassetta	L 3 600
EPS 9915	generatore di note universale	L 14 000
Piano elettronico:		
EPS 9914	modulo per ottava	L 6 300
EPS 9979	alimentazione	L 4 000
EPS 9981	filtri, preamplificatore	L 11 000

elektor n° 21 febbraio 1981

EPS 9968-1	TV-Scopio (amplificatore d'ingresso)	L 4 200
EPS 9968-2/3/4/5/F	TV-Scopio, versione base	L 22 500
EPS 79053	toto-oracolo	L 5 800
EPS 9840	temporizzatore per sviluppo foto	L 7 500
EPS 9499-2	portaluminosa a raggi infrarossi (alimentatore)	L 8 000
EPS 9862-1/2	porta luminosa a raggi infrarossi (trasmettitore /ricevitore)	L 7 200

elektor n° 22 marzo 1981

EPS 81047	termometro da bagno	L 2 200
EPS 81051	xilofono	L 2 600
EPS 81049	caricabatterie NiCd	L 3 000
EPS 81043-1/2	il misuratore	L 4 500
EPS 81044	il multigioco	L 3 900
EPS 81042	il genio nel barattolo	L 2 200
EPS 81048	cornamusa	L 2 850

ESS - servizio software

µP TV Games
four-in-a-row, surround,
music box, fun and
games, clock

ESS 003 (su nastro) L. 7.000

µP TV Games
test patterns,
PVI programming
space shoot-out

ESS 006 (su disco) L. 5.500

Per l'ordinazione utilizzare l'apposito tagliando d'ordine inserito in fondo a questa rivista.



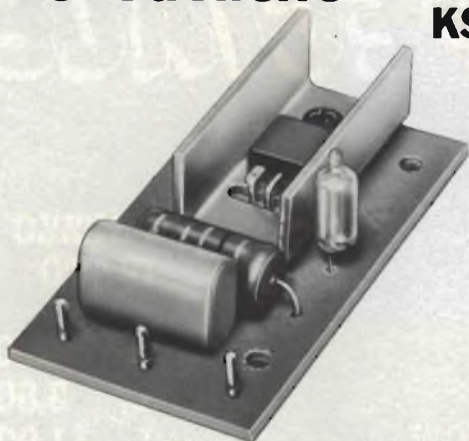
OFFERTA SPECIALE

MODELLO	DESCRIZIONE	PREZZO IVATO
UK 11/W	Sirena	L. 14.600
UK 128	Filtro antirombo	L. 3.800
UK 163	Amplificatore BF per auto 10W	L. 11.900
UK 166	Preamplificatore stereo	L. 14.900
UK 262	Batteria elettronica	L. 19.500
UK 263	Batteria elettronica 15 ritmi	L. 42.900
UK 263/W	Batteria elettronica 15 ritmi montata	L. 49.000
UK 325/A	Ricevitore radiocomandi	L. 5.100
UK 330/A	Ricevitore radiocomandi	L. 2.600
UK 370	Amplificatore lineare	L. 28.000
UK 380	Visualizzatore sintonia	L. 59.000
UK 428	Multimetro digitale	L. 125.000
UK 440/S	Capacimetro a ponte	L. 12.900
UK 433	Convertitore	L. 19.900
UK 573	Radio AM/FM	L. 22.900
UK 558	Prescaler	L. 49.000
UK 558/W	Prescaler montato	L. 55.000
UK 713	Mixer microfono 5 canali	L. 30.500
UK 713/W	Mixer microfono 5 canali montato	L. 36.000
UK 733/A	Luci psichedeliche	L. 37.000
UK 752	Comando sincrono per flash elettronico	L. 4.900
UK 736	Psico Vu meter	L. 43.900
UK 770	Commutatore giradischi	L. 6.900
UK 790	Interruttore capacitivo	L. 11.900
UK 993	Generatore di reticolo	L. 25.500
UK 993/W	Generatore di reticolo montato	L. 29.500
UK 995	Generatore barre punti per TV color	L. 19.900

Kuciuskit

Invertitore per luci psichedeliche

KS 239



Semplicissimo dispositivo che permette l'aggiunta di un quarto canale ai tradizionali tre dei sistemi di luci psichedeliche.

Installazione facile e comoda, elevata potenza passante, minimo ingombro. Ideale per essere accoppiato con il KS 240.

Alimentazione: 220 V.c.a.
Potenza passante: 500 W in servizio continuo
800 W in servizio discontinuo

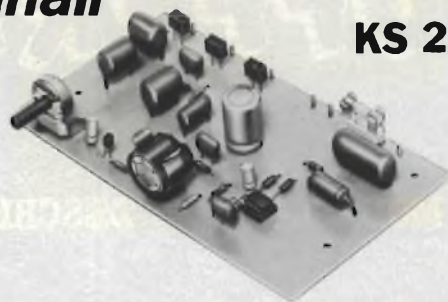
L. 8.000
IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

Kuciuskit

Luci psicomicrofoniche a 3 canali

KS 238



Questo Kit offre un sistema estremamente versatile ed economico per ottenere effetti psichedelici a tre torri con pilotaggio a microfono. Non sono quindi necessari collegamenti elettrici all'amplificatore. Le applicazioni sono illimitate, si possono infatti ottenere sorprendenti giochi di

luce semplicemente avvicinando il microfono del KS 238 ad una qualsiasi sorgente sonora (canto, musica, parlato etc.) La semplicità costruttiva e l'affidabilità dei componenti impiegati garantisce un funzionamento pressoché illimitato.

Alimentazione dalla rete; 220 V c.a.
Potenza pilotabile per canale: 300 W max
Sensibilità microfono: 0,2 mV/mbar (regolabile)

L. 23.500
IVA COMPRESA

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC

7^a MOSTRA MERCATO DI ELETTRONICA DI VICENZA

La manifestazione si terrà
nella sede di Piazza Marconi in
CASTELGOMBERTO

nei giorni 5/6 Settembre 1981

Per la prima volta ci sarà il concorso di autocostruzione. I progetti, di qualsiasi tipo di elettronica, verranno premiati con ricchi premi.

PER PRENOTAZIONI E INFORMAZIONI TEL. 0445/90132

QUALITÀ AL GIUSTO PREZZO

C.T.E. INTERNATIONAL



- 1 CUBICAL**
Antenna professionale. Massima Potenza 2 KW. Guadagno 9 dB.
Resistenza al vento 170 Km/h.
- 2 SKYLAB**
L'antenna più richiesta. Massima Potenza 800 W. Guadagno 7 dB.
- 3 BOOMERANG**
L'antenna da balcone che risolve tutti i problemi di installazione.
Potenza 300 W.
- 4 GALAXY**
Il più potente amplificatore lineare 500 W minimi In AM. 1000 W
PeP con preamplificatore d'antenna.
- 5 JUMBO**
L'amplificatore lineare più famoso 300 W In AM. 600 W PeP con
preamplificatore d'antenna.

- 6 AL 6000**
Alimentatore da laboratorio con 2 strumenti. Vout 5÷15 V. Corrente 5 A.
- 7 SPEEDY**
L'amplificatore lineare più versatile 70 W In AM. 140 W PeP.
- 8 RG 1200**
Alimentatore di alta potenza professionale. Vout 10÷15 V. Corrente 12 A
- 9 COLIBRI 100**
Amplificatore lineare da auto con eccezionali caratteristiche.
50 W In AM. 100 W PeP con regolatore di modulazione.
- 10 27/375**
Amplificatore d'antenna ad elevato guadagno 25 dB
con indicatore luminoso di trasmissione.
- 11 JAGUAR**
Amplificatore lineare da auto dalle prestazioni
incredibili 100 W In AM. 200 W PeP.

NOME
COGNOME
INDIRIZZO

PER RICEVERE IL NOSTRO
CATALOGO, INVIARE
UN TAGLIANDO AL
NOME INDIRIZZO AL
L. 500 IN
FRANCOBOLLI
SE 43

I CONTATORI "BRILLANTI"

PM 6667
120 MHz
Lit. 430.000*



PM 6668
1 GHz
Lit. 650.000*

* Prezzi GEN. 1980 soggetti a variazioni cambio.

- Controllo con microprocessore
- Conteggio reciproco di frequenza
- Auto-triggering su tutte le forme d'onda

Questi nuovi contatori conglobano tutte le caratteristiche suddette. Il progetto basato su microcalcolatore a chip singolo consente di ottenere elevata risoluzione ed accuratezza più un funzionamento semplice ed una costruzione compatta ... tutto ad un basso costo.

L'elevata risoluzione deriva dall'impiego del conteggio di frequenza di tipo reciproco, che fornisce una risoluzione intrinsecamente elevata senza l'errore di ± 1 ciclo. Per esempio, una risoluzione completa su sette cifre è ottenuta in solo un secondo. Questo procedimento evita la

- Display a cristalli liquidi ad elevato contrasto
- TCXO ad elevata stabilità: 10^{-7} / mese

necessità di lunghi tempi di gate o di dover effettuare la misura del periodo e non presenta le limitazioni proprie dei sistemi con moltiplicatore di frequenza ad aggancio di fase.

Altri grossi benefici che comporta il progetto basato su microprocessore sono la facilità di funzionamento e la minimizzazione dei controlli, in quanto l'intelligenza built-in fornisce triggering e commutazione di range automatiche.

Un ulteriore miglioramento di precisione si può ottenere per mezzo del TCXO ad elevata stabilità, disponibile su opzione, mentre accessori quali la batteria e la

- Sottoprogramma di autodiagnosi
- Dimensioni: 160 × 77 × 180 mm

custodia per il trasporto estendono le possibilità di impiego nel servizio esterno.

I prezzi sono molto più bassi di quelli dei modelli tradizionali da 250 e 500 MHz; il PM 6668 da 1 GHz fa le stesse cose e molto di più, e costa meno!. Ordinatene uno oggi stesso:

Philips S.p.A. - Divisione Scienza & Industria
 Viale Elvezia, 2 - 20052 MONZA
 Tel. (039) 36.35.248
 Filiali: BOLOGNA (051) 493.046
 CAGLIARI (070) 666.740
 PADOVA (049) 632.766
 ROMA (06) 382.041
 TORINO (011) 21.64.121
 PALERMO (091) 527.477



PHILIPS



Oscilloscopio da 3"

di A. Cattaneo e G. Brazioli - terza parte

Sebbene il nostro oscilloscopio abbia richiesto gran tempo per l'elaborazione, e notevoli spese per approntare i successivi prototipi sperimentali, siamo sempre più soddisfatti di averlo promosso, perchè i plausi giunti in Redazione hanno raggiunto il massimo, specie ora che i lettori più accorti, facendo un pò di calcoli si sono resi conto che è possibile realizzarlo con una cifra relativamente bassa. Di questo "best seller" della primavera 1981, descriviamo ora il circuito di scansione orizzontale.

Se chiunque ben comprende il funzionamento del canale "verticale" di un qualunque oscilloscopio, che è un amplificatore più o meno elaborato dei segnali da osservare, altro va detto per il sistema di sincro orizzontale. Vi sono addirittura molti riparatori che usano ogni giorno lo "scope" ma non hanno voluto approfondire le operazioni di questo settore, a torto detto *complicato*.

A titolo di informazione generica, diremo quindi che per osservare qualunque forma d'onda, regolarmente spaziata nel tempo, si deve deflettere il raggio catodico, o "pennello di elettroni", di traverso sullo schermo; il ritmo di "andata" e "ritorno" del raggio, deve essere molto ben preciso.

Nel nostro apparecchio, allo scopo serve il sistema della "base dei tempi" che si vede nella *figura 1*, detto anche "circuito di scansione orizzontale".

Tale gruppo di base genera un segnale a forma di *dente di sega* che fa "spazzolare" il punto luminescente prodotto dall'emissione catodica del CRT a destra ed a sinistra dello schermo.

In pratica, ammettendo che non vi sia alcun segnale applicato all'ingresso verticale, con l'azione dello "sweep", si ottiene una riga luminosa sul tubo, pronta per essere modulata in senso verticale dai segnali che si vogliono vedere.

Ora, è da notare che si ottengono delle forme d'onda stabili, sullo schermo, solo se la frequenza del movimento orizzontale ha un rapporto utile con la frequenza del segnale che si intende visualizzare. In pratica, senza tanti discorsi che potrebbero risultare difficili da comprendere, la frequenza del segnale da verificare, deve essere un multiplo intero di quella di "sweep" per risultare in un oscillogramma stabile e definito.

Per esempio, per scrutare minuziosamente un segnale da 1 MHz ben fisso, si deve impiegare una scansione a 10.000 Hz, oppure a 50.000 Hz e simili. Raramente i segnali che si vogliono analizzare hanno delle frequenze "nette", precise. Proprio per questo nel nostro oscilloscopio, così come negli altri che non siano proprio degli esempi teorici di realizzazione, s'impiega il regolatore della scansione orizzontale a bande diffe-

renziate, "TIME/DIV" e poi un comando di scansione continuamente variabile, indicato come "SWEEP".

Tramite l'ultimo detto, e sempre con il principio del sottomultiplo si può analizzare, ad esempio, un segnale a 467 kHz di media frequenza, o un marker a 3,3 MHz o quel che serve; basta ruotare il potenziometro di "SWEEP" per trovare la coincidenza tra i due segnali, senza alcuna misura. In pratica si tratta di una "regolazione per tentativi" che finisce sempre per sortire il risultato che si vuole. Il sincro da noi previsto, in quattro gamme, fa "spazzolare" il pennello elettrico da 10 Hz a 100.000 Hz. I limiti, in precedenza, li abbiamo già dettagliati, ma ripetiamo che sono:

- 1) 10 Hz - 100 Hz,
- 2) 100 Hz - 1000 Hz,
- 3) 1000 Hz - 10.000 Hz,
- 4) 10.000 Hz - 100.000 Hz.

In pratica, con le velocità di spazzolamento indicate, si coprono le esigenze del canale verticale, ma sino a 5 MHz, utilizzo tipico. Volendo impiegare il verticale al limite massimo (da

7 a 10 MHz) il sincro interno, in certe applicazioni risulta un pochino "scarso", e proprio per tale ragione si è prevista la possibilità d'iniettare dall'esterno un segnale (logicamente sempre a dente di sega) che può giungere sino a 600 kHz, *massima banda passante orizzontale*.

Per gl'impieghi un poco eccezionali, il sincro esterno può essere iniettato nella presa J2 di figura 1, prelevandolo da un generatore di funzioni, o da uno dei tanti dispositivi a rilassamento che abbiamo pubblicato negli scorsi anni. Allo scopo si utilizza il deviatore "SW4" che sceglie tra i segnali generati dalla circuiteria interna (posizione "Sync - Int") o dai sistemi esterni (posizione "Sync - ext").

Il sincro esterno, se utilizzato, deve erogare 500 mV per ciascun quadretto dello schermo, come dire per centimetro. Per la delessione sussidiaria completa, visto che i quadretti sono dieci, al centro del tubo, servono 5V. Non si tratta di un valore eccezionale; moltissimi generatori di funzioni lo erogano, almeno per le onde a dente di sega.

Logicamente, se si utilizza il sincro esterno, quello interno non serve più, e per osservare una data forma d'onda ben centrata, è necessario agire sul controllo della frequenza del generatore sussidiario, invece che sullo "SWEEP". Visto però che normalmente si impiega l'oscilloscopio con la scansione normalmente prevista, interna, vediamo il circuito relativo. La tensione di sincronismo è generata da un particolare circuito "a scatto" che impiega TR10, TR11 e TR12. In pratica si tratta di una sorta di multivibratore, che però grazie alla configurazione "serie" di TR10 e TR11, ed allo stretto anello di reazione positiva in tal modo realizzato, ha un innesco sicuro che esclude ogni minima esitazione, anche sulle frequenze più elevate.

La frequenza di lavoro, per le bande suddette, o meglio i li-

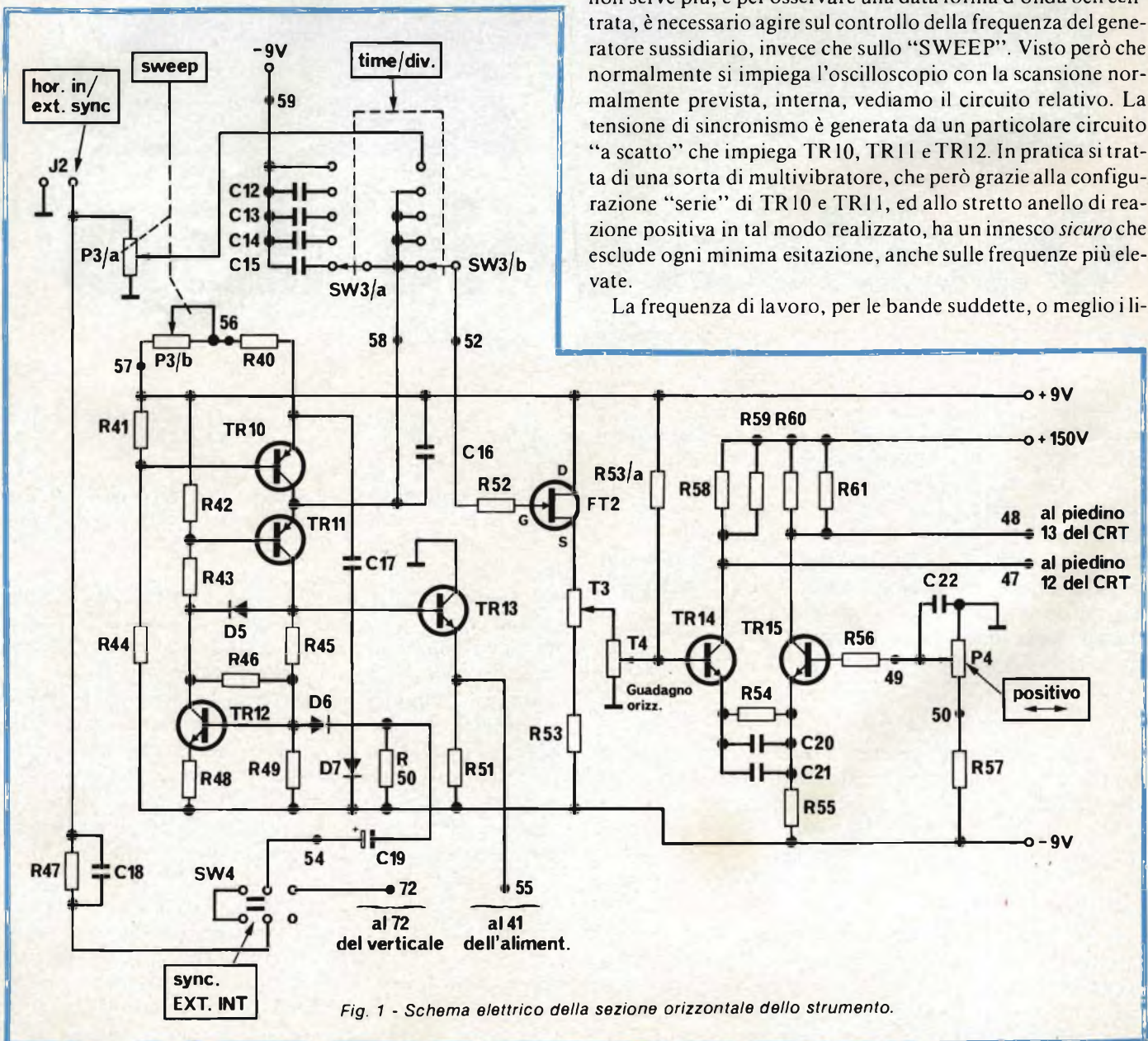


Fig. 1 - Schema elettrico della sezione orizzontale dello strumento.

miti delle sottogamme, sono stabilite da C12, C13, C14, C15, scelti da SW3/a. Il TR13, che preleva gl'impulsi a dente di sega sul D5, e funziona da separatore (con il collettore comune) invia i segnali di cancellazione della ritraccia allo stadio TR16, del quale diremo in seguito, al momento non raffigurato.

Ora, com'è noto, qualunque multivibratore cambia la propria forma d'onda naturale se lo si sottopone ad un carico notevole, come dire se gli si collega una resistenza d'uscita bassa. Per poter ottenere un segnale di "sweep" lineare, serve un dente di sega molto ben sagomato, quindi lo stadio che raccoglie il pilotaggio del sincro impiega un transistor ad effetto di campo: "FT2". Tramite SW3/b il detto, ricava il dente di sega tra il collettore del TR10 e l'emettitore del TR11, vale a dire nel punto in cui il multivibratore eroga la massima ampiezza. Il FET, essendo semplicemente a sua volta un separatore, opera con il Drain in comune e l'uscita è quindi sul source. Il carico dello stadio è sdoppiato T3 ed R53 chiudono a massa il source (T3 serve per stabilire i limiti del guadagno orizzontale). P4 serve come vero e proprio controllo dell'ampiezza orizzontale, sia che FT2 riprenda il segnale dal multivibratore visto, che dall'ingresso esterno (tramite l'ultima via "in alto" di SW3/b).

TR14 e TR15 costituiscono lo stadio finale dell'orizzontale. In pratica, si tratta di uno stadio differenziale che controlla direttamente le placche di deflessione del tubo: si veda la connessione ai collettori.

Ciò che abbiamo detto in precedenza per lo stadio finale della sezione "Y" ("Y" è l'indicazione convenzionale per l'asse verticale; "X" s'impiega, sempre convenzionalmente per indicare l'orizzontale; la designazione deriva dallo studio della geometria e delle coordinate) vale anche in questo caso. In altre parole, gli stadi finali devono essere alimentati con una tensione insolitamente alta, per dei circuiti allo stato solido: 150V. Tale necessità, dipende dal fatto che per far "spazzolare" adeguatamente il raggio catodico, le placchette di deflessione del tubo devono ricevere una polarizzazione piuttosto alta, come nel caso delle altre due, che servono per il verticale.

TR14 e TR15, sono quindi dei BF 459, già visti nei finali verticali; questi transistori sopportano delle tensioni Vce, Vcb molto elevate, in quanto sono previsti per lo stadio finale verticale dei televisori, per la commutazione AT in genere, e vedi caso, per gli oscilloscopi ed altri strumenti che utilizzano un tubo a deflessione elettrostatica.

Si può quindi essere certi che non soffrano minimamente dei larghi "swing" di tensione che devono trattare, ancora una volta ripetiamo che il nostro strumento è studiato in modo "conservativo", pur senza sprechi, e non v'è nulla che lavori "tirato per i capelli". Come abbiamo detto, è necessario spostare anche l'oscillogramma in senso orizzontale, pur non destabilizzando il sincro.

Lo slittamento della forma d'onda serve per centrarla, o per portarla a lato, pur mantenendola agganciatissima, se si vuole osservare l'inizio del periodo, o la fine, con il massimo dettaglio. Allo scopo serve il P4. Questo potenziometro, altera l'equilibrio del sistema differenziale variando la polarizzazione del TR15.

Il sistema può sembrare molto semplificato, ma grazie al tipo di circuito funziona benissimo. Come avranno modo di constatare tutti coloro che realizzeranno l'apparecchio, lo

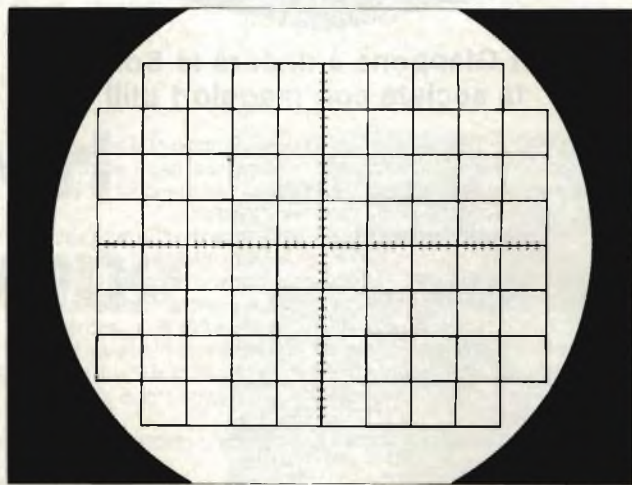
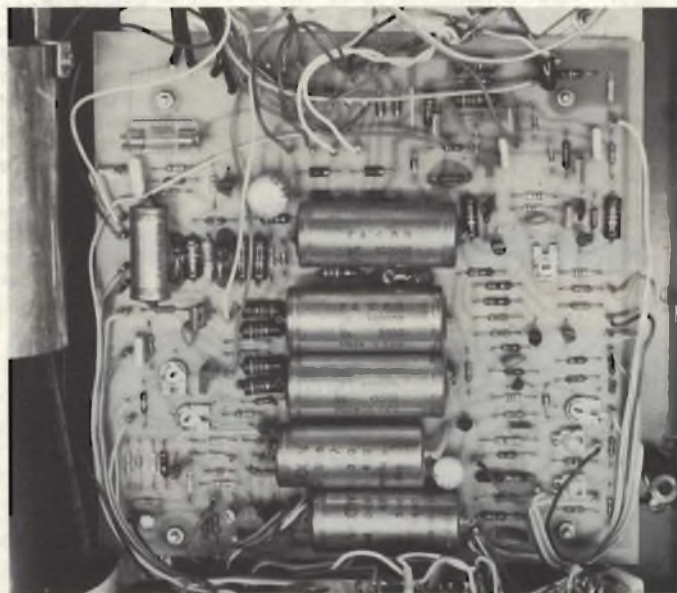
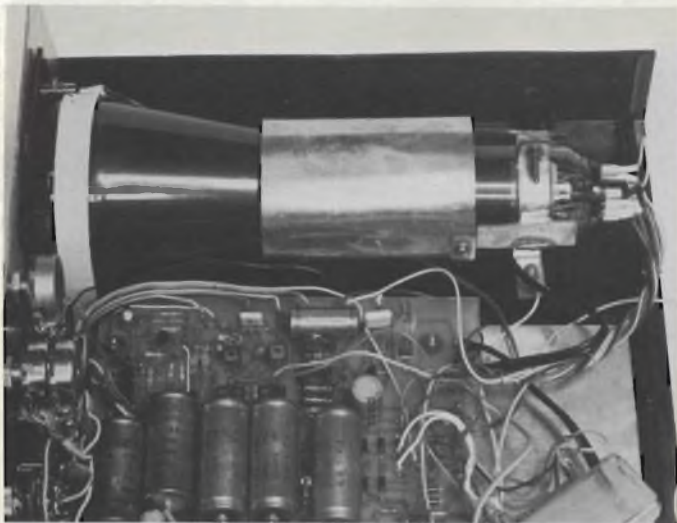


Fig. 2 - Vista della mascherina da applicare al pannello anteriore, in corrispondenza dello schermo del tubo.



La foto mostra l'unico circuito stampato comprendente quasi tutti i componenti.



Particolare del posizionamento del tubo catodico.

In Giappone è ancora la Sony la società con maggiori utili

TOKIO — La Sony fabbrica di elettrodomestici, è in testa alla graduatoria degli utili societari in Giappone per il sesto anno consecutivo. Lo si deve soprattutto alla vendita di video-registratori nonché di mangianastri tascabili.

Il rapporto del fisco giapponese riguarda 84 ditte in 14 settori, il cui fatturato complessivo è pari a 6 490 miliardi di yen ovvero 32,5 miliardi di dollari, nell'esercizio chiuso lo scorso ottobre, con un incremento pari del 17,7% sull'esercizio precedente.

Il reddito dichiarato è salito del 18,3% a 321,6 miliardi di yen (1,6 miliardi di dollari) e l'autotassazione è aumentata del 19,1% salendo a 114,1 miliardi di yen (570 milioni di dollari). La Fuji Photo Film ha quasi raddoppiato il suo profitto grazie al ribasso dell'argento.

Ecco la classifica (fra parentesi il posto in graduatoria l'anno scorso):

REDDITO DICHIARATO IN MILIONI DI YEN

1 Sony (1)	66.120
2 Fuji Photo Film (2)	51.567
3 Toyo Kogyo (3)	41.679
4 Fuji Xerox (4)	22.320
5 Olympus Optical (6)	15.092
6 Diesel Kiki (7)	9.601
7 Ina Seito (9)	8.950
8 Sony Magnetic Products (17)	6.486
9 Yokogawa Hewlett Packard (10)	6.325
10 Sumitomo 3M (11)	6.246

è in edicola

SPERIMENTARE

di Aprile

- Segnalatore a microonde per sorveglianza
- Contatore Geiger - I parte
- Regolo per il calcolo dei decibel
- Amplificatore RF 160 ÷ 170 MHz - 20 W
- Burglar alarm
- Sinclair ZX-80: Selezione di programmi

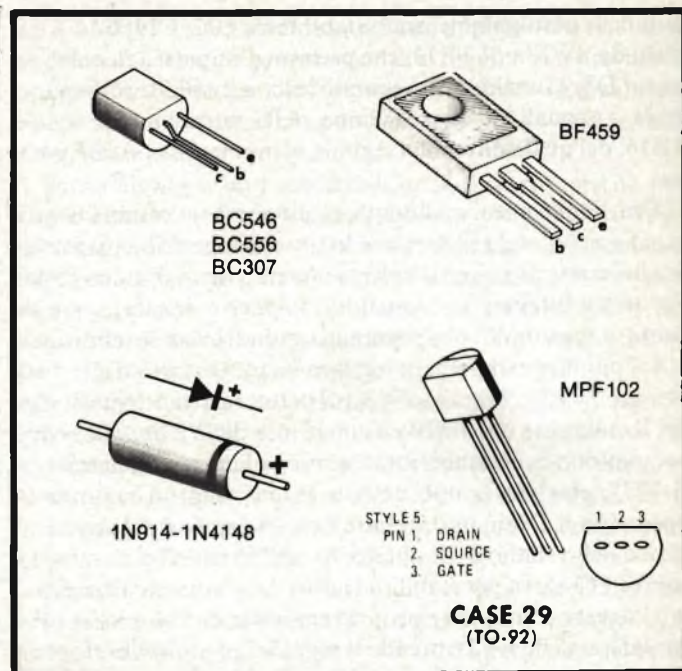


Fig. 3 - Questa figura mostra la piedinatura dei semiconduttori utilizzati per la realizzazione di questa apparecchiatura.

scorrimento della forma d'onda è dolce, regolare e preciso. Sì, non ad ora, non abbiamo detto che i semiconduttori elencati non devono essere sostituiti con degli equivalenti visto che sono stati scelti con la massima attenzione ed i potenziali sostituiti non sempre hanno parametri eguali; ciò perché pensavamo che la raccomandazione fosse implicita. Ci sorprende però il dubbio, che mancando ogni citazione in merito, qualcuno possa sentirsi tacitamente incoraggiato a fare dei tentativi in questo senso. Ebbene, allora saremo chiari, categorici: nè i diodi, nè i transistori indicati devono essere rimpiazzati con altri. Siamo pur d'accordo con chi afferma che un BC307 può essere sostituito con moltissimi PNP al silicio di piccola potenza, ad esempio. Ma i sostituti hanno la stessa velocità di commutazione? Il medesimo guadagno? L'identica tensione base-emettitore?

Meglio non rischiare, e se ciò vale per un transistor tutto sommato, vale ancor di più per i modelli critici, ad esempio i vari BC546, BC556, BF459 e via di seguito.

Considerato che i modelli di transistori da noi prescelti sono tutti europei, in vendita presso ogni buon grossista, abbastanza economici, la tentazione di sostituirne uno o più, può nascere solo dalla disponibilità di qualcosa di analogo nel cassetto delle scorte; ebbene, in questo caso, le scorte vanno lasciate da parte. È meglio spendere qualche migliaio di lire in più, che non rappresentare certo un aggravio notevole del bilancio generale, che trovarsi di fronte a qualche difetto stranissimo dell'apparecchio, che può essere eliminato solo avendo una eccellente pratica e disponendo di un altro oscilloscopio, più varia strumentazione di qualità. La figura 2 mostra la mascherina di misura, mentre la figura 3 illustra la zoccolatura di semiconduttori impiegati nella sezione dell'orizzontale. Con quest'ultima raccomandazione, concludiamo l'esame del circuito di sincro, e la puntata.

Il prossimo mese, osserveremo l'alimentatore, il sistema di polarizzazione del tubo e lo stadio cancellatore della ritraccia ultimando l'esame di tutto lo schema. A presto, allora.

Sig. F. VESPA

Sui sistemi virtuali, sistemi distribuiti

In telefonia per circuito virtuale s'intende un sistema di trasmissione che utilizza come linea due coppie di conduttori, ciascuna delle quali funge già da linea di trasmissione di una comunicazione (ossia da *circuito reale*), in modo da ottenere tre comunicazioni distinte e contemporanee utilizzando solo quattro fili anziché sei. Nel campo della elaborazione dei dati si agisce presso a poco in modo simile tanto è vero che negli ultimi decenni si sono sviluppate le *memorie virtuali* e il *time-sharing*.

La gestione delle risorse di calcolo di un sistema offerto agli utenti in servizio interattivo, per mezzo di terminali non si limita alla ripartizione fra tutti gli utenti di una memoria (paginazione e traduzione dinamica degli indirizzi cioè *memoria virtuale*) e nel tempo (*time-sharing*). Le tecniche di sharing infatti si sono estese ad un punto tale che ogni utente può operare come se avesse a sua disposizione un intero sistema, replica funzionale del sistema reale, a lui dedicato e completamente distinto ed indipendente da quello di ciascun altro utente.

Ad un sistema di questo genere si dà per l'appunto il nome di *macchina virtuale*.

L'uso contemporaneo di sistemi operativi diversi da parte di utenti diversi, l'eliminazione di problemi di conversione nel passaggio da un sistema operativo all'altro hanno consentito di ottenere una maggiore affidabilità, sicurezza e riservatezza. Negli anni futuri la presenza di mezzi più potenti ed evoluti quali i satelliti per telecomunicazione, i canali a cavo coassiale ed a fibre ottiche permetteranno di conseguire risultati ancor più notevoli, a parità di costo, soprattutto più veloci ed affidabili. Crescendo la velocità di scambio delle informazioni anche fra sistemi non strettamente interconnessi e soprattutto diminuendo i costi verrà più realistica la soluzione che viene indicata con il nome di *sistema distribuito*. Un sistema di questo genere si può definire come un com-

I lettori ci scrivono

di P. Soati

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse. Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione. Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000 (abbonati L. 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. Non si forniscono schemi di apparecchi commerciali.

plesso funzionalmente integrato di risorse fisicamente distinte e possibilmente distanti fra di loro che tuttavia si comportano come un unico sistema di calcolo dal punto di vista dell'utente. Ad esempio il VMDF, cioè il *Virtual Machine Distributed Facilities*, del Centro Scientifico IBM di Roma si propone di studiare l'evoluzione del concetto di macchina virtuale in un sistema distribuito. L'idea di offrire all'utente interattivo non più una macchina virtuale, ottenuta dalla ripartizione delle risorse hardware e software di un singolo sistema, bensì un sistema virtuale confezionato con risorse distribuite su sistemi diversi.

RICHIEDENTI VARI
Radiodiffusione, TV radioamatori

Previsione macchie solari R12 su sette mesi (*Arenory and Space Data Center Colorado*) Gennaio 144, Febbraio 144,



Fig. 1 - Immagine ricevuta da una emittente televisiva polacca.

Marzo 141, Aprile 138, Maggio 135, Giugno 132.

Flusso del rumore solare medio su 2800 MHz (*Scienze Research Council, Appleton*) Gennaio 181, Febbraio 169, Marzo 172, Aprile 187, Maggio 203, Giugno 207, Luglio 197, Agosto 183, Settembre 174, Ottobre 176, Novembre 183, Dicembre 188.



Fig. 2 - Un'altra immagine proveniente da una stazione della NIRTV, la rete televisiva iraniana.

F2 indice ionosferico (*Scienze Research Council, Appleton*) Gennaio 187, Febbraio 179, Marzo 178, Aprile 184, Maggio 192, Giugno 195, Luglio 191, Agosto 184, Settembre 178, Ottobre 177, Novembre 178, Dicembre 178. L'unità dell'indice ionosferico è $1 \text{ jansky} = 10^{-22} \text{ W/m}^2 \text{ Hz}$.

Le figure 1 e 2 si riferiscono rispettivamente ad una immagine televisiva ricevuta da una stazione polacca (*Polskie Radio Telewizja, Woronica 17, 00950 Warszawa*) e da una stazione iraniana (*NIRTV National Radio Television, P.O. 33-200 Teheran*).

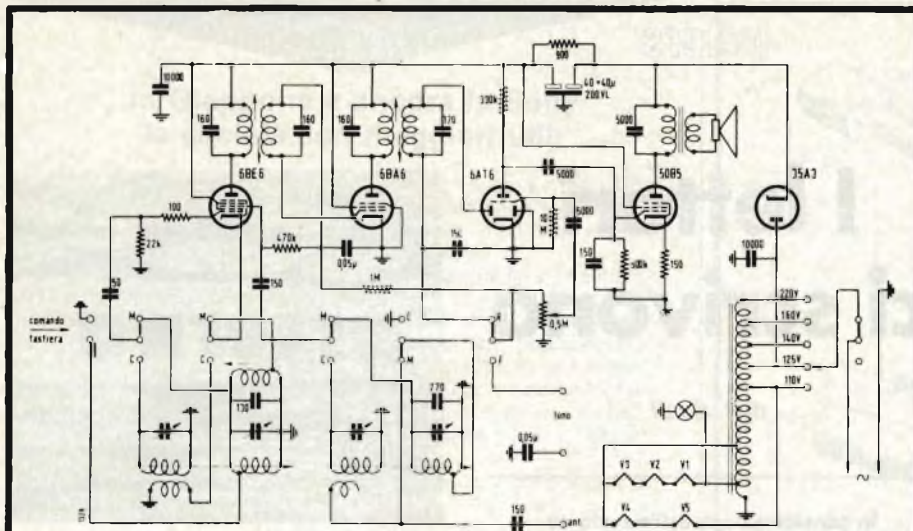


Fig. 3 - Schema da antiquariato G.B.C. Si tratta del celebre ricevitore a valvole AR/4.

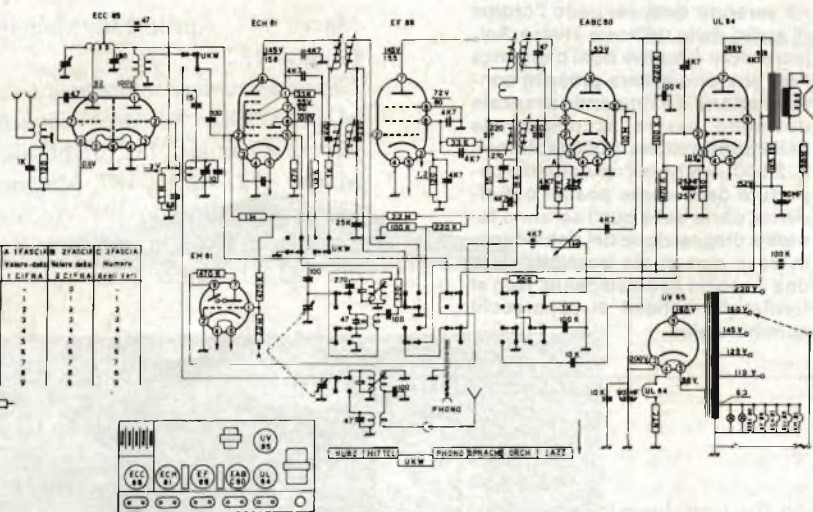


Fig. 4 - Un altro ricevitore G.B.C. del 1960 del quale molti esemplari sono tuttora funzionanti. Il radiorecettore FM 88.

Sig. T. SASSI Genova
Banda EHF per radiodiffusione
via satellite

Sulla utilizzazione delle gamme EHF per radiodiffusione via satellite lo scorso anno ho pubblicato un articolo su SPERIMENTARE.

Comunque allo scrivente, studente universitario, posso eventualmente inviare fotocopia di un articolo dei due fisici sovietici A. L. BADALOV e S. V. BÖRODITCH sulla *UTILIZZAZIONE RAZIONALE DELLE BANDE DI FREQUENZA 11,7÷12,2 GHz e 11,7÷12,5 GHz PER IL SERVIZIO DI RADIODIFFUSIONE VIA SATELLITE ED ANCHE PER I SERVIZI FISSI.*

Poichè l'argomento potrà interessare

anche altri lettori, faccio presente che l'articolo è tradotto in lingua francese e che esige la conoscenza della matematica superiore.

Per avere la fotocopia in questione inviare l'importo di lire 5.000 all'indirizzo P. SOATI Via Sartirana, 4 20052 MONZA.

Sig. P. MACCHI Seregno, P. SARTI
Alessandria, R. COSTA Napoli
Indirizzi vari

L'indirizzo della PYE è il seguente: PYE TVT LIMITED, P.O. Box 41, Coldnams Lane, CAMBRIDGE CB1 3JU England, telefono 0223-45115.

L'OKI, Electric Industry Co, Ltd per quanto concerne l'International division ha il seguente indirizzo: 10-3 Shi-

baura 4 - chome, MINATO-KU, TOKYO 108 Japan. Per quanto si riferisce invece ai sistemi di FM della Dolby, penso che sia conveniente rivolgersi alla sede inglese e precisamente: DOLBY LABORATORIES, 346 Clapham Road, LONDON SW9, telefono 01-720 1111.

L'indirizzo USA della stessa ditta è il seguente: DOLBY LABORATORIES, 731 Sansome Street, SAN FRANCISCO, CA 94111, USA.

Inutile dire che per avere un minimo di probabilità di una risposta è necessario scrivere in lingua inglese.

RICHIEDENTI VARI
Radiorecettori GBC AR/4, FM/88

Per soddisfare molte richieste che ci pervengono dai lettori circa la pubblicazione di schemi di radiorecettori GBC, da considerare ormai d'antiquariato ma molti dei quali tuttora funzionanti regolarmente, pubblichiamo questa volta in figura 3 lo schema del celebre radiorecettore AR/4 nel quale erano utilizzate cinque valvole con alimentatore in serie 6BE6, 6BA6, 6AT6, 50B5, 35A3. L'altro ricevitore, pure molto diffuso, l'FM/88, a sette valvole (ECC85, ECH81, EF89, EAB-C80, UL84, EM81, UV85) è visibile in figura 4.

Entrambi i radiorecettori sono stati costruiti nel 1960. Poichè continueremo nella pubblicazione di questi schemi preghiamo vivamente i lettori di non avanzare richieste del genere perchè la pubblicazione seguirà un ordine cronologico.

Sig. G. CASSINI Roma
Analizzatori di luce polarizzata

Se si tratta di produrre ed analizzare la luce polarizzata si usano i polarimetri di LIPPICH e di LIPPICH-LANDOLT. Per effettuare misure polarimetriche con luce spettralmente pura su tutte le lunghezze d'onda nel campo del visibile, si usa con grande vantaggio uno spettroscopio a visione diretta, usato come monocromatore, che viene esattamente regolato sul polarimetro di LIPPICH.

La figura 5 si riferisce ad un polarimetro LIPPICH della BELOTTI con spettroscopio a visione diretta e monocromatore per tutte le lunghezze d'onda. Il monocromatore ha delle

fenditure di entrata e di uscita bilaterali regolabili. Il prisma di dispersione è calcolato per deviazione nulla sulla lunghezza d'onda di 486,1 μ m. La scelta della lunghezza d'onda desiderata avviene per mezzo di una vite micrometrica con tamburo e contatore di giri per la quale esiste una curva di taratura corrispondente alle diverse lunghezze d'onda. Sulla fenditura d'uscita del monocromatore è disposta una serie di filtri su disco a revolver per evitare l'ingresso di luci estranee. La sorgente luminosa è costituita da una lampada speciale al sodio.

Maggiori informazioni ovviamente potrà ottenerle rivolgendosi direttamente alla BELOTTI.

Fig. D. FANCIULLI Grosseto Cibernetica, amplificatori operazionali

Una cosa è certa, come in altri settori, molti che scrivono di cose di elettronica riescono a dire molto e male senza riuscire a dare dei concetti chiari e precisi su ciò che vogliono dire o spiegare. Ciò avviene in modo particolare anche nel caso di molti libri tradotti in cui la terminologia inglese viene riportata pari-pari, senza peraltro chiarirne il significato.

La definizione dei termini *cibernetica*, inviata in visione è da ritenere semplicemente scandalosa. Anche lo stesso *DIZIONARIO DELLA LINGUA ITALIANA* del DEVOTO-OLI, pur non essendo specializzato nella terminologia tecnica riesce a dare a tale parola una definizione molto aderente alla realtà. In esso si afferma "che per

cibernetica si intende un ramo della scienza pura ed applicata che si prefigge lo studio e la realizzazione di dispositivi e di macchine capaci di riprodurre le funzioni del cervello umano per mezzo della trasmissione di segnali di comando e di controllo in circuiti elettrici ed in sistemi meccanici. (dal greco kybernetike, art. del pilota, dall'inglese cybernetics).

In pratica si tratta della definizione data da G. Wiener a quella branca della scienza che studia le modalità del meccanismo puramente operativo del cervello scindendole dalla creativa, dalla immaginativa e l'azione più propriamente direttiva che si serve del primo meccanismo per concretare le sue conclusioni in base ad uno schema operativo predisposto. Lo scopo principale è quello di realizzare dei calcolatori che eseguano tutta una serie di operazioni secondo delle leggi prefissate. Una fra le più importanti è, ad esempio, la misura quantitativa del peso statistico che deve essere attribuito ad una informazione, cioè al rilevamento di un dato misurato e registrato da un apparecchio con riferimento anche al fenomeno osservato. La riunione di tutti i dati statici e la relativa sintesi consente di avere il quadro e la misura della validità dell'informazione completa. La cibernetica può pertanto riguardare lo studio della meccanizzazione dell'informazione, del modo di arrivare a delle conclusioni che se ne possono trarre in vista di un fine predisposto.

Le macchine cibernetiche come quelle per la contabilità industriale, le cen-

trali di tiro, i dispositivi per l'inseguimento dei satelliti, i calcolatori elettronici agiscono pertanto seguendo a grande velocità uno o più schemi di calcolo predisposti in anticipo.

Gli amplificatori operazionali sono in pratica degli amplificatori differenziali integrati i quali essendo realizzati secondo la tecnica dei microcircuiti permettono di ottenere in unico contenitore e soprattutto a basso costo un amplificatore le cui caratteristiche sono vicine a quelle di un amplificatore ideale che presenta un guadagno infinito, un'impedenza di ingresso infinita, un'impedenza di uscita nulla, caratteristiche che si mantengono inalterate nel tempo e con variazioni notevoli delle condizioni ambientali. Il μ A 741 è l'esempio classico di un amplificatore operazionale.

Fig. F. LAVAGNINO Genova Sulle girobussole

Scrivere sulle girobussole in una rivista come questa che è letta prevalentemente da persone che navigano, magari male, in terra è poco produttivo. Le stesse riviste tecniche in genere rifiutano articoli del genere anche se scritti da persone che in questo settore ci sanno fare. Ciò in parte è anche la causa del fatto che in Italia mancano dei veri tecnici elettronici che siano in grado di curare la manutenzione delle apparecchiature destinate alla radionavigazione.

La bussola giroscopica come Lei afferma è composta essenzialmente da un girostato provvisto di un sistema di sospensione, a tre gradi libertà, tale da consentire all'asse girostatico di assumere qualunque direzione nello spazio. Quest'asse non è tuttavia in equilibrio indifferente come nel giroscopio, ma è vincolato nel piano orizzontale da un peso più basso nel centro di sospensione.

Quanto l'elettronica abbia a che fare con le girobussole è dimostrato dalla figura 6 che si riferisce alla girobussola della MICROTECNICA, modello Sirio MK2 (in inglese girobussola si traduce in *gyrocompass*). Essa è stata realizzata secondo il concetto modulare per cui il suo impiego può essere fatto su navi di qualsiasi tonnellaggio. Da notare che la trasmissione del segnale bussola è eseguita a mezzo di sincro e pertanto è possibile l'allacciamento fi-

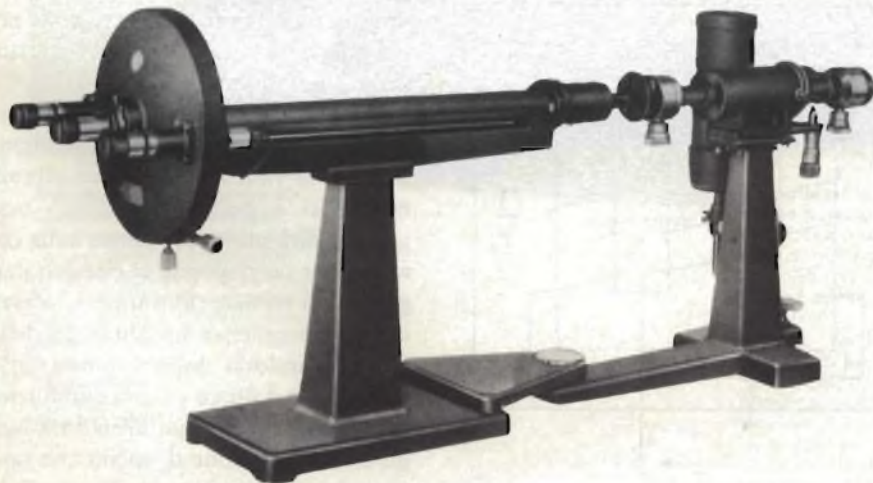


Fig. 5 - Polarimetro di LIPPICH per misure polarimetriche con luce spettralmente pura di tutte le lunghezze d'onda nel campo del visibile con spettroscopio a visione diretta.



Fig. 6 - Girobussola nella quale è stato sfruttato ampiamente il principio della modularità. Si tratta del modello SIRIUS MK2, della Microtecnica.

no a 12 utenti. In più, cinque ripetitrici digitali possono essere collegate alla bussola madre con la sola aggiunta di un modulo. Le caratteristiche sono le seguenti: Alimentazione standard 115 440V 60 Hz, 220/380V 50 Hz. Preorientamento a comando elettrico. Correzione elettronica dell'errore di velocità e latitudine. Termostattizzazione elettronica. Predisposizione per uscita analogica addizionale con rapporti 1:1 e 1:36 per sistemi di navigazione integrata. Massimo scostamento dalla rotta indicata $\pm 1,5^\circ$ per accelerazioni periodiche orizzontali, rapide inversioni di rotta (180° a 20 nodi) e vibrazioni. Massimo spostamento angolare $\pm 45^\circ$, beccheggio $\pm 25^\circ$. Sospensione cardiaca con smorzatori (figura 7).

Fig. P. MANGINI Livorno Trasformatori pick-off

In effetti, non è facile interpretare con chiarezza la terminologia tecnica di lingua inglese comunque per *pick-off* si intende quello che noi italiani, chiamiamo *trasformatore ad E* od anche *trasformatore differenziale*, che viene usato comunemente quando è necessario trasformare in un segnale elettrico uno spostamento od una rotazione. La figura 8 si riferisce allo schema di un trasformatore per spostamento e la figura 9 ad uno per rotazione. Questo trasformatore è formato da un

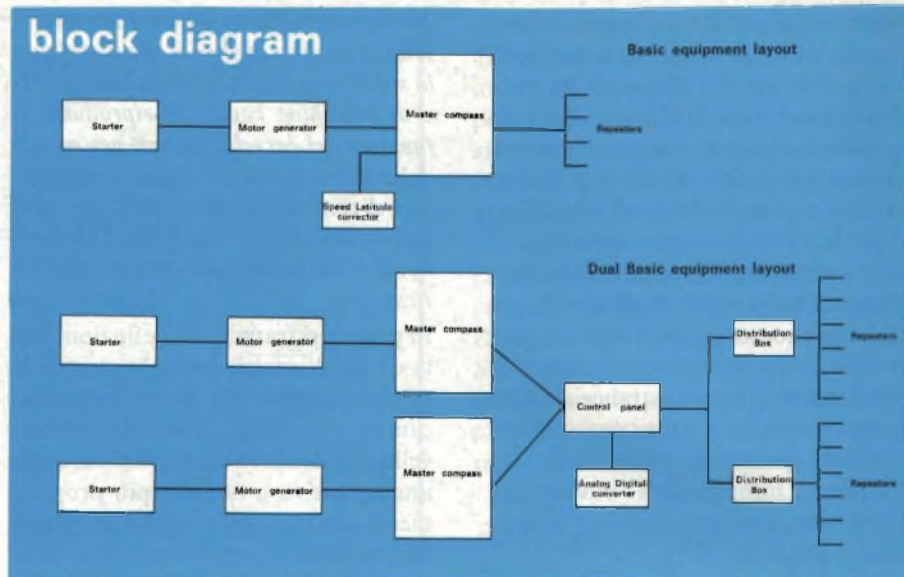


Fig. 7 - Schema a blocchi della girobussola SIRIUS MK2.

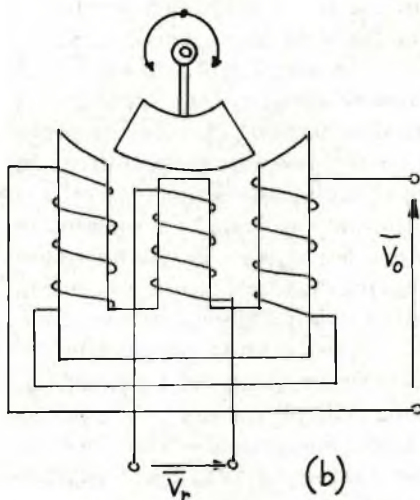


Fig. 8 - Schema elettrico di un pick-off, ossia un trasformatore ad E, per spostamento.

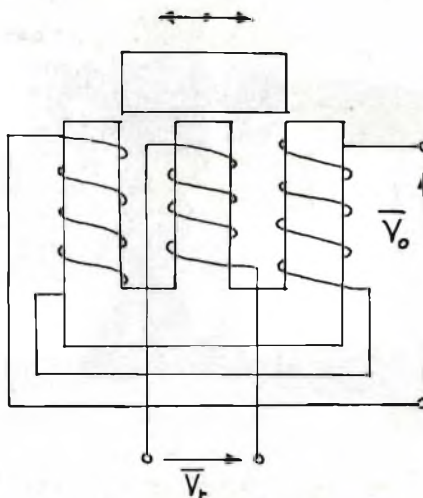


Fig. 9 - Schema elettrico di un pick-off, in questo caso funzionante per rotazione.

nucleo avente la forma di E nelle cui tre colonne sono collocati tre avvolgimenti, uno per colonna. L'avvolgimento relativo alla colonna centrale è detto di eccitazione ed è alimentato da una tensione alternata sinusoidale che deve avere ampiezza costante ed una frequenza che in genere, a seconda dei tipi, è compresa fra 50 Hz e 15 kHz. Gli avvolgimenti laterali costituiscono i rivelatori di spostamento o di rotazione e sono disposti in serie fra loro ed in opposizione.

In questo genere di collegamento, quando il nucleo mobile è in posizione di zero, come mostra la figura, la tensione di uscita V_o è teoricamente nulla perché è data dalla somma di due tensioni uguali ed opposte. In pratica a causa degli effetti capacitivi, esiste sempre un certo squilibrio ragione per cui più che di tensione nulla è opportuno parlare di tensione minima.

Se dopo aver azzerato il trasformatore si sposta il nucleo mobile ovviamente varierà la riluttanza dei due circuiti magnetici e pertanto il flusso magnetico sarà molto più denso nella colonna che corrisponde al circuito magnetico di minore riluttanza. Ciò avrà come conseguenza un aumento della tensione indotta nella colonna dove maggiore è il flusso ed una diminuzione nell'altra. Tale squilibrio darà luogo ad una tensione di uscita che sarà tanto maggiore quanto è più grande lo spostamento o la rotazione del nucleo mobile.



Bandridge

HI-FI

Solo per auto, in tutto il mondo.

Amplificatore stereo

50 + 50 W \pm 0,3 %
Impedenza di carico: 4 Ω
Impedenza d'entrata: 50 k Ω
Livello d'entrata: 0,5 V a 1 kHz
Dimensioni: 165 x 67 x 232
KC/5420-00

Preamplificatore

Risposta di frequenza:
30 \div 20000 Hz
Impedenza d'uscita: 600 Ω
Regolatori del tono: bassi-medi-alti
Dimensioni: 146 x 30 x 120
KC/5415-00

Generatore di eco

Ingresso microfono: 50 dB/10 k Ω
Controllo: volume-bilanciamento
eco-velocità di ripetizione-tempo
di ritardo
Dimensioni: 146 x 30 x 120
KC/5410-00

Generatore di ritmi

Possibilità di selezionare i tempi di:
Disco-Rock - Bossa-Rock -
Waltz-Rock - Bossanova - Beguine
- Swing - Marcia - Valzer.
Dimensioni: 146 x 30 x 120
KC/5405-00

Amplificatore equalizzatore stereo con riproduttore di cassette

Equalizzatore grafico a 5 bande
Miscelatore per controllo altoparlanti
anteriori e posteriori
Controllo volume e bilanciamento
Alimentazione:
Potenza d'uscita: 25 + 25 W su 4 Ω
Risposta di frequenza:
50 \div 30000 Hz
Alimentazione: 14 V c.c. negativo
a massa

Equalizzatore:
Comandi a slitta
Frequenza di comando: 60 Hz,
250 Hz, 1 kHz, 3,5 kHz, 15 kHz
Gamma di controllo: \pm 12 dB
Riproduttore:
Velocità nastro: 4,75 cm/sec.
Wow e flutter: < 0,3 %
Dimensioni: 197 x 45 x 150
KC/5515-00



Autoradio e riproduttore di cassette con auto-reverse e indicatore di sintonia a LED

Per ascoltare programmi AM
da 510 a 1620 kHz, FM stereo
da 87,5 a 104 MHz e cassette
Selettori e indicatori mono/stereo
radio/giranastr.
Potenza di uscita: 26 W max
Alimentazione: 12 V c.c.
Dimensioni: 180 x 140 x 44
ZG/0240-00

ZG/0240-00



KC/5510-00

KC/5515-00

KC/5505-00

Amplificatore equalizzatore stereo per autoradio e mangia- nastri con generatore di eco

Equalizzatore grafico a 5 bande
Miscelatore per controllo altoparlanti
anteriori e posteriori
Amplificatore:
Potenza d'uscita: 20 + 20 W su 4 Ω
Risposta di frequenza:
50 \div 30000 Hz
Alimentazione: 14 V c.c. negativo
a massa
Equalizzatore:
Comandi a slitta
Frequenza di comando: 60 Hz,
250 Hz, 1 kHz, 3,5 kHz, 10 kHz
Gamma di controllo: \pm 12 dB
Generatore di eco:
Tempo di ritardo: max 80 m/sec.
Dimensioni: 146 x 45 x 149
KC/5510-00

Amplificatore equalizzatore stereo per autoradio e mangianastri, con diodi LED

Equalizzatore grafico a 5 bande
Miscelatore per controllo altoparlanti
anteriori e posteriori
Amplificatore:
Potenza d'uscita: 20 + 20 W su 4 Ω
Risposta di frequenza:
20 \div 40000 Hz
Alimentazione: 14 V c.c. negativo
a massa.
Equalizzatore:
Comandi a slitta
Frequenza di comando: 60 Hz,
250 Hz, 1 kHz, 3,5 kHz, 10 kHz
Gamma di controllo: \pm 12dB
Dimensioni:
KC/5505-00

Bandridge

Non saremmo mai entrati nel mercato degli oscilloscopi se non avessimo avuto il prodotto migliore.

Prendiamo ad esempio le caratteristiche di alcuni Modelli KIKUSUI

MODELLO 5520

- 20 MHz di banda passante
- 2 Canali
- 5 mV/cm (1 mV/cm con espansione)
- Single sweep

MODELLO 5530

- 35 MHz di banda passante
- 2 Canali
- 5 m/cm (1 mV/cm con espansore)
- Eccellente luminosità dovuta ad un sistema di accelerazione sul C.R.T.

MODELLO 5650E

- 50 MHz di banda passante
- 2 Canali
- 5 m/cm (1 mV/cm con espansore)
- Possibilità di visualizzare 4 tracce utilizzando la funzione di delay-time

MODELLO COS-6100

- 100 MHz di banda passante
- 5 Canali
- 5 mV/cm (1 mV/cm con espansione)
- ritardo di trigger variabile
- Schermo rettangolare a 6 pollici

IN CONSEGUENZA DELL'ALTA AFFIDABILITÀ DEI NOSTRI OSCILLOSCOPI LA GARANZIA VIENE ESTESA A DUE ANNI.

**CERCASI
DISTRIBUTORE
ZONE LIBERE**



Chiedete il nuovo catalogo generale per ulteriori informazioni sui suddetti modelli, troverete inoltre, una vasta gamma di prodotti KIKUSUI come: Alimentatori, Oscillatori RC, Generatori di funzioni etc. etc.

Federal Trade s.r.l.

Milano San Felice - Torre 8 - 20090 Segrate (Milano) Italy
Tel. (02) 753.0315/753.0497 Telex 310108
Filiale di Roma - Via Cipriano Facchinetti 13 - 00159 Roma Tel. (06) 43.91.800
Agenzia per Brescia e Tre Venezie:
Ditta Ing. Gianfranco Abela - Via Ducco 1 - 25100 Brescia - Tel. (030) 308.416

**STRUMENTI
ELETTRONICI
PROFESSIONALI**

**FEDERAL
TRADE**

SEL. 4 - 61

- Sono interessato a:
- Ricevere documentazione tecnica
 - Visita di un Vs. Tecnico
 - Essere inserito nel Vs. mailing list.

5520 5530 5650E
COS-6100

NOME COGNOME

VIA TEL.

CAP CITTA' DITTA

MANSIONI

nuovi prodotti

Contatori ultra-veloci

15 MHz garantiti, 25 MHz tipici di frequenza di conteggio sono le prestazioni chiave del contatore della Intersil tipo ICM 7244/5 LCD/LED

Questo componente contiene sul chip anche tutti i circuiti che realizzano la decodifica, il latch sulle uscite, il pilotaggio del display, l'inibizione del conteggio e la circuiteria di reset.

A 20 MHz assorbe 2 mA e a 10 kHz solo 1 μ A. Gli ingressi con trigger di Schmitt consentono un accurato conteggio anche con segnali di ingresso bassi o con rumore. Può essere collegato in cascata per pilotare 8, 12 o 16 digit. La versione per LCD (ICM 7224) non richiede alcun componente esterno per il pilotaggio.

La versione LED (ICM 7224) fornisce il pilotaggio diretto non multiplexato ad anodo comune per eliminare disturbi RF.

Intersil
METROELETTRONICA - MILANO

Strumentazione per i collaudi audio

La strumentazione di prova audio RTS 2 della Neal - Ferrograph è in grado di ridurre del 30% il tempo richiesto per tutti i tipi di prove relative alle apparecchiature audio. Usata unitamente ad un altro strumento a basso costo prodotto dalla Ferrograph, l'unità ausiliaria di prova ATU 1, abbrevia e semplifica ulteriormente le operazioni di misura. La presenza di collegamenti equilibrati sull'ATU 1 consente il collaudo, secondo le specifiche internazionali, di apparecchiature standard da studio e professionali, come miscelatori, amplificatori da studio, sistemi di riverberazione ed equalizzatori.

Il modello RTS2 riunisce una serie completa di strumenti per misure audio - oscillatore, millivoltmetro, filtro per la misura della distorsione e misuratore di wow/flutter - in una sola unità che pesa soltanto 5,9 kg. Le varie funzioni di misura vengono selezionate mediante pulsanti.

All'elemento da sottoporre a prova vengono collegati soltanto un cavo di ingresso ed uno di uscita. I risultati vengono letti direttamente in dB o in percentuale.

La parte oscillatore copre un campo di frequenze da 15 Hz a 150 kHz e può rapidamente essere predisposta per qualsiasi frequenza e ampiezza di tensione di uscita (con una tensione massima di uscita di 3V).

La sezione millivoltmetro è un'unità universale che può essere predisposta per leggere la tensione sull'ingresso ad alta impedenza dello strumento oppure sull'uscita dell'oscillatore. Può inoltre essere utilizzata per leggere la deriva, la distorsione, il wow/flutter, oppure come semplice volt-



Strumentazione di prova e funzioni multiple per i collaudi audio.

metro con copertura da 1 mV a 100V in 11 gradazioni.

La sezione distorsione misura la distorsione armonica totale dal 100% allo 0,1% in sette gradazioni e prevede un'uscita per il collegamento ad un oscilloscopio o a filtri supplementari. Infine, la sezione wow/flutter legge valori ponderati di picco in tre gamme: 0,1% - 0,3% - 1% a fondo scala nonché l'errore medio di velocità su un campo di deriva di $\pm 2\%$ a fondo scala.

Neal - Ferrograph

Fotocommutatore da 5,3 kV

Questo fotocommutatore della Siemens serve particolarmente alle macchine per ufficio ed alle apparecchiature mediche grazie al suo alto grado di isolamento che garantisce un disinnesto galvanico di grande sicurezza. Nonostante la sua tensione di isolamento particolarmente alta, l'SFH 601 accusa una diminuzione della metà del fattore di commutazione solo dopo 200.000 ore. Incapsulato in un package DIL a 6 pin ignifuga in materiale plastico, l'SFH 601 si compone di un diodo emittente in GaAs e di un fototransistore al Si che costituiscono un ponte luminoso infrarosso di alcune decine di millimetri. Il rapporto di transfert IC/IF va dal 40% al 500% su 5 gruppi.

Uno schermo ionico "Trios" sulla superficie del transistor elimina gli effetti di campi nocivi.

Una versione ad alta tensione da 10 kV, è attualmente allo studio.

SIEMENS - MILANO

Schottky In package miniatura di vetro

I diodi al silicio "Schottky Barrier" SD 102A, B, C della ITT Semiconduttori hanno tempi brevi di commutazione e bassa tensione diretta (0,4V a 10 mA).

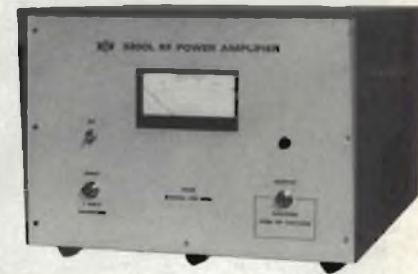
Le tensioni inverse sono: 50V per gli SD 102A, 40V per gli SD 102B e 30V per gli SD 102C. Il robusto package in vetro permette una dissipazione di 400 mW.

Le applicazioni tipiche sono: protezione dei dispositivi MOS accoppiamento e bias in circuiti a commutazione rapida ed in applicazioni logiche per i livelli bassi, nei modulatori e demodulatori ad anello.

ITT Semiconduttori
ITT STANDARD - S. DONATO M.



Diodi Schottky per l'impiego in circuiti a commutazione rapida.



Amplificatore di potenza RF

La ENI presenta un amplificatore di potenza allo stato solido, il modello 3200L, che fornisce oltre 200W di potenza CW e ad impulsi nella gamma da 250 kHz a 120 MHz.

La distorsione armonica è oltre 24 dB al di sotto della frequenza fondamentale al livello di 150W e la distorsione di intermodulazione è a $-26/-32$ dB tra 1 MHz e 100 MHz. La potenza di uscita in saturazione eccede 250W tra 250 kHz e 120 MHz e supera i 200 W fino a 160 MHz.

La massima potenza di uscita (da 50 Ω) non è influenzata dall'impedenza del carico ed è prevista una protezione completa all'uscita senza perdita di stabilità o rischio di oscillazioni per ogni combinazione di impedenza di sorgente o di carico.

Questo amplificatore è stato realizzato per l'uso delle comunicazioni, prove di interferenza RF, spettroscopia NMR e fisica nucleare.

Il suo peso è di 43 Kg e le dimensioni sono 314 x 435 x 584 mm.

ENI
VIANELLO - MILANO

nuovi prodotti



Transistore ad alta corrente e alta tensione realizzato con il processo silicon gate.

Transistori VMOS di potenza

La Supertex ha annunciato una linea di transistori di potenza VMOS ad alta corrente ed alta tensione. Questa famiglia di transistori è progettata per sopportare le linee di prodotti esistenti in applicazioni che richiedono transistori con prestazioni nominali da 350 a 500V.

I dispositivi sono in grado di fornire una corrente continua di 8A ed una corrente impulsiva di 16A. Essi sono disponibili nel contenitore TO-3 e sono prodotti con il processo silicon gate originario della Supertex.

Questa famiglia di transistori è particolarmente adatta per applicazioni ad alta tensione ed alta corrente che richiedono elevate velocità di commutazione, quali lo switching di alimentatori e di controllori di motori. La configurazione source/gate interdigitata impiegata in quella famiglia consente una bassa capacità d'ingresso ed elevate velocità di commutazione.

La conduzione mediante portatori maggioritari evita lunghi tempi di storage e le basse velocità di commutazione associate con i transistori bipolari.

La famiglia di dispositivi è suddivisa in quattro gamme di tensione (350V, 400V, 450V e 500V) e tre gamme di resistenza di conduzione, (1,0 Ω , 1,5 Ω , 2,0 Ω). Rispetto ai transistori bipolari è interessante la bassa caduta di tensione ai capi del dispositivo durante il funzionamento.

Supertex
DE MICO - MILANO

Alimentatori modulari da rack

Con tre moduli 10T switched mode la Philips Test & Measuring Instruments ha completato la sua linea di alimentatori modulari da rack. Le tre unità - PE1267, PE1268 e PE1269 - forniscono uscite nominali a 5, 12 e 24 V rispettivamente.

La regolazione è minore dello 0,3% per una variazione della rete di $\pm 10\%$ e per variazioni del carico da 0 al 100%. Il ripple e

il rumore sono minori di 12 mVrms, 50 mV picco-picco.

Le protezioni contro le sovratensioni e le sovracorrenti sono standard. La tensione di uscita può essere programmata a distanza usando un resistore o una tensione esterna. C'è anche il sensing remoto.

Gli alimentatori, adatti per il montaggio in rack di dimensioni europee e progettati per il funzionamento nel range di temperatura commerciale, possono essere collegati in serie o in parallelo.

PHILIPS - MONZA

Contatore di frequenza a 1 GHz

Il frequenzimetro 8000 B della Sabtronics presenta una combinazione di caratteristiche che soddisfano una vasta gamma di esigenze tecniche con un costo contenuto.

La gamma di frequenze va da 10 Hz a 1 GHz, la frequenza di temporizzazione è di 10 MHz, la stabilità è ± 1 ppm nel campo di temperatura da +20 a +40°C, la sensibilità garantita è 30 mV fino ad 1 GHz ed è tipicamente 20 mV. Questa precisione è consentita dall'impiego di un indicatore luminoso a 9 cifre.

L'affidabilità altissima dello strumento è assicurata dall'impiego di un numero limitatissimo di componenti.

Sabtronics
ELCOM - GORIZIA

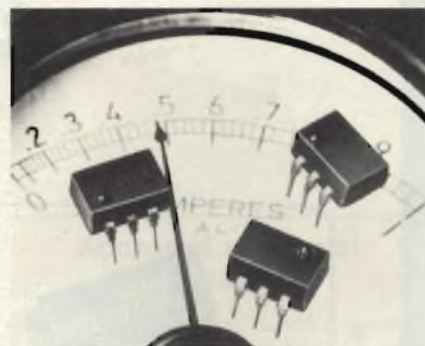


Contatore economico di frequenza, funzionante da 10 Hz a 1 GHz.

Relè allo stato solido MOSFET

La Theta-J ha annunciato una serie di relè allo stato solido MOSFET di potenza ultrasensibili, isolati otticamente.

Incapsulati in un package DIP o SIP miniatura a 6 pin, le unità funzionano con una corrente c.c. di comando di ingresso minore di 500 μ A, consentono di operare direttamente con drivers CMOS o circuiti con batterie a basso livello. Inoltre è possibile il funzionamento con tensioni di comando anche di 1,2 Vcc, scegliendo un opportuno resistore per la limitazione della corrente di ingresso



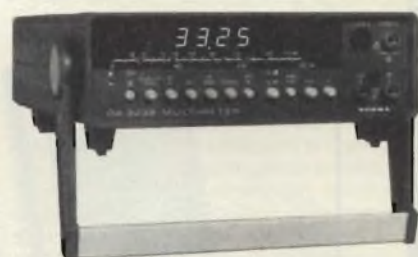
Relè optoisolati ultrasensibili con uscita MOSFET.

Denominate OFM-21, -22, -23 e -24, le unità possono commutare tensioni c.a. e c.c. fino a livelli di 300 V e correnti di 750 mA. Poiché i dispositivi impiegano un'uscita FET, non presentano offset di tensione o termico. Ne risulta che si possono commutare tensioni anche di 10 μ V con correnti del livello dei nanoampere.

Theta-J
SYSCOM ELETTRONICA - CINISELLO B.

Multimetro analogico-digitale

La Norma propone una soluzione originale per quelle applicazioni in cui si richiede la precisione e la non ambiguità di una lettura digitale, ma nello stesso tempo si desidera avere una facile visione della ten-



Multimetro dotato delle facilities di lettura sia digitale che analogica.

denza della misura, quale si ottiene invece operando con uno strumento analogico.

Questa ottima combinazione di possibilità di lettura viene offerta dal multimetro digitale-analogico DA 3232. In esso il display digitale (3 1/2 digit, 3000 punti, RMS) è abbinato ad una linea analogica (48 LED, 120 mm di lunghezza), calibrata in dB e in %. Il DA 3232 fornisce il vero valore efficace, è dotato di 28 ranges di misura, può memorizzare le letture digitali, è protetto contro i sovraccarichi e ha un campo di temperatura di funzionamento che va da 0 a 45°C.

Norma
NORMA C - CINISELLO B.

LIBRI IN



Le Radiocomunicazioni

Ciò che i tecnici, gli insegnanti, i professionisti, i radioamatori, gli studenti, i radiooperatori debbono sapere sulla propagazione e ricezione delle onde em, sulle interferenze reali od immaginarie, sui radiodisturbi e loro eliminazione, sulle comunicazioni extra-terrestri.

Oltre 100 figure, tabelle varie e di propagazione.

L. 7.500 (Abb. L. 6.750)

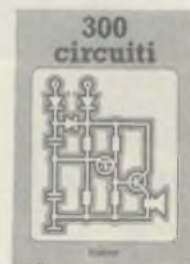
Cod. 7001

Alla ricerca dei tesori

Il primo manuale edito in Italia che tratta la prospezione elettronica. Il libro, in oltre 110 pagine ampiamente illustrate spiega tutti i misteri di questo hobby affascinante. Dai criteri di scelta dei rivelatori, agli approcci necessari per effettuare le ricerche, dal mercato dei rivelatori di seconda mano alla manutenzione del detector fino alle norme del codice che il prospector deve conoscere. Il libro analizza anche ricerche particolari come quelle sulle spiagge, nei fiumi, nei vecchi stabili, in miniere ecc.

L. 6.000 (Abb. L. 5.400)

Cod. 8001



300 Circuiti

Il libro raggruppa 300 articoli in cui vengono presentati schemi elettrici completi e facilmente realizzabili, oltre a idee originali di progettazione circuitale. Le circa 270 pagine di **300 Circuiti** vi ripropongono una moltitudine di progetti dal più semplice al più sofisticato con particolare riferimento a circuiti per applicazioni domestiche, audio, di misura, giochi elettronici, radio, modellismo, auto e hobby.

L. 12.500 (Abb. L. 11.250)

Cod. 6009



Transistor cross-reference guide

Il volume raccoglie circa 5.000 tipi diversi di transistori prodotti dalle principali case europee, americane (Motorola, Philips, General Electric, R.C.A., Texas Instruments, Westinghouse, AEG-Telefunken) e fornisce di essi l'indicazione di un eventuale prodotto equivalente giapponese (Toshiba, Nec, Hitachi, Mitsubishi, Matsushita, Fujitsu, Sony, Sanyo). Di ogni transistor inoltre, vengono forniti i principali parametri elettrici e meccanici.

L. 8.000 (Abb. L. 7.200)

Cod. 6007

Manuale di sostituzione dei transistori giapponesi

Manuale di intercambiabilità fra transistori delle seguenti Case giapponesi: Sony, Sanyo, Toshiba, Nec, Hitachi, Fujitsu, Matsushita, Mitsubishi. Il libro ne raccoglie circa 3.000.

L. 5.000 (Abb. L. 4.500)

Cod. 6005



Tabelle equivalenze semiconduttori e tubi elettronici professionali

Un libro che riempie le lacune delle pubblicazioni precedenti sull'argomento. Sono elencati i modelli equivalenti Siemens per quanto riguarda:

- Transistori europei, americani e giapponesi
- Diodi europei, americani e giapponesi
- Diodi controllati (SCR-thyristors)
- LED
- Circuiti integrati logici, analogici e lineari per radio-TV
- Circuiti integrati MOS
- Tubi elettronici professionali e vidicons.

L. 5.000 (Abb. L. 4.500)

Cod. 6006



VETRINA

Selezione di progetti elettronici

Una selezione di interessanti progetti pubblicati sulla rivista "Elektor". Ciò che costituisce il "trait d'union" tra le varie realizzazioni proposte e la varietà d'applicazione, l'affidabilità di funzionamento, la facilità di realizzazione, nonché l'elevato contenuto didattico.

L. 9.000 (Abb. L. 8.100)

Cod. 6008



TV SERVICE 100 riparazioni TV illustrate e commentate

Dalle migliaia di riparazioni che si effettuano in un moderno laboratorio TV, sono assai poche quelle che si discostano dalla normale "routine" e sono davvero gratificanti per il tecnico appassionato. Cento di queste "perle" sono state raccolte in questo libro e proposte all'attenzione di chiunque svolga per hobby o per mestiere il Servizio di Assistenza TV.

L. 10.000 (Abb. L. 9.000)

Cod. 7000



Accessori elettronici per autoveicoli

In questo volume sono trattati progetti di accessori elettronici per autoveicoli quali: l'amplificatore per autoradio, l'antifurto, l'accensione elettronica, il plurilampeggiatore di sosta, il temporizzatore per tergicristallo ed altri ancora.

L. 6.000 (Abb. L. 5.400)

Cod. 8003



Le luci psichedeliche

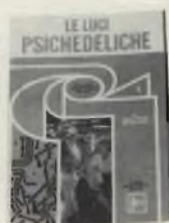
Questo volume propone numerosi progetti per costruire apparecchi psichedelici di ogni tipo.

Tutti gli apparecchi descritti sono stati provati e collaudati e sono corredati da ampie descrizioni, schemi elettrici e di montaggio.

Questo libro, tratta anche teoria e realizzazioni di generatori psichedelici sino a 6 kW di potenza, flash elettronici, luci rotanti etc.

L. 4.500 (Abb. L. 4.000)

Cod. 8002



NOVITA'

TTL IC cross reference manual

Il prontuario fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di pressochè tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case mondiali.

I dispositivi Texas, Fairchild, Motorola, National, Philips, Signetics, Siemens, Fujitsu, Hitachi, Mitsubishi, Nec, Toshiba, Advanced Micro Deviced, sono confrontati tra loro all'interno di ogni famiglia proposta.

Per facilitare la ricerca o la sostituzione del dispositivo in esame, è possibile anche, dopo aver appreso ad integrarne la nomenclatura degli IC, consultare il manuale a seconda delle funzioni svolte nei circuiti applicativi.

Rappresenta, quindi, un indispensabile strumento di lavoro per tutti coloro che lavorano con i TTL.

L. 20.000 (Abb. L. 18.000)

Cod. 6010



Digit 1

Senza formule noiose ed astratte ma con spiegazioni chiare e semplici dei fondamenti dell'elettronica digitale basate su esperimenti pratici utilizzando a questo scopo una bellissima ed originale piastra sperimentale a circuito stampato, fornita a richiesta, il libro costituisce un'introduzione passo-passo alla teoria di base ed alle applicazioni dell'elettronica digitale.

In sostanza un libro di eccezionale valore didattico, unico nel suo genere e destinato a riscuotere in Italia il successo conseguito in Europa con oltre 100.000 mila copie vendute.

L. 14.000 (Abb. L. 12.600)

Cod. 2000



IMPORTANTE

Per ordinare questi libri utilizzare l'apposito tagliando d'ordine libri JCE, inserito in fondo a questa rivista.



n° 12/79-1/80 L. 2.500

- Dicembre 79 - Gennaio 80**
- Amplificatore per chitarra
 - Come funzionano i trasformatori
 - Divisore per frequenzimetro
 - Amplificatori operazionali
 - Televisore individuale via satellite
 - Antifurto per moto



n° 2/80 L. 1.800

- Febbraio 1980**
- Frequenzimetro digitale
 - Auto - Clock
 - Trasmettitore d'allarme telefonico
 - Amplificatori ibridi a larga banda
 - Alta fedeltà nell'onda
 - Luci sequenziali a 10 vie



n° 3/80 L. 1.800

- Marzo 1980**
- Sistema subwoofer
 - Oscillatori sinusoidali
 - Capacimetro digitale
 - Metronomo
 - Multi sirena



n° 4/80 L. 1.800

- Aprile 1980**
- V.C.O. con l'8038: Idee per un progetto
 - TX - RX Telecomando a raggi infrarossi
 - Sustain per chitarra
 - Box di resistenze
 - Interruttore microfonico



n° 5/80 L. 1.800

- Maggio 1980**
- Metro digitale
 - Indicatore di livello
 - Regolatore di toni stereo
 - "Turbo": contagiri elettronico
 - Calcolatori elettronici



n° 6/80 L. 1.800

- Giugno 1980**
- Pedale "Ring modulator"
 - Telefono computerizzato
 - Generatori di effetti sonori
 - Tester per transistori UJT
 - Il truccavoce



n° 7-8/80 L. 2.800

- Luglio/Agosto 1980**
- Contagiri da palestra
 - Ricevitore CB professionale da 100 CH
 - Carosello psichedelico
 - Sintetizzatore programmabile PLL
 - Misuratore LC
 - Sirena elettronica per antifurto
 - Antenna attiva per le OC



n° 9/80 L. 1.800

- Settembre 1980**
- Interruttori elettronici
 - Generatore di segnali BF
 - Flash fotografico attivato dai suoni
 - Ricevitore CB professionale da 100 CH
 - Amplificatore audio HI-FI da 30W



n° 10/80 L. 2.000

- Ottobre 1980**
- Accoppiatore a 50Ω per misure VHF
 - Come funzionano i decodificatori stereo
 - Generatore d'impulsi CMOS-TTL
 - Sintonia elettronica FM a 16 canali
 - Music box



n° 11/80 L. 2.000

- Novembre 1980**
- Generatore di ultrasuoni ecologico
 - Radiocomando digitale proporzionale - I
 - Preamplificatore microfonico con A.L.C.
 - Probe logico CSC-LPK1
 - Lampeggiatore sequenziale a 10 LED



n° 12/80 L. 2.000

- Dicembre 1980**
- Antifurto per auto ad integrati
 - Metro digitale
 - Luci psichedeliche a 3 Vie
 - Mini sintetizzatore digitale
 - Radiocomando digitale proporzionale - I



n° 12/79-1/80 L. 2.500

- Dicembre 79 - Gennaio 80**
- Corso di elettronica digitale e calcolatori
 - Piastra di registrazione stereo
 - La musica elettronica
 - Ottimiziamo le prestazioni di un giradischi con la T.I. 58



n° 2/80 L. 2.000

Febbraio 1980

- Progetto anti-Larsen
- Distorsore per chitarra
- Costruzione di un moderno terminale video interattivo
- Principio ed applicazioni dei tubi a raggi catodici con memoria



n° 3/80 L. 2.000

Marzo 1980

- Autoradio digitale AM/FM stereo
- Circuiti di accoppiamento tra stadi RF
- Introduzione all'elaborazione digitale dei segnali audio
- Dizionario dei terminali tecnici radio - TV



n° 4/80 L. 2.000

Aprile 1980

- Amplificatori di potenza da 1 a 100 W
- Sistema di sicurezza personale "VAREX"
- Il nastro magnetico
- Propagazione delle onde radio per frequenze con lunghezza d'onda metrica



n° 5/80 L. 2.000

Maggio 1980

- Tracciature per semiconduttori
- Oscilloscopio Nyce TS 5000-00
- Frequenzimetro digitale FC 841
- Sistemi di scambio per segnali B.F.



n° 6/80 L. 2.000

Giugno 1980

- Stabilizzatore c.a. professionale
- Digitale - Microcomputer
- Prescaler da 600 MHz
- "Supez - Guard" allarme antifurto



n° 7-8/80 L. 3.000

Luglio/Agosto 1980

- Multimetro numerico da 3 1/2 cifre
- Generatore di onde quadre da 0,1 Hz a 1 MHz
- Timer digitale per camera oscura
- Costruiamo un bug elettronico a CMOS



n° 9/80 L. 2.000

Settembre 1980

- Generatore sintetizzatore d'impulsi
- Computer digitale per ricevitori
- Gioco dell'artiglieria con la T.I. 58
- Costruiamo un bug elettronico a CMOS



n° 10/80 L. 2.500

Ottobre 1980

- Generatore digitale 10 Hz ÷ 1 MHz
- "V/MOS" commutatori analogici ad alta velocità
- Possibilità d'impiego del μP 2650 Philips/Signetics



n° 11/80 L. 2.500

Novembre 1980

- Frequenzimetro digitale a 8 cifre
- Trasmettitore FM a PLL
- Amplificatori RF di potenza: idee di progettazione e realizzazione
- "Goldatex" il telefono senza fili



n° 12/80 L. 2.500

Dicembre 1980

- Quark 5001: sintomemory FM a 16 canali
- Crossover attivo a tre vie
- Preamplificatore stereo
- Principali applicazioni degli amplificatori operazionali



n° 1/80 L. 2.000

Gennaio 1980

- Corso di Basic - IV
- Tastiera ASCII
- Elekterminal
- I comandi joy-stick



n° 2/80 L. 2.000

Febbraio 1980

- Elekdorbell
- Semplici effetti sonori
- Lettere maiuscole da una tastiera ASCII
- L'estensione delle pagine nell'elekterminal



n° 3/80 L. 2.000

- Marzo 1980**
- Giocando con il TV Games - I
 - Unità di riverbero digitale
 - Ponte d'impedenza
 - Sintonia digitale



n° 4/80 L. 2.000

- Aprile 1980**
- Giocando con il TV Games - II
 - Topamp
 - Flash sequenziale
 - Economizzatore



n° 5/80 L. 2.000

- Maggio 1980**
- Toppreamp
 - Accumulatori al NiCad
 - Timer/controller programmabile
 - Termostato per acquario



n° 6/80 L. 2.000

- Giugno 1980**
- Speciale: Elettronica in auto
 - Economizzatore di carburante
 - Contagiri digitale
 - Indicatore della tensione della batteria



n° 7-8/80 L. 4.000

- Luglio/Agosto 1980**
- Selezione di circuiti 80: con oltre 100 circuiti! auto, generatori, microprocessori, idee per la casa ecc..



n° 9/80 L. 2.000

- Settembre 1980**
- I vocoders oggi
 - Consonant
 - Sistema d'allarme centralizzato
 - Ricarica rapida degli accumulatori al NiCad



n° 10/80 L. 2.000

- Ottobre 1980**
- Preconsonant
 - Il vocoder di Elektor
 - Contatore da 1/4 di GHz
 - Digisplay



n° 11/80 L. 2.000

- Novembre 1980**
- Chorosynt
 - Gli amplificatori d'antenna
 - Il telecomando
 - Doppio regolatore di dissolvenza per proiettori

IMPORTANTE

- Questa offerta è valida per acquisti di almeno 3 riviste.
- Per acquisti superiori alle 10 riviste applicare lo sconto 30% sui prezzi indicati.
- Non si effettuano spedizioni in contrassegno.



n° 12/80 L. 2.000

- Dicembre 1980**
- Chitarra a tasti
 - Estensione del contatore da 1/4 di GHz
 - Antenna FM integrata per interni
 - Distributore di mangime per pesci



Tagliando d'ordlne numeri arretrati. Da inviare a: J.C.E. - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (MI)

Nome _____ Cognome _____
 Via _____ n° _____
 Città _____ C.A.P. _____
 Data _____ Firma _____

Inviatemi i seguenti numeri arretrati:

- Sperimentare n° _____
- Selezione RTV n° _____
- Elektor n° _____
- Allego assegno n° _____ di L. _____
- Allego ricevuta del versamento sul c/c n° 315275 di L. _____

Il telefono senza fili che si porta ovunque.



Communication Systems Division

**Raggio d'azione oltre 100 metri.
Funziona anche come interfonico.**



TELEFONO SENZA FILI RICETRASMETTENTE

Con portata da 100 metri, composto da ricetrasmittente portatile e unità base. Previsto come interfonico a conversazione simultanea con esclusione della linea telefonica.

RICETRASMETTITTORE PORTATILE

Talk a 3 posizioni:

Interfonico - Stand-By - Telefono

Tastiera con pulsante memoria per la ripetizione del numero telefonico impostato. Presa per la ricarica delle pile al NiCd.

UNITA' BASE.

Interruttore OFF-ON e tasto per segnalazione telefonata in arrivo.

Tasto per l'utilizzo del sistema come interfonico.

Alimentazione: 220 Vc.a.

Codice dell'apparecchio ZR/8570-00.

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana

2 ANNI DI GARANZIA

BEST SELLER DEGLI OSCILLOSCOPI DA 15 MHz

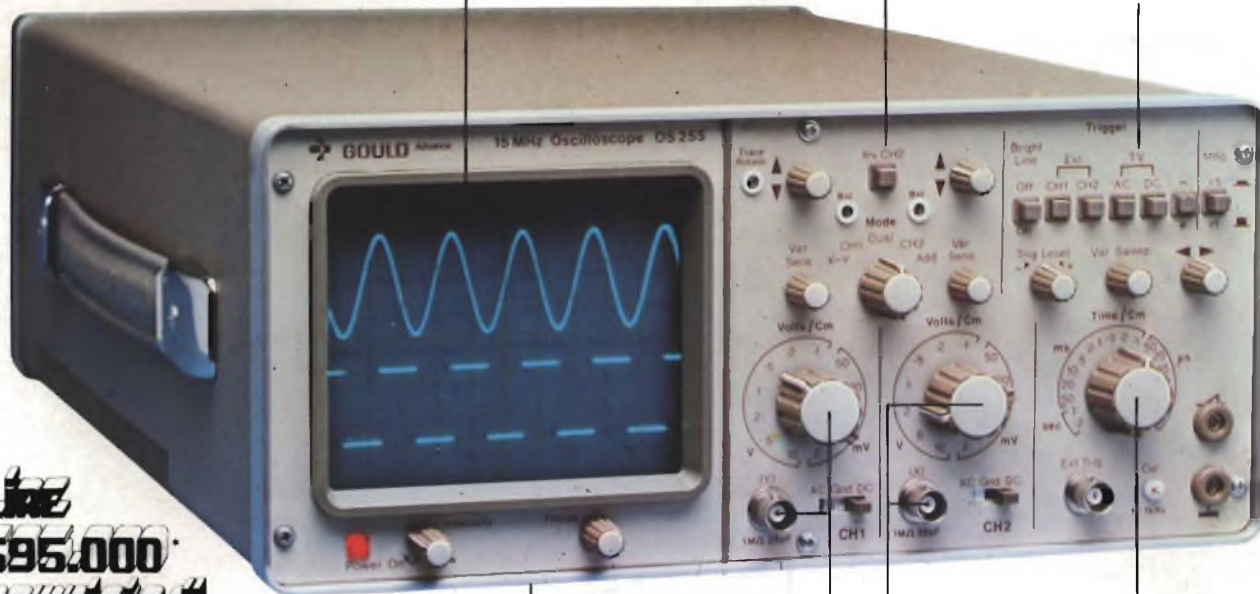
GOULD MOD. OS255

banda passante DC - 15 MHz
2 canali con sensibilità 2 mV/cm

schermo rettangolare 8x10 cm
con alta luminosità

somma e differenza algebrica
dei canali 1 e 2 mediante
i comandi ADD e INV CH2

Sincronismo TV automatico
con separatore comandato
dalla Time Base



Line
695.000*
completo di
due sonde

leggero (6 Kg) e
compatto (14x30x46 cm)

2 canali d'ingresso con
sensibilità da 2 mV/cm
a 25 V/cm in 12 portate

base dei tempi variabile
con continuità da
100 ns/cm a 0,5 sec/cm

Negli oscilloscopi della GOULD, una delle più grandi società americane nel campo degli strumenti elettronici di misura, si combinano perfettamente l'alta qualità ed il giusto prezzo. Il modello OS255, best seller degli oscilloscopi da 15 MHz, rappresenta ormai per migliaia di utilizzatori la soluzione ideale nelle più svariate applicazioni, grazie alla sua elevata sensibilità di 2 mV/cm, all'alta luminosità e alla portatilità. A prova della tipica qualità ed affidabilità che li contraddistinguono, tutti gli oscilloscopi GOULD godono di due anni di garanzia.

OS255 15 MHz - 2 canali - 8x10 cm
2 mV/cm - sinc. TV - X-Y
OS1200 25 MHz - 2 canali - 2 mV/cm
linea di ritardo - X-Y
OS1100A 30 MHz - 2 canali - 1 mV/cm
trigger delay - single sweep
OS3000A 40 MHz - 2 canali - 5 mV/cm
2 basi dei tempi - X-Y
OS3350 40 MHz - 2 canali TV Monitor
5 mV/cm - 16 KV EHT

OS3500 60 MHz - 2 canali - 2 mV/cm
trigger view - 2 basi dei tempi
OS3600 100 MHz - 2 canali - 2 mV/cm
trigger view - 2 basi dei tempi
OS4000 Oscilloscopio a memoria digitale
1024x8 bit - sampling rate 550 ns
OS4100 Oscilloscopio a memoria digitale
1024x8 bit - 1 μs - 100 μV/cm

Tutti i modelli hanno consegna pronta

GOULD
An Electrical/ Electronics Company

*Maggio 80 - Pag. alla consegna, IVA esclusa - 1 Lgs - Lire 1900 ±2%



una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettroNucleonica s.p.a.

MILANO - Piazza De Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
ROMA - Via G. Segato, 31 - tel. (06) 51.39.455

elettroNucleonica S.p.A. SEL. 4 - 81

Desidero

maggiori informazioni su gli Oscilloscopi
Gould modello

avere una dimostrazione degli Oscilloscopi
Gould modello

Nome e Cognome

Ditta o Ente

Indirizzo

Con questo apparecchio siete professionista trova-tesori

C-SCOPE VLF.TR 3000 ADC

La nuova tecnica del cercametalli

SM/9900-00

L. 890.000

IVA COMPRESA

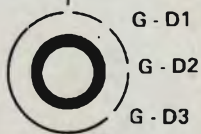
Raggiunge punti profondi e rivela al ricercatore segnali più comprensibili

Eccezionale dotazione di comandi, e circuito micro-chip di qualità elevata, presiedono all'efficienza e alla stabilità. Quattro sono i modi operativi per ottenere le migliori prestazioni in tutti i luoghi, mediante soppressione delle interferenze dei terreni smossi o mineralizzati, e delle sabbie umide di acqua salata. Oltre a vincere gli effetti negativi del terreno, il C-SCOPE 3000 identifica e analizza con sorprendente rapidità l'oggetto nascosto, prima dello scavo, mentre con apposita regolazione rifiuta gli oggetti inutili.

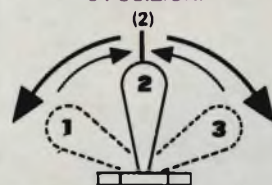
Nuovo comando

ADC è l'abbreviazione di Analytical Discrimination Control ossia "Comando della discriminazione analitica". Non è soltanto un tasto automatico del tono, ma un commutatore congiunto al comando delle funzioni. Consente di scegliere all'istante fra quattro modi operativi. Spostando il tasto a sinistra, si esclude l'effetto terreno. Spostandolo a destra, controlla che l'operazione è regolare e sceglie il livello di discriminazione che l'operatore desidera. L'ADC entra istantaneamente in funzione e compie un lavoro scientifico di analisi di ogni segnale, al servizio dell'operatore.

FUNCTION
FUNZIONE
G(MAX) - D2



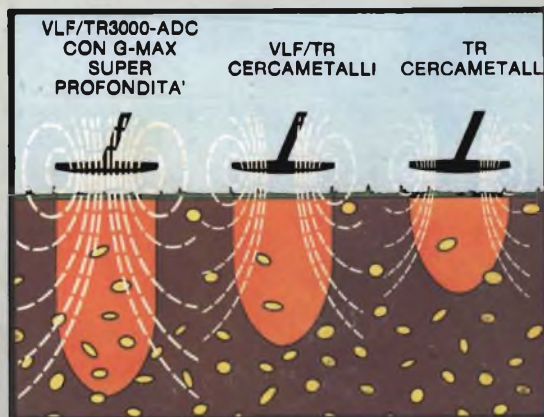
ADC
3 POSIZIONI
(2)



- | | |
|-----------------------------------|-----------------------------|
| G-MAX (esclusione terreno) | D2 (D1 + stagnola) |
| G (esclusione terreno) | D1 (rifluto ferro) |
| G (esclusione terreno) | D2 (D1 + stagnola) |
| G (esclusione terreno) | D3 (D1 + D2 + tappi) |

Super profondità G-MAX

Questa caratteristica, unita alla eliminazione dell'effetto terreno, rende eccezionali le prestazioni del modello 3000. L'operatore può tornare su terreni già esplorati, da lui stesso o da altri, e trovare ciò che apparecchi meno potenti non hanno segnalato neppure debolmente.



CARATTERISTICHE

Operazione "trasmetti-ricevi" a bassissima frequenza. Due modi per escludere l'effetto terreno (G-MAX e G). Tre discriminazioni (D1, D2 e D3). Comando analitico istantaneo (ADC). Super profondità G-MAX. Comando di sensibilità e di guadagno. Comando accensione/spengimento e volume. Strumentino di visualizzazione segnale compreso il controllo pile. Costruzione in ABS robusta e leggera. Bilanciamento perfetto nell'uso. Manico in tre parti telescopico regolabile. Testata impermeabile. Altoparlante e presa cuffia incorporati. Sensibilità fino a 45 cm per una sola moneta, fino a 130 cm per masse più grandi. Alimentazione 2 pile da 9 Volt a base quadra (GBC II/0765-00). Frequenza operativa 19 kHz. Peso kg 1,7.