

SELEZIONE DI TECNICA

3

RADIO TV HI FI ELETTRONICA

MARZO 1980

L.2000 *

La musica elettronica ● Piastra di registrazione stereo ● Dizionario dei termini tecnici radio-TV ● Applicazioni dei semiconduttori ● Circuiti di accoppiamento tra stadi RF ● Introduzione all'elaborazione digitale dei segnali audio ● **Multi-metro digitale "ME-523"** ● Assistenza TV e impianti di antenna

AUTORADIO DIGITALE AM/FM STEREO

COSTRUZIONE
DI UN
TERMINALE
VIDEO
INTERATTIVO

CORSO
DI ELETTRONICA
DIGITALE
E CALCOLATORI
3^a parte



MULTITESTER



TEST & MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA GBC



Multitester «NYCE»

360 TRCX TS/2567-00

- Sensibilità: 100.000 Ω/V
- Portate: complessivamente 33
- Scala a specchio per eliminare gli errori di parallasse
- Movimento antiurto
- Protezione con diodi e fusibile

	Tensioni c.c.	250 mV-2,5V-50V-250V-1000V
	Tensioni c.a.	5V-10V-50V-1000V
	Correnti c.c.	10 μ A-2,5 mA-25 mA-500 mA-10A
	Correnti c.a.	10 A
Portate	Resistenze	0,2 \div 5k Ω -2 \div 50k Ω -200 \div 5M Ω 2K \div 50M Ω
	Centro scala	20 Ω -200 Ω -20k Ω -200k Ω
	Decibel	-10dB~+16dB~+62dB
	Transistor	hFE 0-1000NPN oppure PNP
	Condensatori	C1 50pF~3 μ F CII 0,01 μ F (10.000pF) ~50 μ F
Precisioni	Tensioni c.c.	\pm 3% Fondo scala
	Tensioni c.a.	\pm 4% Fondo scala
	Correnti c.c.	\pm 3% Fondo scala
	Correnti c.a.	\pm 4% Fondo scala
	Resistenze	\pm 3% Fondo scala
	Transistor	\pm 5% Fondo scala
	Capacità	\pm 6% Fondo scala
Sensibilità	Tensioni c.c.	100k Ω/V - 25k Ω/V
	Tensioni c.a.	10k Ω/V - 5k Ω/V
Alimentazione	2 pile 1/2 torcia da 1,5V	
Dimensioni	180 x 140 x 80	

Multitester «NYCE»

ETU - 5000 TS/2561-00

- Sensibilità: 50.000 Ω/V
- Portate: complessivamente 43
- Scala a specchio per eliminare gli errori di parallasse
- Duplicatore di portata
- Movimento antiurto su rubini

	Tensioni c.c.	0-125-250 mV; 0-1,25-2,5-5-10-25-50-125-250-500 1000 V
	Tensioni c.a.	0-5-10-25-50-125-250-500-1000 V
Portate	Correnti c.c.	0-25-50 μ A-0-2,5-5-25-50-250-500 1000V
	Resistenze	0-2k-20k-200k Ω -0-2M-20M Ω
	Decibel	da -20 a +62 dB
	Tensioni c.c.	\pm 4% 125mV \div 2,5V 500 V \div 1000V \pm 3% nelle altre portate
Precisioni	Tensioni c.a.	\pm 4% Fondo scala
	Correnti c.c.	\pm 4% Fondo scala
	Resistenze	\pm 3% della lunghezza della scala
Sensibilità	Tensioni c.c.	50 k Ω/V (V-A2) 25 k Ω/V (V- Ω -A)
	Tensioni c.a.	10 k Ω/V (V-A/2) 5 k Ω/V (V- Ω -A)
Alimentazione	Una pila da 1,5V - Una pila da 9V	
Dimensioni	170 x 124 x 50	

SONY® HiFi '80 a livello dei Nuovi Desideri

Sound Station System
SONY STR 434 L
L'HiFi INTEGRATO
D'ALTO LIVELLO
2x40 W RMS.

ascolto,
dunque **SONY®**



Sintoamplificatore 2x40 W RMS, 2 ingressi registratore, Scale di potenza a lettura immediata a Led. Uscite per 4 altoparlanti, FM/FM Stereo/OM, OL, OC. Lettura della frequenza digitale. Preselezione automatica di 5 stazioni.
Cassette Deck con Dolby e testine in Ferrite, rilevatori di segnale a Led, selettori nastro.
Giradischi semiautomatico a trazione diretta con motore BSL servocontrollato, testina magnetica, comandi frontali.
Casse a sospensione acustica, tre vie, tre altoparlanti.
Mobile Rack.

trasmettitori FM C.T.E. INTERNATIONAL®



(NOI... VI DIAMO ANCHE IL TECNICO)
E la chiamiamo "OPERAZIONE NO STOP."

„ Per essere sicuri di trasmettere 24 ore su 24 un buon impianto non è tutto: CI VUOLE ANCHE UNA PRONTA ASSISTENZA. L'AVRETE CON GLI APPARATI FM C.T.E. INSIEME A:

- 1) COLLAUDO dei nuovi apparati prima della loro messa in funzione
- 2) GARANZIA delle parti e della manodopera per 6 mesi
- 3) PRONTO INTERVENTO del Centro Assistenza Tecnico (CAT) in caso di guasto entro 24 ore
- 4) UN TRASMETTITORE DI RISERVA nel caso di un guasto grave. Questo è solamente un piccolo flash sull'operazione "NO STOP C.T.E.", che sarà ampiamente illustrata direttamente nella Vostra sede. A presto risentirci.



SELEZIONE DI TECNICA

RADIO TV HI-FI ELETTRONICA

Editore J.C.E.

Direttore responsabile:
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico:
PIERO SOATI

Capo redattore:
GIAMPIETRO ZANGA

Redazione:
GIANNI DE TOMASI - SERGIO CIRIMBELLI
FRANCESCA DI FIORE - DANIELE FUMAGALLI
MARTA MENEGARDO

Grafica e impaginazione:
MARCELLO LONGHINI

Laboratorio:
ANGELO CATTANEO
LORENZO BARRILE

Contabilità:
ROBERTO OSTELLI - M. GRAZIA SEBASTIANI

Diffusione e abbonamenti:
PATRIZIA GHIONI - ROSELLA CIRIMBELLI - LUIGI DE CAO

Corrispondente da Roma: GIANNI BRAZIOLI

Collaboratori: Lucio Biancoli - Filippo Pipitone -
Lodovico Cascianini - Sandro Grisostolo - Giovanni Giorgini -
Adriano Ortile - Amadio Gozzi - Gloriano Rossi - Domenico
Serafini - Pierangelo Pensa - Lucio Visintini - Giuseppe Contardi

Pubblicità:
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 320419 BRUS I

Direzione Redazione:
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. 61.72.671 - 61.72.641

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

Stampa:
ELCOGRAF - Beverate (CO)

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

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 2.000

Numero arretrato L. 3.000

Abbonamento annuo L. 20.000

Per l'Estero L. 30.000

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

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

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

 Mensile associato all'USPI
Unione Stampa Periodica Italiana

NEWSLETTER	6
RADIO & HF	
Circuiti di accoppiamento tra stadi RF	13
ELECTRONIC MUSIC	
La musica elettronica - III parte	21
Sintetizzatore a tre ottave sofisticato - VI parte	29
TOP PROJECT	
Autoradio digitale AM-FM stereo - I parte	37
HI-FI - News	
Introduzione all'elaborazione digitale dei segnali audio	41
HI-FI - REALIZATION	
Piastra di registrazione stereo - III parte	47
CORSO DI ELETTRONICA DIGITALE E CALCOLATORI - III parte	60
SPECIAL	
Dizionario dei termini tecnici radio TV	65
CIRCUITS IDEAS	
Applicazioni dei semiconduttori	73
APPLICATION NOTE	
«MOC 1005» accoppiatore ottico	79
KIT	
UK 772 - Timer digitale	81
COMPUTER	
Costruzione di un moderno terminale video interattivo - III parte	86
TEST-LAB	
Strumenti SOAR: multimetro digitale «ME-523»	95
Un ottimo «prescaler» per qualunque frequenzimetro: il CSC «PS-500»	99
Principio ed applicazioni dei tubi a raggi catodici con memoria - II parte	103
IC NOTE BOOK	
Regolatore di tensione a tre terminali tipo LM 117	110
RADIO-TV - SERVICE	
CCD: espedienti a trasferimento di cariche per telecamere	112
Assistenza TV e impianti di antenna	115
FROM THE WORLD	
Rassegna della stampa estera	119
NUOVI PRODOTTI	125

Una multinazionale per i condensatori ceramici

Entro marzo verrà praticamente attuato l'accordo di collaborazione recentemente firmato tra la giapponese Murata e l'americana Erie. La prima occupa 6500 dipendenti, la seconda 2500. Nascerà così il più grosso raggruppamento industriale per i condensatori ceramici, con una potenzialità di vendite stimate in 260 miliardi di lire.

Il 99/4 della TI arriva ma attraverso il contagocce

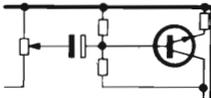
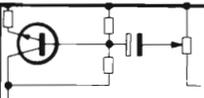
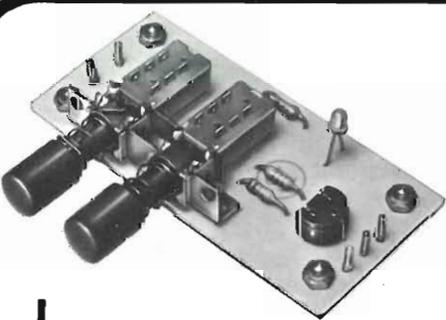
La campagna prenatalizia e postnatalizia per il personal computer 99/4 della Texas Instruments è praticamente passata senza quel successo che molti in ottobre e novembre speravano. A frenarlo è stata la stessa Texas Instruments che non ha rifornito la catena distributiva e dei rivenditori con la quantità di apparecchi richiesta. Numerosi negozianti e parecchie organizzazioni distributive hanno pubblicamente espresso il loro disappunto sulla strategia della TI la quale si è limitata a dire di considerare il 99/4 un personal-computer non-stagionale per cui non v'era alcuna particolare necessità di spingerlo sotto le feste natalizie. I ritardi accusati nelle consegne lasciano sottintendere un disegno della Texas Instruments di non voler o di non poter forzare la penetrazione sul mercato del 99/4 pur se il calcolatore personal resta per il leader dei semiconduttori il prodotto sul quale costruire una grossa fetta della crescita futura.

Il Giappone sposta all'estero la produzione di TV B/N

L'industria del consumo elettronico del Giappone è in procinto di abbandonare la fabbricazione dei prodotti meno sofisticati, analogamente a quanto hanno fatto in passato i fabbricanti americani. La Hitachi Ltd ha, ad esempio, annunciato che essa abbandonerà quanto prima il montaggio dei televisori bianco/nero, la cui fabbricazione verrà trasferita alla consociata di Formosa ed alla Hitachi Consumer Products Ltd di Singapore. La Toshiba Corp. già importa televisori monocromi della consociata sud-coreana.

La modulazione ad impulsi di codice non emarginerà la tecnologia analogica

Occorrerà aspettare fin verso la metà degli anni Ottanta prima di osservare un significativo impatto sul mercato dei sistemi di registrazione mediante modulazione ad impulsi di codice, una tecnica già sperimentata con buoni risultati in parecchi laboratori. Alcuni osservatori non escludono che ci potrebbe volere anche più tempo date le difficoltà a trovare su basi mondiali un consenso intorno agli standards da adottare nella produzione degli apparecchi e dei dischi al fine di evitare una frammentazione del mercato fra due o più sistemi fra loro incompatibili. Anche nel caso comunque di accordo sugli standard dei sistemi operanti mediante modulazione ad impulsi di codice non ci sarà una immediata scomparsa delle soluzioni in tecnologia analogica. Dato il numero di giradischi e di dischi venduti nel mondo (il parco mondiale di giradischi si stima in oltre 200 milioni di unità mentre si valuta che nel solo 1978 siano stati consumati circa 1,5 miliardi di dischi) e tenuto pertanto conto degli ingenti investimenti effettuati, per almeno 15-20 anni l'industria avrà tutto l'interesse a far coesistere sistemi analogici e sistemi a modulazione per impulsi di codice.



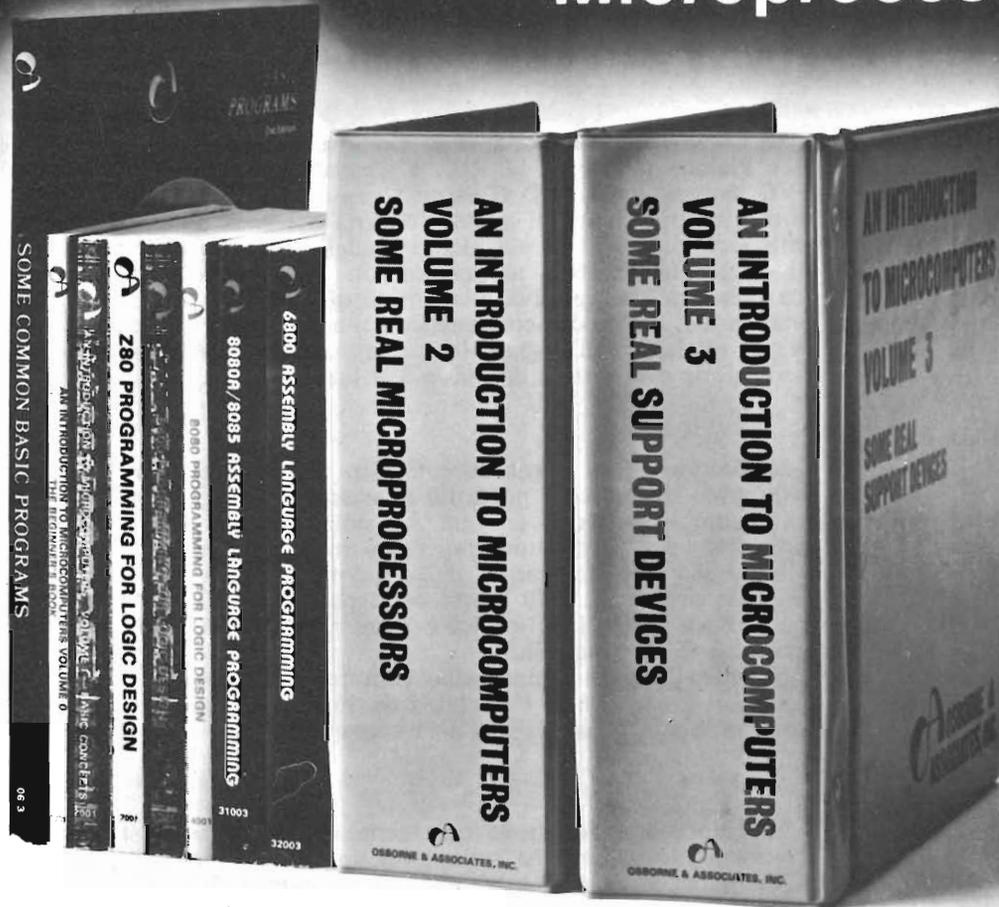
PROVATRANSISTOR GO-NO-GO

Questo semplice circuito è utilizzato per verificare la funzionalità di tutti i tipi di transistor attualmente in commercio (NPN-PNP). L'operazione di controllo è istantanea. È sufficiente infatti premere il pulsante di test: se il transistor è "buono" si accenderà un diodo LED.
Con il KS 500 è possibile anche verificare la giunzione dei diodi.

● Alimentazione: 5 V

• KS 500 •

Microprocessor Books



Vol. 0 The Beginner's Book

Questo libro è dedicato ai principianti in assoluto. Chi ha visto i computer solo alla TV o al cinema può iniziare con questo libro che descrive i componenti di un sistema microcomputer in una forma accessibile a tutti. Il volume 0 prepara alla lettura del Volume 1.
circa 300 pagine L. **12.000** (Abb. L. 10.800)

Vol. 1 Basic Concepts

Il libro ha stabilito un record di vendita negli Stati Uniti, guida il lettore dalla logica elementare e dalla semplice aritmetica binaria ai concetti validi per tutti i microcomputer. Vengono trattati tutti gli aspetti relativi ai microcomputer che è necessario conoscere per scegliere o usare un microcomputer.
circa 400 pagine L. **13.500** (Abb. L. 12.150)

Vol. 2 Some Real Microprocessors

Tratta in dettaglio tutti i maggiori microprocessori a 4-8 e 16 bit, disponibili sul mercato. Vengono analizzate a fondo più di 20 CPU in modo da rendere facile il loro confronto e sono presentate anche le ultime novità, come l'Intel 8086 e il Texas Instruments '9940. Oltre ai microprocessori sono descritti i relativi dispositivi di supporto.

Il libro è a fogli mobili ed è fornito con elegante contenitore. Questo sistema consente un continuo aggiornamento dell'opera.

circa 1400 pagine L. **35.000** (Abb. L. 31.500)

Vol. 3 Some Real Support Devices

È il complemento del volume 2. Il primo libro che offre una descrizione dettagliata dei dispositivi di supporto per microcomputers.

Fra i dispositivi analizzati figurano: Memorie, Dispositivi di I/O seriali e paralleli, CPU, Dispositivi di supporto multifunzioni, Sistemi Busses. Anche questo libro è a fogli mobili con elegante contenitore per un continuo aggiornamento. Alcune sezioni che si renderanno disponibili sono: Dispositivi per Telecomunicazioni, Interfacce Analogiche, Controllori Periferici, Display e Circuiteria di supporto.

circa 700 pagine L. **20.000** (Abb. L. 18.000)

8080 Programming for Logic Design 6800 Programming for Logic Design Z-80 Programming for Logic Design

Questi libri descrivono l'implementazione della logica sequenziale e combinatoriale utilizzando il linguaggio Assembler, con sistemi a microcomputer 8080-6800-Z-80. I concetti di programmazione tradizionali non sono né utili né importanti per microprocessori utilizzati in applicazioni logiche digitali; l'impiego di istruzioni in linguaggio assembler per simulare package digitali è anch'esso errato.

I libri chiariscono tutto ciò simulando sequenze logiche digitali. Molte soluzioni efficienti vengono dimostrate per illustrare il giusto uso del microcomputer. I libri descrivono i campi di incontro del programmatore e del progettista di logica e sono adatti ad entrambe le categorie di lettori.
circa 300 pagine cad. L. **13.500** (Abb. L. 12.150)

8080A/ 8085 Assembly Language Programming 6800 Assembly Language Programming

Questi nuovi libri di Lance Leventhal sono "sillabari" nel senso classico della parola, del linguaggio assembler. Mentre con la serie Programming for Logic Design il linguaggio Assembler è visto come alternativa alla logica digitale, con questi libri il linguaggio Assembler è visto come mezzo di programmazione di un sistema microcomputer. Le trattazioni sono ampiamente corredate di esempi di programmazione semplice. Un altro libro della serie, dedicato allo Z-80, sarà disponibile a breve termine.
circa 500 pagine cad. L. **13.500** (Abb. L. 12.150 cad.)

Some Common BASIC Programs

Un libro di software base comprendente i programmi che riguardano i più diversi argomenti: finanziari, matematici, statistici e di interesse generale. Tutti i programmi sono stati testati e sono pubblicati con i listing sorgente. Vengono inoltre descritte le variazioni che il lettore può apportare ai programmi.
circa 200 pagine L. **13.500** (Abb. L. 12.150)

CEDELA DI COMMISSIONE LIBRARIA - Da inviare a Jackson Italiana Editrice s.r.l. - Piazzale Massari, 22 - 20125 Milano

Spedizione contrassegno più spese di spedizione Pagamento anticipato con spedizione gratuita.

Nome	Vol. 0 - The Beginner's Book	L. 12.000	(Abb. L. 10.800)
Cognome.....	Vol. 1 - Basic Concepts	L. 13.500	(Abb. L. 12.150)
.....	Vol. 2 - Some Real Microprocessors	L. 35.000	(Abb. L. 32.000)
Via.....	Vol. 3 - Some Real Support Devices	L. 20.000	(Abb. L. 18.000)
.....	8080 Programming for Logic Design	L. 13.500	(Abb. L. 12.150)
C.A.P.....	6800 Programming for Logic Design	L. 13.500	(Abb. L. 12.150)
Città.....	Z-80 Programming for Logic Design	L. 13.500	(Abb. L. 12.150)
Data.....	8080A/8085 Assembly Language Progr.	L. 13.500	(Abb. L. 12.150)
Firma.....	6800 Assembly Language Programming	L. 13.500	(Abb. L. 12.150)
Codice Fiscale.....	Some Common Basic Program	L. 13.500	(Abb. L. 12.150)

Abbonato Non abbonato

SCONTO 10% PER GLI ABBONATI


OSBORNE & ASSOCIATES, INC.

Distributore esclusivo per l'Italia:


JACKSON ITALIANA EDITRICE srl

in vendita presso tutte le sedi G.B.C.

Un filtro CCD della RCA migliora l'immagine televisiva

In occasione della nona «Fall Conference on Consumer Electronics» di Des Plaines (Illinois), la RCA Corporation ha annunciato un filtro per TVC in tecnologia CCD (Charge Coupled Devices) capace di fornire una immagine più chiara di quella ottenuta con le attuali soluzioni. La società utilizzerà questo filtro per alcuni modelli della linea Color Track TV 1980. Al pregevole risultato si perviene in virtù della migliorata separazione fra informazione relativa alla cromatura ed alla luminosità su ogni linea orizzontale. Il chip che contiene infatti clock drivers, circuiti logici e un processor analogico di segnali ha permesso alla RCA di elevare il grado di risoluzione orizzontale da 260 a 330 linee.

La Salora OY pensa al basso consumo

La Salora OY, il costruttore finnico di beni elettronici di consumo, ha sviluppato un nuovo e portatile televisore a colori in grado di consumare solamente 40 watts di energia. Lo sviluppo dell'apparecchio ha richiesto circa due anni. Il risultato raggiunto in termini di minore consumo viene considerato dai ricercatori della Salora pienamente corrispondente agli obiettivi prefissati: i 40 Watts corrispondono al nuovo minimo di consumo per un TVC di 20 pollici e rappresentano una flessione del 40% rispetto ai 65 W precedenti.

Il neo-sviluppato apparecchio farà parte della serie G, una gamma di ricevitori a colori fissi e portatili da 16 a 20 pollici espressamente progettati per tenere bassi gli indici di consumo.

Sintonizzazione a minor costo annunciata dalla Sanyo

La giapponese Sanyo, la cui tecnologia viene utilizzata in Italia dalla Emerson Electronics, ha sviluppato un chip di memoria, in parte digitale ed in parte analogica, capace di memorizzare dati relativi alla sintonizzazione televisiva. Il dispositivo, integrato dalla Sanyo nei suoi ultimi TVC, è realizzato in tecnologia p-MOS e memorizza 5 bits digitali ed una tensione analogica per ciascuno dei 16 canali di frequenza. Rispetto ad un sistema convenzionale quello ideato dalla Sanyo richiede un convertitore D/A da 5- bits invece di un più costoso convertitore D/A da 13-bits.

I primi cinque dell'HI-FI sono giapponesi

I primi cinque più grossi costruttori mondiali di sistemi e componenti di alta fedeltà sono tutti di nazionalità giapponesi. Si tratta nell'ordine di Technics (un fatturato di 570 miliardi di lire secondo l'ultimo esercizio, il 78, di cui si hanno dati completi), Pioneer (550 miliardi di lire), Sony (268 miliardi), Kenwood (257 miliardi) e Akar (190 miliardi).

La palma d'oro per i tubi spetta alla Philips

Nella graduatoria redatta sulla base dei tubi per TVC costruiti nel 1978 ai primi cinque posti figurano tre costruttori giapponesi, un americano ed uno europeo. E' quest'ultimo, fortuna nostra, a guidare la lista.

Questi i dati:

— Philips	n. 5,5 milioni di tubi
— RCA	n. 4,6 milioni di tubi
— Toshiba	n. 4,0 milioni di tubi
— Matsushita	n. 3,8 milioni di tubi
— Hitachi	n. 3,6 milioni di tubi

Novità SGS-ATES

Durante la recente nona conferenza autunnale sul consumer elettronico di Des Plaines (Illinois) la SGS-ATES ha sottoposto ai partecipanti due rivelazioni: una su un circuito elettronico per la sintesi della parola per applicazioni telefoniche, l'altra su un amplificatore monolitico audio. Riguardo al primo punto si tratta di un sistema che riunisce un chip in tecnologia bipolare, quattro piccoli condensatori e alcuni resistori su una piastra a circuito stampato. Con questo dispositivo il microtelefono a carbone può venire sostituito da un trasduttore allo stato solido e l'apparecchio collegato attraverso un cavo a due linee. Il chip audio, composto da due amplificatori di categoria B da 10 W completi di drivers e preamplificatori, si rivolge ad applicazioni monofoniche e stereo con potenze di uscita superiore ai 20 W.

è in edicola

gli **strumenti MUSICALI**

l'unico mass-media di strumenti musicali e audio-registrazione

- Schede batterie
 - Speciale organi
 - Pianoforti: i prezzi
 - Interviste • Cerco/offro
- e tanti altri
articoli
interessanti!



una rivista del GRUPPO
EDITORIALE JACKSON



**La Matsushita
investe \$ 40 milioni
nei circuiti integrati**

La Matsushita è decisa ad aumentare notevolmente la sua presenza sul mercato dei circuiti integrati. A seguito di investimenti per circa 40 milioni di dollari la fabbricazione di circuiti integrati venne aumentata da 4 a 20 milioni di unità al mese, per i componenti LSI si sale da 2 a 10 milioni di pezzi. Infine la produzione di LED sarà triplicata.

**I videoregistratori
a dischi
guadagnano sostenitori**

Anche General Electric, Zenith Radio ed altri costruttori americani del settore televisivo si sono convinti che i videoregistratori a disco rappresentano un grosso business da non lasciare solamente alla RCA (sistema SelectaVision) ed alla Magnavox. La General Electric ha così deciso di costruire dei prototipi mentre la Zenith è stata ancora più sollecitata impartendo ai suoi organismi di progettazione direttive per un apparecchio in grado di essere in breve tempo portato sul mercato. Queste società hanno sposato la tesi di quegli osservatori secondo i quali le vendite di videoregistratori a disco supererebbero nel giro di 3-5 anni le vendite di videoregistratori a cassette.

**Amplificatori ibridi HI-FI
da 30 e 60 W**

La Philips ha presentato i nuovi amplificatori modulari OM 931 e OM 961 realizzati con tecnologia ibrida a film sottile. Questi amplificatori sono stati progettati per le applicazioni audio. Forniscono (rispettivamente) potenze di uscita di 30 e 60 W. Questi moduli Hi-Fi sono dotati di protezione contro il cortocircuito. La distorsione armonica e al transitorio è molto ridotta. Tutti i resistori incorporati nei moduli vengono calibrati in modo da ottenere ottime prestazioni su un ampio campo di temperatura.

I due moduli sono dotati di due transistori di uscita Darlington e di substrato ceramico a film sottile sul quale sono montati il preamplificatore, i circuiti di pilotaggio, la rete per il controllo di temperatura e i circuiti di protezione del cortocircuito. Questi sono montati su dissipatore di alluminio anodizzato che misura 92x31x11 mm che offre eccellenti proprietà termiche. I collegamenti si eseguono tramite 9 terminali in linea su un lato del modulo (passo di 2,54 mm).

L'OM 931, alimentato con ± 23 V, fornisce 30 W su 4 ohm (sinusoidale) con distorsione armonica complessiva $< 0,2\%$ oppure 30 W su 8 ohm con alimentazione di ± 26 V. Nei due casi i segnali richiesti in ingresso sono, rispettivamente, pari a 0,7 e 1 V. Il valore tipico della potenza di uscita al quale interviene la limitazione (ad 1 kHz con distorsione $= 0,7\%$ e carico di 4 ohm) è pari a 40 W.

Il modulo OM 961 può fornire 60 W su 4 ohm con alimentazione di ± 31 V oppure 60 W su 8 ohm con ± 35 V. Nei due casi la sensibilità d'ingresso è, rispettivamente, di 1 V e 1,4 V. La limitazione a 1 kHz con carico di 4 ohm e $d_{tot} = 0,7\%$ interviene con potenza di uscita di 75 ohm.

Con potenza di uscita di 1 W e $f = 1$ kHz i due moduli offrono una distorsione armonica tipica dello 0,02%. La misura della distorsione da intermodulazione effettuata secondo le norme DIN 45500 e con $P = 1$ W è dello 0,05% (valore tipico). Questo valore si porta allo 0,1% con la potenza nominale di uscita. La larghezza di banda a piena potenza (-3 dB) va da 20 Hz a 40 kHz. Il rapporto segnale-rumore «pesato» (curva A e $P_0 = 50$ mW) è di 87 dB. Anche la distorsione da intermodulazione al transitorio è molto limitata: solo lo 0,3% nell'OM 961 al manifestarsi della limitazione. I due moduli si possono montare sul dissipatore senza isolamento.

**Valzer di pacchetti azionari
per la Philco**

Il controllo azionario della Philco Italiana non si trova più nelle mani della Ritaco, la società di Teheran, ma è stato assunto da una finanziaria Italo-Lussemburghese che risponde al nome di Ecufin S. A. dietro alla quale stanno sempre uomini d'affari iraniani. Il cambio di nazionalità nella proprietà va posto in relazione a fattori di immagine politica. Ma al di là di motivazioni contingenti la Ecufin ha in programma un progetto di espansione della Philco: nel 1980 verrà costruito un nuovo stabilimento e sarà ulteriormente diversificata la presenza nel settore dell'energia solare dove la società ha già investito circa 2 miliardi di lire. Si valuta che nel '79 la Philco Italiana abbia registrato un fatturato di oltre 90 miliardi di lire conseguendo utili per 3 miliardi.

La Garrard rilanciata nel marchio

Come abbiamo riferito in una precedente Newsletter la Plessey dopo aver totalizzato in un quinquennio perdite per circa 20 miliardi di lire, si è disfatta della Garrard, cedendola, per 1,7 miliardi circa di lire, ad una società brasiliana.

La Gradiente Eletronica Limitada questo il nome dell'acquirente, produce audio, diffusori, tuners, ricevitori. Una settimana prima di concludere l'acquisto aveva siglato con la Garrard un accordo per la produzione su licenza di una linea di low-end chargers. La Gradiente ha una dimensione, misurata in termini di fatturato, superiore ai 60 miliardi di lire e possiede cinque stabilimenti in Brasile ed uno in Messico. Essa intende rilanciare la Garrard ma ciò che più l'attira in questo momento è di utilizzare il marchio di questa rinomata casa per vendere suoi prodotti sul mercato americano e, più avanti, fors'anche su quello europeo.

Un televisore che rivoluzionerà il mercato

Un televisore definito rivoluzionario è stato messo a punto dalla Toshiba. Attualmente esiste a livello di prototipo. Esso è stato illustrato nei seguenti termini.

L'apparecchio intelligente è in grado di capire trenta diverse parole e di effettuare, in base ai comandi ricevuti, cambi di canale e aggiustamenti di volume. Se il microcomputer incorporato non capisce il comando, dall'altoparlante esce una voce che chiede la ripetizione dell'ordine. Se invece il comando è stato compreso, l'apparecchio risponde: OK.

Lo stesso sistema di comando a voce è stato installato dalla Toshiba in alcuni ricevitori e amplificatori stereofonici. Si tratta, precisano i dirigenti della società, di apparecchi sperimentali, e ancora non sono stati varati i programmi di produzione e di distribuzione. Non si sa neppure quale sarà il prezzo di questa nuova generazione di televisori e stereo. «Tutto dipenderà dal numero degli apparecchi che produrremo, ha dichiarato un funzionario della società, ma è chiaro che il prezzo di vendita dovrà essere ragionevole». Intanto, i tecnici della Toshiba stanno studiando la possibilità di installare il comando a voce in altri elettrodomestici, e in particolare sui forni a microonde.

Donald Kirsh, direttore marketing, della Interstate Electronics corp., concorrente americano della Toshiba, ritiene che la produzione in grande serie dei microcomputer necessari a far funzionare gli elettrodomestici dovrebbe farne scendere il prezzo a circa 100 dollari (85 mila lire) entro la metà degli anni 80 quando, dice, i nuovi apparecchi «rivoluzioneranno il mercato».

La Mitsubishi aumenta la capacità dell'impianto scozzese

Entro il 1980 la Mitsubishi Electric sestuplicherà la capacità dell'impianto di televisori situato in Scozia che essa ha recentemente acquistato dalla società norvegese Tandberg.

Dai 50 apparecchi giornalieri la produzione salirà a 300 e in pari tempo l'occupazione passerà da 71 a 240 unità circa. L'impianto in questione si trova ad Haddington. E' il primo attrezzato per la fabbricazione di TVC e di sistemi Hi-Fi a venire gestito dalla Mitsubishi al di fuori del Giappone.

La Lafayette si salverà!

La Lafayette Radio Electronics, che gestisce un centinaio di negozi sparsi in diversi Stati degli USA, è in difficoltà ed i suoi avvocati hanno deciso di fare ricorso alle «provvidenze» del Chapter XI Bankruptcy appellandosi alla Corte Distrettuale di New York. Nella petizione viene fornita una situazione amministrativo-contabile così delineata: debiti garantiti per circa \$ 15 milioni, debiti privi di garanzia per \$ 7 milioni, attività inventariate per \$ 17 milioni e crediti a breve per \$ 2,5 milioni. La società, hanno dichiarato i legali della stessa, ha raggiunto un accordo con le banche per le necessità interne di carattere finanziario mentre in adempimento alle condizioni del Chapter XI la Lafayette ha messo a punto un piano di salvataggio. Per sommi capi questo prevede:

- il mantenimento di certi livelli negli inventari;
- una restrizione nei programmi di spesa;
- la chiusura di 30 negozi considerati improduttivi e la conseguente liquidazione delle merci.

Inoltre c'è una proposta dettagliata di un investitore disposto a rilevare l'azienda mentre sono in corso trattative per il passaggio dell'azienda ad altri costruttori. Non si sa se nella proposta il potenziale investitore intenda subentrare al 100%, per una quota maggioritaria o una quota di minoranza.

frequenzimetro

BRI 8200 1 Hz - 220 MHz

capacimetro

BRI 8004 1 pF - 9999 μ F



43100 Parma v. Pasubio 3/c
tel. 0521/72209 - 771533
telex: 530259 cciapr I. for BREMI

desidero ricevere documentazione
relativa a _____

nome _____

indirizzo _____

SEL. 3-80

Circuiti di accoppiamento tra stadi RF

di M. Michelini

Accoppiamento a trasformatore a larga banda

Questo circuito viene usato quando occorre avere un isolamento tra generatore e carico, ad esempio tra uno stadio a transistori e l'altro; oppure all'ingresso di un ricevitore, o ancora, per avere un'inversione di fase tra ingresso e uscita, o se occorre riportare il valore della resistenza di carico moltiplicata per un certo fattore all'ingresso; ad esempio per avere il massimo trasferimento di potenza che, come è noto, si ha quando la resistenza del generatore e del carico sono uguali.

Consideriamo un immaginario amplificatore di potenza a transistori. Supponiamo che dai calcoli da noi effettuati risulti la necessità che, al fine di far lavorare l'amplificatore in condizioni di sicurezza, ad esempio con segnale amplificato di uscita che rimanga al di sotto delle massime tensioni o correnti di collettore, il carico debba essere una resistenza di $500\ \Omega$. Poniamo che il carico che abbiamo a disposizione valga $50\ \Omega$; ciò che a noi occorre è un trasformatore come in *figura 1* che trasformi questi $50\ \Omega$, applicati al suo secondario, in $500\ \Omega$ se visti guardando «entro» il primario, cioè se misurati ai capi del primario (*N.B. questo in AC, infatti, come noto, il trasformatore non passa la continua!*). Ciò si ottiene, come vedremo, scegliendo opportunamente il rapporto di spire « n » tra primario e secondario. Quando si vuole capire un circuito reale, come può essere in questo caso il trasformatore, si cerca sempre di semplificare il problema con dei circuiti equivalenti, cioè che hanno il medesimo comportamento del reale se visti dall'ingresso o dall'uscita, e che risultano più semplici da trattare e calcolare. Lo schema completo di un circuito di accoppiamento con trasformatore reale è quello di *figura 2* in cui compaiono il generatore di tensione, la sua resistenza interna R_s , le induttanze L_1 e L_2 dei due avvolgimenti e la mutua induttanza $M = k \sqrt{L_1 L_2}$ ove k è il coefficiente di accoppiamento.

Il circuito equivalente più usato è quello di *figura 3* in cui compare un trasformatore ideale che si differenzia dal reale per il fatto che primario e secondario non hanno induttanza ed è caratterizzato quindi dal solo rapporto di trasformazione « n », legato al trasformatore reale da $n = k \sqrt{L_1/L_2}$ (trascuriamo le perdite nel nucleo che per buoni trasformatori sono piccole e la capacità tra le spire: ciò non modifica in modo apprezzabile i risultati che seguono).

Si vede facilmente che le cause che danno trasferimento nullo a frequenza zero e infinita, come nel trasformatore reale, sono qui rappresentate da due induttanze, una in serie, L_a , e l'altra, L_b , in parallelo al primario del trasformatore ideale: a frequenza zero L_b cortocircuita il primario, a frequenza infinita L_a presenta impedenza infinita e apre il circuito. r_1 e r_2 rappresentano le resistenze ohmi-

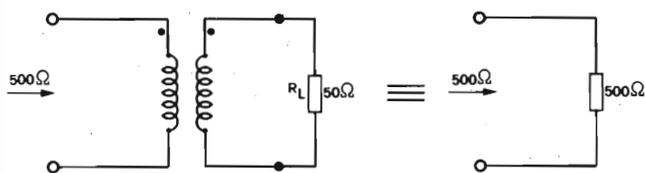


Fig. 1 - Trasformatore da $500\ \Omega$ a $50\ \Omega$.

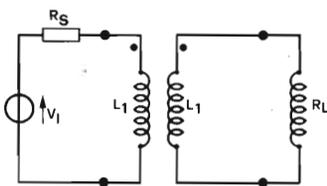


Fig. 2 - Circuito di accoppiamento a trasformatore reale.

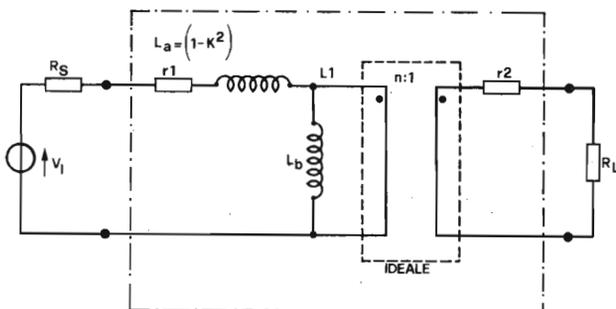


Fig. 3 - Circuito equivalente completo di un trasformatore.

che degli avvolgimenti. Da quanto detto prima, specie se $k \approx 1$ (\approx significa «circa uguale»), cioè ad esempio se gli avvolgimenti sono sullo stesso nucleo, esiste una banda di frequenza nelle quali L_a si comporta come un corto circuito e L_b come un circuito aperto. In questa banda il circuito equivalente si semplifica come in figura 4 in cui si tiene conto solamente delle resistenze di perdita degli avvolgimenti. Nel caso poi, abbastanza comune, che si abbia $r_1 \ll R_s$ (\ll significa «molto minore») e $r_2 \ll R_L$, allora si può dire che il trasformatore presenta al generatore una resistenza pari a $n^2 R_L$, come appare in figura 5 (il simbolo \equiv significa «equivale a»). Quindi per $k \approx 1$ e L_1, L_2 avvolti sullo stesso nucleo, si ha che $n^2 \approx L_1/L_2 = N_1^2/N_2^2$ ove N_1 e N_2 sono il numero di spire di L_1 e L_2 .

Nel caso che si voglia il massimo trasferimento di potenza tra generatore e carico, come nel caso di amplificatori a RF, allora tenendo conto delle resistenze di perdita r_1 e r_2 , occorre fare

$$n = \sqrt{\frac{(R_s + r_1)}{(R_L + r_2)}}$$

Da quanto abbiamo detto finora, quindi, ci aspettiamo che la tensione di uscita V_o rispetto a quella di entrata V_i , cioè il rapporto V_o/V_i abbia un andamento con la frequenza come riportato in figura 6. Notiamo che l'asse delle frequenze viene diviso in tre parti: quella compresa tra f_L e f_H è quella ove vale il circuito equivalente di figura 4, al diffusore di f_L e f_H , è necessario utilizzare quello di figura 3.

C'è da dire però, che ciò che interessa sono i valori di f_L e f_H , perché sotto e sopra tali frequenze, in genere, il trasformatore non viene usato. Bene, se

$(R_s + r_1) \approx n^2 \cdot (R_L + r_2)$ e $k^2 L_1 > 10 \cdot (1 - k) \cdot L_1$, ciò che si verifica quasi sempre, se gli avvolgimenti sono sullo stesso nucleo, perché in tal caso $k = 1$, allora, f_L e f_H sono dati, con una precisione migliore del 5%, dalle formule seguenti:

$$f_L = \frac{(R_s + r_1) \cdot (R_L + r_2) n^2}{2 \pi [R_s + r_1 + n^2 \cdot (R_L + r_2)] k^2 L_1}$$

$$f_H = \frac{R_s + r_1 + n^2 \cdot (R_L + r_2)}{[2 \pi (1 - k^2) L_1]}$$

come detto, quindi, queste sono le frequenze limite di utilizzo pratico del trasformatore.

Ora che ne abbiamo parlato in dettaglio, vediamo di fare qualche esempio pratico per fissare le idee:

a) Supponiamo di voler costruire un trasformatore che adatti un carico (R_L) di 50Ω ad un generatore (R_s) di $5 \text{ k}\Omega$, cioè dia massimo trasferimento di potenza, con una banda di utilizzo che va da 50 kHz a 5 MHz .

Soluzione:

Sfruttiamo prima la richiesta riguardante la banda di utilizzo:

$$f_L = \frac{(R_s + r_1) \cdot (R_L + r_2) n^2}{2 \pi [R_s + r_1 + n^2 (R_L + r_2)] k^2 L_1} = 50 \text{ kHz}$$

$$f_H = \frac{R_s + r_1 + n^2 \cdot (R_L + r_2)}{2 \pi (1 - k^2) L_1} = 5 \text{ MHz}$$

facciamo ora delle semplificazioni intelligenti: se operiamo a frequenze di questo tipo, le resistenze r_1 e r_2 , che tengono conto delle resistenze del filo di avvolgimento, sia ohmiche che per effetto pelle alle frequenze più alte,

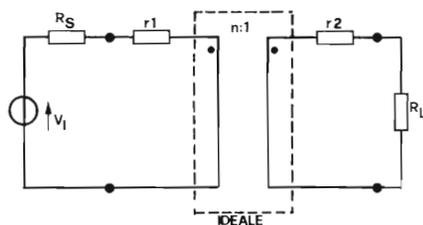


Fig. 4 - Circuito equivalente semplificato rispetto alla figura 3, per la banda di frequenza in cui L_a è un corto circuito e L_b un circuito aperto.

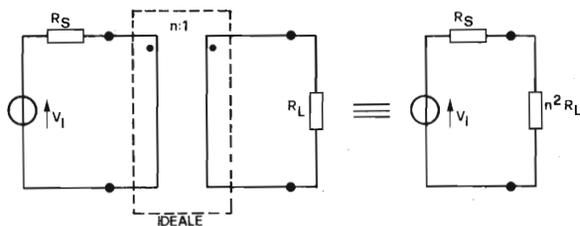


Fig. 5 - Circuito equivalente a centro banda (R_L e R_s molto maggiori delle resistenze dei rispettivi avvolgimenti).

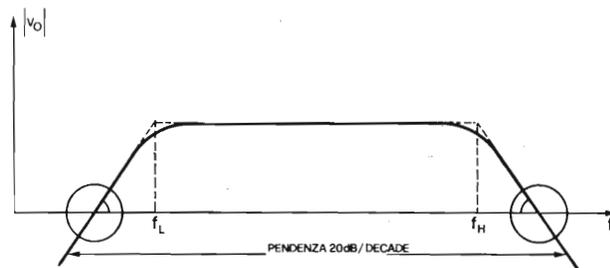


Fig. 6 - Risposta in frequenza di un trasformatore reale.

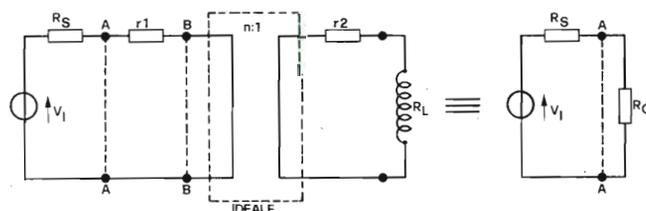


Fig. 7 - Circuito equivalente per l'esempio citato nel testo.

saranno comunque basse; in ogni caso paragonandole a R_L e R_s , non è difficile convincersi che $r_1 \ll R_s$ e $r_2 \ll R_L$, quindi potremo trascurarle.

In tal caso, volendo noi il massimo trasferimento di potenza, dovrà essere

$$n^2 = \frac{R_s}{R_L} = \frac{5 \text{ k}\Omega}{50 \Omega} = 100$$

Allora, dalle formule di f_L e f_H , avendo eliminato r_1 e r_2 per quanto detto prima, si ha

$$k^2 L_1 = \frac{[R_s \cdot R_L \cdot n^2]}{[2 \pi \cdot f_L \cdot (R_s + n^2 R_L)]} = \frac{5 \text{ k}\Omega \cdot 50 \Omega \cdot 100}{2 \pi \cdot 50 \text{ kHz} \cdot [5 \text{ k}\Omega + 100 \cdot 50 \Omega]} = 7,95 \text{ mH}$$

$$(1 - k^2) L_1 = \frac{R_s + n^2 R_L}{2 \pi f_H} = \frac{5 \text{ k}\Omega + 100 \cdot 50 \Omega}{2 \pi \cdot 5 \text{ MHz}} = 318 \mu\text{H}$$

e quindi, ponendo il risultato della prima nella seconda, si ottiene:

$$L_1 - k^2 L_1 = 318 \mu\text{H} \Rightarrow L_1 - 7,95 \text{ mH} = 318 \mu\text{H} \Rightarrow L_1 = 8,27 \text{ mH}$$

$$k^2 L_1 = 7,65 \text{ mH} \Rightarrow k^2 \cdot 8,27 \text{ mH} = 7,65 \text{ mH} \Rightarrow k =$$

$$= \sqrt{\frac{7,65 \text{ mH}}{8,27 \text{ mH}}} = 0,962$$

$$L_2 \text{ si racava dall'espressione } n = k \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} :$$

$$L_2 = \frac{k^2 L_1}{n^2} = \frac{0,962 \cdot 8,27 \text{ mH}}{100} = 80 \mu\text{H}$$

Riassumendo i risultati:

$$n = 10$$

$$k = 0,962$$

$$L_1 = 8,27 \text{ mH}$$

$$L_2 = 80 \mu\text{H}$$

b) Come secondo esempio, supponiamo ora di voler far vedere al nostro generatore, cioè ai terminali di ingresso del trasformatore, la resistenza trasformata dal carico R_L uguale a R_s .

Potrebbe essere questo il caso in cui si vuole adattamento perfetto tra generatore e carico, ad esempio se stessimo usando le frequenze più alte, vicino alle microonde, per non avere onde stazionarie nei cavi di collegamento tra generatore e trasformatore. Supponiamo che i dati del nostro problema siano i seguenti: conosciamo $L_1 = 1 \text{ H}$, abbiamo calcolato $r_1 = 100 \Omega$ e $r_2 = 0,5 \Omega$ rispettivamente, $k = 0,98$, mentre il carico sia $R_L = 8 \Omega$, e la resistenza equivalente al generatore, $R_s = 3200 \Omega$.

Vogliamo sapere L_2 , n , f_L e f_H . Soluzione:

Tenendo presente la figura 4, le richieste del problema sono equivalenti a dire che deve aversi come circuito equivalente finale quello di figura 7 ove con R_c si è indicata la resistenza R_L trasformata, cioè $R_c = R_s = 3200 \Omega$.

Notiamo che è possibile trasformare il circuito equivalente di figura 7, a destra, in quello di figura 8 nella quale è posta in evidenza r_1 e, al fine di vedere a destra della soluzione A-A una resistenza sempre pari a R_c , occorre porre la resistenza a destra di B-B pari a $(R_c - r_1)$, cioè il trasformatore ideale deve trasformare $(R_L + r_2)$ in $(R_c - r_1)$, ossia $8,5 \Omega$ in 3100Ω . Allora:

$$n = \sqrt{\frac{(R_c - r_1)}{(R_L + r_2)}} = \sqrt{\frac{3100 \Omega}{8,5 \Omega}} = 19,1$$

$$\text{da } n = k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \Rightarrow L_2 = \frac{k^2}{n^2} L_1 = \frac{(0,98)^2 \cdot 1 \text{ H}}{(19,1)^2} = 2,63 \text{ mH}$$

In questo caso

$$R_s + r_1 = 3300 \Omega \text{ e } n^2 \cdot (R_L + r_2) = 3100 \Omega, \text{ cioè}$$

$$R_s + r_1 \approx n^2 (R_L + r_2),$$

quindi le formule per f_L e f_H valgono, e si trova:

$$f_L = 265 \text{ Hz}$$

$$f_H = 25.725 \text{ Hz}$$

Si tratta evidentemente di un trasformatore per bassa frequenza, lo potevamo intuire anche dal valore elevato di $L_1 = 1 \text{ H}$.

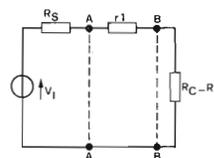


Fig. 8 - Altro circuito equivalente relativo all'esempio sviluppato nel testo.

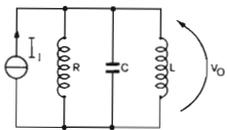


Fig. 9 - Circuito risonante LC con resistenza in parallelo.

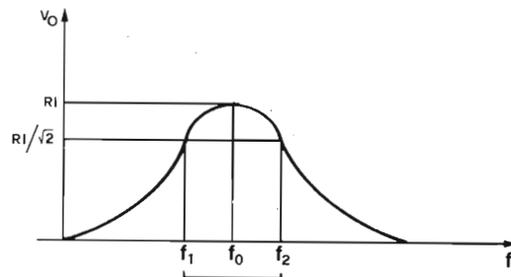


Fig. 10 - Andamento della tensione d'uscita del circuito di figura 9 al variare della frequenza.

Circuito RLC parallelo

Lo schema elettrico di tale circuito è rappresentato in figura 9 ove son messi in evidenza il generatore di corrente sinusoidale, la capacità, l'induttanza e la resistenza complessiva, equivalente del generatore di corrente ed altre eventuali resistenze in parallelo al circuito. Definiamo i seguenti termini:

$$Q_T = \frac{R}{2 \pi f_o L} = 2 \pi f_o RC = \frac{f_o}{BW},$$

con BW = larghezza di banda a - 3 dB

$$f_o = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

Come noto, l'andamento della tensione di uscita $|V_o|$ al variare della frequenza della corrente I_i del generatore è quello di figura 10, ove si è indicato con $BW = (f_2 - f_1)$ la larghezza di banda (a - 3 dB) del circuito risonante. * Esiste una relazione che lega f_o, f_1, f_2 :

$$f_o = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$$

Alla frequenza di risonanza f_o , il circuito si presenta come una pura resistenza di valore R. A frequenze inferiori si fa sentire l'influenza di L che cortocircuita il segnale; a frequenze superiori è C che si comporta in modo analogo. E' chiaro quindi che convenga utilizzare questo circuito con un Q_T sufficientemente elevato, cioè con banda stretta, tutte le volte che interessi attenuare notevolmente le frequenze al di sopra o al di sotto di f_o (armoniche di oscillatori, frequenze fondamentali e armoniche in uno stadio moltiplicatore), mentre nel caso che in ingresso vi sia un segnale avente una certa banda (segnali modulati in ampiezza, SSB, in frequenza ecc.), occorrerà scegliere per Q_T un valore minore di $Q_{TM} = \frac{BW}{f_o}$ al fine di

non attenuare le frequenze utili che cadrebbero altrimenti al di sopra e al di sotto di f_2 e f_1 .

Circuito risonante parallelo LC con perdite in serie

Lo schema equivalente in questo caso è quello di figura 11, per perdite in serie a L, mentre di figura 12 se in serie a C. Definiamo ora:

$$Q_L = \frac{2 \pi f_o L}{r_1}$$

$$Q_C = \frac{1}{2 \pi f_o C r_2}$$

E' possibile dimostrare che se $Q_L > 10$ e $Q_C > 10$ si possono trasformare, al fine di compiere calcoli in maniera più semplice, gli schemi di fig. 11, fig. 12 rispettivamente in figura 13 e figura 14, ove con R_{eq} si è indicata la resistenza equivalente parallelo, della r serie. R_{eq} vale in questo caso:

$$R_{eqL} = Q_L^2 \cdot r_1 \quad ; \quad R_{eqC} = Q_C^2 \cdot r_2$$

Se, sia L che C, presentano una resistenza di perdita in

* (Ricordiamo che f_1 e f_2 sono le frequenze alle quali V_o è pari a $1/\sqrt{2}$ volte la V_o a f_o).

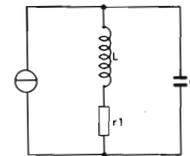


Fig. 11 - Circuito risonante con perdite nella bobina dell'induttore.

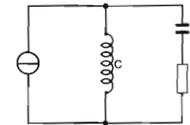


Fig. 12 - Circuito risonante con perdite nella capacità.

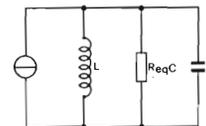


Fig. 13 - Schema equivalente del circuito di figura 11 con $Q_L > 10$.

serie, e si ha che Q_L e Q_C sono entrambi maggiori di 10, tutto funziona come se vi fossero una R_{eqL} e una R_{eqC} in parallelo.

a) Per mostrare una applicazione di questi concetti, supponiamo di voler determinare i valori di r_1, L, C per un circuito del tipo di figura 11, tale che alla risonanza $f_o = 16$ MHz presenti una resistenza di valore 1000 Ω , con una larghezza di banda $BW = 800$ kHz.

Soluzione:

In questo caso il Q_T del circuito equivalente del tipo di figura 13 vale:

$$Q_T = \frac{R_{eqL}}{2 \pi f_o L} = \frac{f_o}{BW} = \frac{16 \text{ MHz}}{800 \text{ kHz}} = 20$$

Poiché in questo caso l'unica resistenza nel circuito è quella in serie a L, si ha che $Q_L = Q_T$ e quindi volendo una $R_{eqL} = 1000 \Omega$, deve essere:

$$R_{eqL} = Q_L^2 \cdot r_1 = 1000 \Omega \Rightarrow r_1 = \frac{1000 \Omega}{Q_L^2} = \frac{1000 \Omega}{(20)^2} = 2,5 \Omega, \text{ inoltre,}$$

$$BW = \frac{f_o}{Q_L} = \frac{r_1}{2 \pi L} \Rightarrow L = \frac{r_1}{2 \pi BW} = \frac{2,5}{2 \pi \cdot 800 \text{ kHz}} \approx 500 \text{ nH}$$

Ora, calcolando C, per avere la risonanza a 16 MHz,

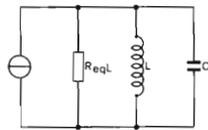


Fig. 14 - Schema equivalente del circuito di figura 12 con $Q_L > 10$.

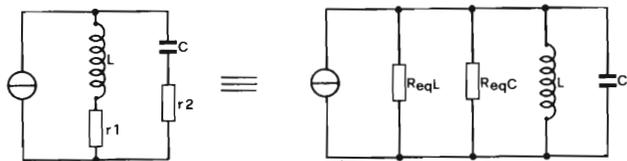


Fig. 15 - Circuito con perdite sia nell'induttore che nel capacitore.

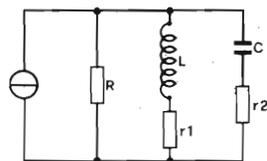


Fig. 16 - Circuito relativo all'esempio sviluppato nel testo.

$$C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \cdot L} = \frac{1}{(2\pi \cdot 16 \text{ MHz})^2 \cdot 500 \text{ nH}} \approx 200 \text{ pF}$$

b) Consideriamo un circuito come in figura 16, con in parallelo al generatore un ulteriore resistore $R = 2 \text{ k}\Omega$, sia inoltre $L = 10 \mu\text{H}$, $r_1 = r_2 = 2,5 \Omega$, $C = 1000 \text{ pF}$. Vogliamo determinare f_0 , BW e Q_T .

Soluzione:

In questo caso abbiamo:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \approx 1,6 \text{ MHz}$$

$$Q_C = \frac{1}{2\pi f_0 \cdot C \cdot r_2} = 40$$

$$Q_L = \frac{1}{2 f_0 L r_1} = 40$$

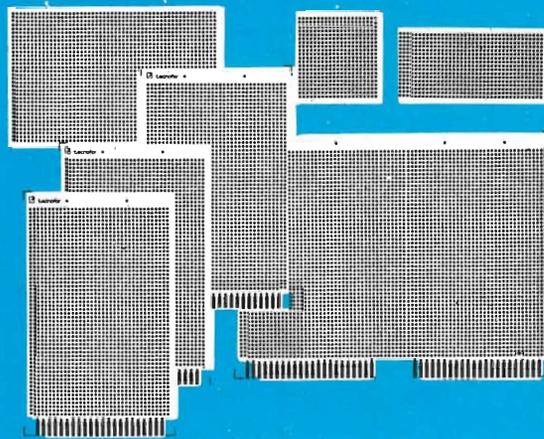
Poiché sia Q_C che Q_L sono maggiori di 10, possiamo applicare la trasformazione di figura 15 ottenendo:

$$R_{eqL} = R_{eqC} = Q^2_L \cdot r_1 = 40^2 \cdot 2,5 \Omega = 4 \text{ k}\Omega$$

Calcoliamo la resistenza totale parallelo

$$R_{tot} = R \parallel R_{eqL} \parallel R_{eqC} = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{eqL}} + \frac{1}{R_{eqC}}} = 1 \text{ k}\Omega$$

offerta lancio vendita per corrispondenza



tecnofor s.r.l.

27046 S. GIULETTA, FRAZ. MANZO (PAVIA) - Via Emilia, 9 - tel. (0383) 89292

PIASTRE A FORATURA MODULARE PER PROVE DI LABORATORIO

N.	modulari ps 254 d. mm 100x160 con connettore dorato	cad. L. 3.876
N.	modulari ps 254 da mm 100x160 con connettore stagnato	cad. L. 3.306
N.	modulari ps 254 ds mm 100x160 con connettore solo rame	cad. L. 2.736
N.	modulari ps 254 da mm 233,4x160 con connettore dorato	cad. L. 8.208
N.	modulari ps 254 da mm 233,4x160 con connettore stagnato	cad. L. 6.498
N.	modulari ps 254 da mm 233,4x160 con connettore solo rame	cad. L. 5.928
N.	modulari ps 254 da mm 70x100	cad. L. 1.140
N.	modulari ps 254 da mm 100x120	cad. L. 2.394
N.	modulari ps 254 da mm 100x220	cad. L. 4.332
N.	modulari ps 254 da mm 120x250	cad. L. 5.016
N.	modulari ps 254 da mm 160x300	cad. L. 12.220
N.	modulari ps 254 da mm 160x380	cad. L. 14.250
N.	modulari ps 254 da mm 100x150	cad. L. 2.780

Tutti gli articoli sopra descritti vengono forniti su materiale di vetro epossidico tipo G 10, oppure FR4 autoestinguente, spessore mm. 1,58, con foratura diam. 1,05 a passo 2,54, con piazzuole di saldatura rotonde del diam. di mm. 2,05 e con connettore a 22 poli. Spedizione del materiale ordinato entro 10 g. dalla data del ricevimento dell'ordine con precedenza agli ordini eseguiti con pagamento anticipato.

A richiesta per quantitativi minimi di pezzi 100 si eseguono disegni e misure particolari. Prezzi da concordare; esecuzione entro 20 g. dall'approvazione dell'ordine.

ORDINE MINIMO L. 20.000

- PAGAMENTO ANTICIPATO SCONTO 3% + 1 modulare cm 7x10.
- Per ordini superiori a L. 45.000 ed effettuati con pagamento anticipato sconto 3% + N. 1 scheda europa 10x16 + N. 2 modulari da cm 7x10 in omaggio.
- Per ordini superiori a L. 80.000 ed effettuati con pagamento anticipato, sconto 3% più N. 2 schede europa 10x16 + 5 modulari 7x10.

L'ordine è valido solo se convalidato da Firma e dal N. di Codice fiscale o da Partita IVA

tecnofor s.r.l.

27046 S. GIULETTA, FRAZ. MANZO (PAVIA) - Via Emilia, 9 - tel. (0383) 89292

Foratura piastre per circuiti stampati per conto terzi - Preparazione programmi per foratura a.c.n.

TABELLA 1		n	f ₀	Q _T	Q _E
		$\frac{C_1}{C_1 + C_2}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$\frac{2\pi f_0 CR}{n^2}$	$2\pi f_0 (C_1 + C_2) R$
		$\frac{L_2}{L_1 + L_2}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$\frac{2\pi f_0 CR}{n^2}$	$\frac{(L_1 + L_2) R}{2\pi f_0 L_1 L_2}$
		$\frac{M}{L_1}$ $M = k\sqrt{L_1 L_2}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}}$	$\frac{2\pi f_0 CR}{n^2}$	$\frac{R}{2\pi f_0 L_2 (1 - k^2)}$
		$\frac{M}{L_1}$ $M = k\sqrt{L_1 L_2}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}}$	$\frac{2\pi f_0 CR}{n^2}$	$\frac{R}{2\pi f_0 L_2 (1 - k^2)}$

Tabella 1 - Circuiti risonanti in parallelo con partitore induttivo o capacitivo.

(|| significa «in parallelo»)

R_{tot} si ottiene più facilmente notando che vi sono due resistenze in parallelo di 4 kΩ che danno complessivamente 2 kΩ, e questa, a sua volta in parallelo con la R = 2 kΩ, dà una resistenza totale in parallelo di 1 kΩ. Infine:

$$Q_T = 2\pi f_0 C R_{tot} = 10$$

$$f_0$$

$$BW = \frac{1}{Q_T} \approx 160 \text{ kHz}$$

Circuito risonante parallelo con partitore induttivo o capacitivo

Questi circuiti si semplificano in un modo simile a quanto visto nel precedente paragrafo. Poiché non vi è gran che di nuovo o di diverso da notare in proposito, riportiamo di seguito gli schemi dei circuiti reali e dei loro circuiti equivalenti con le condizioni che devono essere rispettate affinché questi ultimi valgano (Tabella 1).

La differenza tra i circuiti di Tabella 1/b e 1/c è che, nel primo, le due induttanze L₁ e L₂ non sono accoppiate

magneticamente, cioè sono fisicamente separate, mentre nel secondo caso sono accoppiate, possono cioè essere avvolte, ad esempio, sullo stesso nucleo, come nel caso di un trasformatore,

Conclusione

Abbiamo in quest'articolo analizzato alcuni tra i più usati circuiti di accoppiamento tra stadi a RF; quello a trasformatore, per banda larga e a circuito risonante, per banda stretta. Abbiamo inoltre fornito degli utili circuiti equivalenti nel caso di circuiti risonanti con partitori induttivi o capacitivi assai usati nella pratica. Tutti i circuiti equivalenti presentati trovano largo uso nell'analisi e nella progettazione di qualunque circuito lavorante ad alte frequenze. Si ritiene così di avere fornito un utile strumento di lavoro agli appassionati delle RF che non si sono lasciati spaventare eccessivamente dalle formule matematiche presentate: si è cercato di semplificare al massimo ogni espressione, compatibilmente con la complessità dell'argomento trattato.

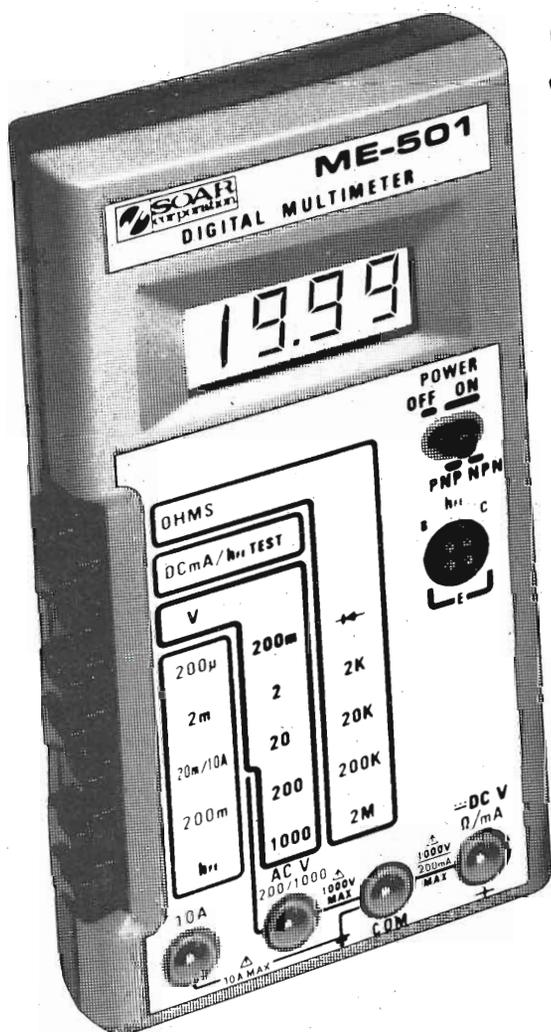
BERKEINST
the steel mark

BERKEINST
the steel mark

BERKEINST
the steel mark

MULTIMETRI DIGITALI SOAR

NEW



Multimetro Digitale «SOAR» ME 501 TS/2123-00

- Tecnica MOS/LSI
 - Grande precisione
 - 3,½ digit - Display a cristalli liquidi LCD
 - Alta protezione ai fuori scala
 - Provatransistori
 - Indicazione massima: 1999 o -1999
- Specifiche Tecniche

Portate	Tensione c.c. Tensione c.a. Correnti c.c. Resistenze	200 mV - 2-20-200-600 V 200 V - 1000 V 200 µA - 2-20-200 mA - 10 A 2-20-200 kΩ - 2 MΩ
Precisione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Resistenze	± 0,8% Fondo scala ± 1,2% Fondo scala ± 1,2% Fondo scala ± 1% Fondo scala
Risoluzione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Resistenze	100 µV - 1-10-100 mV - 1 V 100 mV - 1 V 100 µA - 1 µA - 10 µA - 100 µA - 10 A 1Ω - 10Ω - 100Ω - 1 kΩ
Impedenza d'ingresso		10 MΩ
Alimentazione		9 V con pile o alimentatore esterno
Dimensioni		171 x 90 x 30,5

Multimetro Digitale «SOAR» ME 502 TS/2124-00

- Tecnica MOS/LSI
 - Grande precisione
 - 3,½ digit - Display LED a basso consumo
 - Alta protezione ai fuori scala
 - Provatransistor
 - Commutazioni a slitta
 - Indicazione massima: 1999 o -1999
- Specifiche Tecniche

Portate	Tensione c.c. Tensione c.a. Correnti c.c. Resistenze	200 mV - 2-20-200-600 V 200 V - 1000 V 200 µA - 2 mA - 200 mA - 10 A 2-20-200 kΩ - 2 MΩ
Precisione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Resistenze	± 0,8% Fondo scala ± 1,2% Fondo scala ± 1,2% Fondo scala ± 1% Fondo scala
Risoluzione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Resistenze	100 µV - 1-10-100 mV - 1 V 100 mV - 1 V 100 µA - 1 µA - 10 µA - 100 µA - 10 mA 1Ω - 10Ω - 100Ω - 1 kΩ
Impedenza d'ingresso		10 MΩ
Alimentazione		9 V con pile o alimentatore esterno
Dimensioni		171 x 90 x 30,5



SPECIALISTS IN TESTING AND MEASURING INSTRUMENTATION

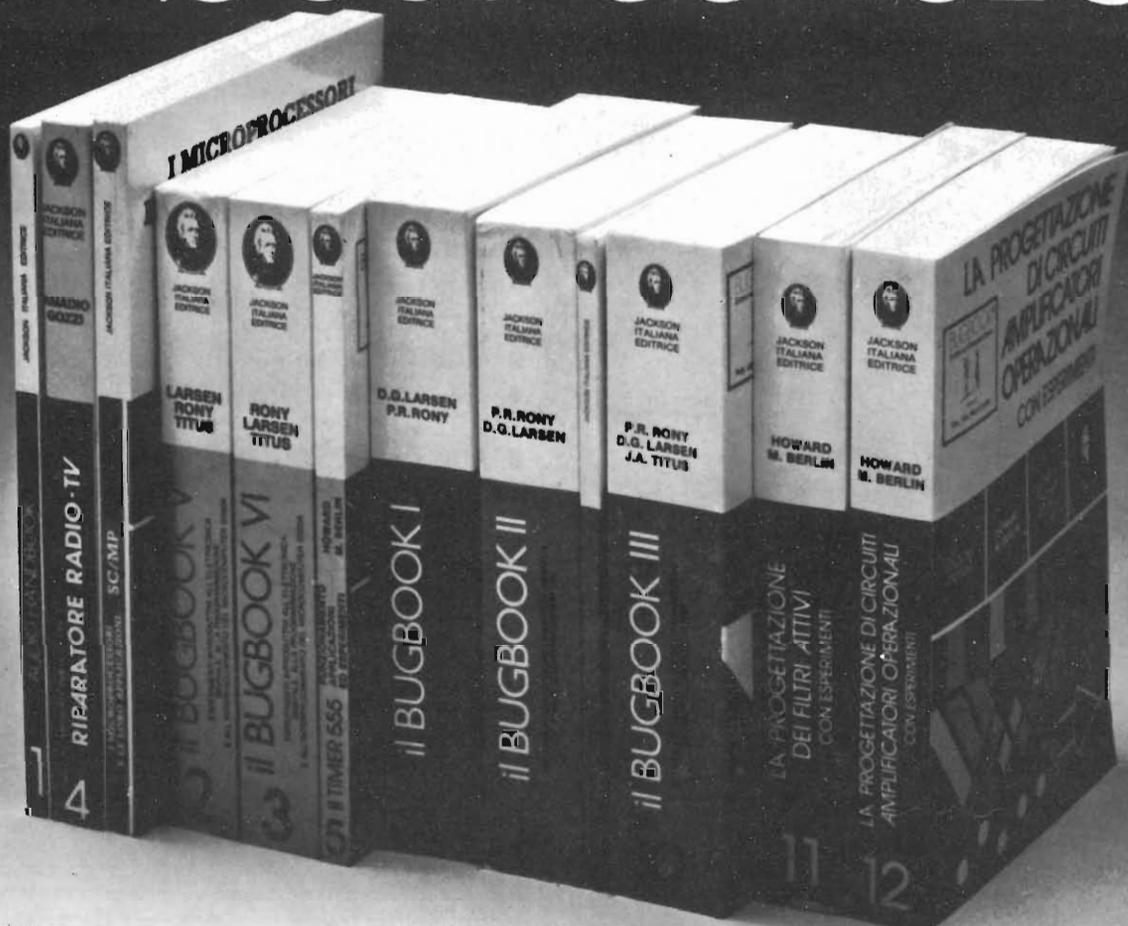


SOAR ELECTRONICS CORP. U.S.A. New York

DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA

G.B.C.
italiana

i "best-sellers"



AUDIO HANDBOOK

Un manuale di progettazione audio con discussioni particolareggiate e progetti completi.

L. 9.500 (Abb. L. 8.550)

MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO-TV

Un autentico strumento di lavoro. Fra i numerosi argomenti trattati figurano: il laboratorio. Il servizio a domicilio. Antenne singole e centralizzate. Riparazione dei TV b/n e colore. Il ricevitore AM FM. Apparecchi e BF e CB. Strumentazione. Elenco ditte di radiotecnica, ecc.

L. 18.500 (Abb. L. 16.650)

SC/MP

Questo testo sul microprocessore SC/MP è corredato da una serie di esempi di applicazione e di programmi di utilità generale, tali da permettere al lettore una immediata verifica dei concetti teorici esposti e un'immediata sperimentazione anche a livello di realizzazione progettuale.

L. 9.500 (Abb. L. 8.550)

IL BUGBOOK V E IL BUGBOOK VI

Esperimenti introduttivi all'elettronica digitale, alla programmazione ed all'interfacciamento del microprocessore 8080A. I Bugbook V e VI costituiscono i primi veri testi organici a livello universitario sui microprocessori, con taglio nettamente sperimentale. Questi testi, oltre al Virginia Polytechnic Institute, sono utilizzati in corsi aziendali,

in seminari di aggiornamento tecnico e in scuole di tutto il mondo.

L. 19.000 ogni volume (Abb. L. 17.100)

IL TIMER 555

Il 555 è un temporizzatore dai mille usi. Il libro descrive circa 100 circuiti utilizzanti questo dispositivo e numerosi esperimenti.

L. 8.600 (Abb. L. 7.750)

IL BUGBOOK I E IL BUGBOOK II

Strumenti di studio per i neofiti e di aggiornamento professionale per chi già vive l'elettronica "tradizionale", questi due libri complementari presentano esperimenti sui circuiti logici e di memoria, utilizzanti circuiti integrati TTL. La teoria è subito collegata alla sperimentazione pratica, secondo il principio per cui si può veramente imparare solo quello che si sperimenta in prima persona.

L. 18.000 ogni volume (Abb. L. 16.200)

IL BUGBOOK II/A

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)

IL BUGBOOK III

Questo libro fornisce una parola definitiva sull'argomento "8080A" divenuto ormai un classico nella letteratura

tecnica sui microprocessori. Da ogni parte, sia da istituti di formazione che da varie case costruttrici, sono stati pubblicati manuali e libri di testo, ma nessuno raggiunge la completezza di questo Bugbook e, soprattutto, nessuno presenta l'oggetto "8080A" in un modo così didattico e sperimentale.

L. 19.000 (Abb. L. 17.100)

LA PROGETTAZIONE DEI FILTRI ATTIVI CON ESPERIMENTI

Tratta un argomento di notevole attualità, rendendolo piano e comprensibile a tutti. Le riviste di settore dedicano ampio spazio a questo aspetto dell'elettronica da oltre tre anni. Questo libro raccoglie tutto quanto è necessario sapere sui filtri attivi aggiungendovi numerosi esempi pratici ed esperimenti.

L. 15.000 (Abb. L. 13.500)

LA PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI CON ESPERIMENTI

Gli amplificatori operazionali, in gergo chiamati OP-AMP, sono ormai diffusissimi in elettronica. Il libro ne spiega il funzionamento illustra alcune applicazioni pratiche e fornisce numerosi esperimenti. Le persone interessate all'argomento sono moltissime: dal tecnico esperto al semplice hobbista. Si tratta del miglior libro pubblicato nella materia specifica.

L. 15.000 (Abb. L. 13.500)

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA Da inviare a Jackson Italiana Editrice srl - Piazzale Massari, 22 - 20125 Milano.

Inviatemi i seguenti volumi pagherò al postino l'importo indicato più le spese di spedizione.

Nome _____

Cognome _____

Via _____ N. _____

Città _____ Cap _____

Codice Fiscale _____

Data _____ Firma _____

Pagamento anticipato senza spese di spedizione.

		SCONTO 10% AGLI ABBONATI
N. — Audio Handbook	L. 9.500 (Abb. L. 8.550)
N. — Manuale del Riparatore Radio-TV	L. 18.500 (Abb. L. 16.650)
N. — SC/MP	L. 9.500 (Abb. L. 8.550)
N. — Bugbook V	L. 19.000 (Abb. L. 17.100)
N. — Bugbook VI	L. 19.000 (Abb. L. 17.100)
N. — Timer 555	L. 8.600 (Abb. L. 7.750)
N. — Bugbook I	L. 18.000 (Abb. L. 16.200)
N. — Bugbook II	L. 18.000 (Abb. L. 16.200)
N. — Bugbook II/A	L. 4.500 (Abb. L. 4.050)
N. — Bugbook III	L. 19.000 (Abb. L. 17.100)
N. — La Progettazione dei Filtri Attivi	L. 15.000 (Abb. L. 13.500)
N. — La Progettazione degli Amp. Op.	L. 15.000 (Abb. L. 13.500)



di Paolo Bozzola
terza parte

La musica elettronica

Un discorso sugli Standard: norme di progettazione, setup, ottimizzazione dei parametri di un sistema di sintesi del suono.

Lo scorso numero abbiamo preso in esame il problema della scelta della configurazione «fisica» esterna del nostro sistema. Abbiamo fissato degli standard descrivendo il contenitore 1 (25x50) e quello per la tastiera.

Abbiamo inoltre stilato delle regole per l'organizzazione dei collegamenti-base nel nostro sistema.

Se così, dunque, è stato fatto, voi adesso potrete benissimo disporre di due o quattro contenitori 25x50 e, appunto, del contenitore della tastiera. Si tratta, ora, di decidere che cosa, in realtà, inserire nel sistema di sintesi.

Le due scelte basilari

Immaginiamo di avere i vari circuiti stampati costituenti le sezioni del nostro sintetizzatore: VCO, VCF, VCA, ADSR, etc. Fisicamente, dovremo operare dei collegamenti, montarli sul pannello etc. Questo ci impone, come ovvio, una scelta di base su come organizzare la struttura del nostro sintetizzatore.

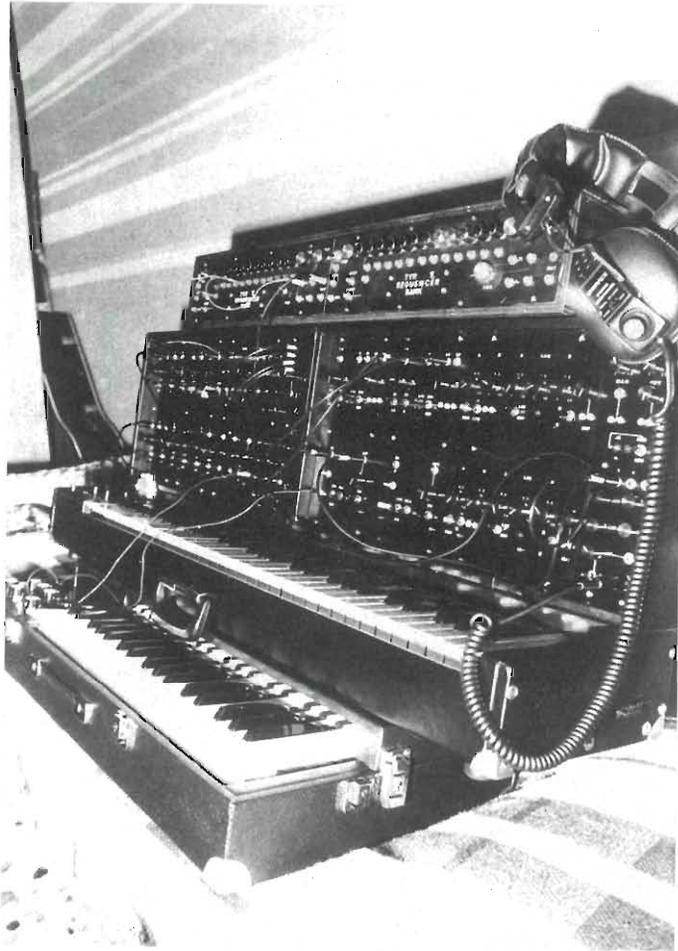
Come molti di voi già sapranno, due soli sono i modi possibili di gestire un sistema: MODULARE o PRECABLATO.

Per intenderci, un sint strettamente modulare (ed anche molto molto bello!) è il Serge Modular Music (prod. Serge Tcherepnin, Los Angeles, CA) oppure il Polifusion o il PAIA 87XX series.

Modelli, invece, precablati completamente, sono per esempio l'ARP Odissey MKII, il centenario ma ancor decente Minimoog D della R.A. Moog, i vari DS della Crumar, alcuni Yamaha e Roland e chi più ne ha più ne metta!

In un sistema modulare, lo sapete bene, potete realizzare qualcosa (in altri termini «sentire» un suono — o rumore! — dall'ampli) solamente se create un corretto «Patch», ovvero sia un «Incavettamento».

Ovviamente le possibilità di realizzare «figure» diverse diventano enormemente ampie con una struttura pret-



tamente modulare, in quanto le combinazioni sono virtualmente infinite: basti, per capirlo, rivedere l'introduzione e le varie tavole che ho scritto per Selezione due numeri fa.

Se avete sottomano, invece, una struttura precablata, voi potrete sfruttare soltanto dei collegamenti razionalmente predisposti in precedenza, di solito studiati in modo da offrire a chi usa lo strumento un buon numero di possibilità di scelta, realizzando però sempre le varie «figure» semplicemente predisponendo interruttori, deviatori o commutatori sulle varie vie — o «bus» — che interessano i segnali audio e di controllo.

A chi consigliare una o l'altra struttura?

Giustamente pare ovvio che una struttura modulare non garantisce enorme successo in prestazioni «live», ove l'esecutore deve affrontare figure diverse in tempi brevissimi: ed in tal caso mettersi a togliere ed inserire cavetti è ...un guaio.

Del resto, anche l'uso d'una struttura precablata, se facile dopo i primi momenti, pone problemi più che altro dovuti alla limitazione delle combinazioni che il musicista, dopo un po' che usa il sint, scopre senz'altro.

Ma queste sono cose già più che note.

Quello che vorrei invece rimarcare, è la possibilità di estendere ad una struttura i pregi (cercando, ovviamente, di eliminare il più possibile i difetti!) dell'altra.

A tale scopo, dunque, si creano degli «ibridi», cioè strutture precablate (che dunque producono in uscita un suono senza dovere usare cavetti, ma solo inserendo o meno dei commutatori) ma con la possibilità di «entrare» nel patch precablato dall'esterno.

A tale scopo si usa una tecnica quale quella descritta nella figura 1.

La regola, dunque, è: «Tutto ciò che prelevo da un bus, lo porto all'esterno della struttura bufferizzando per non caricare il bus; se invece voglio entrare nel bus dall'esterno, devo curare che, facendo ciò, il bus si interrompa ESATTAMENTE a monte del punto di inserzione. Questo evita corti etc. etc.».

Stabilito questo, avremo la possibilità di scegliere la maniera migliore per realizzare il nostro pre-patch interno alla struttura, decidendo per esempio di lasciare la struttura prettamente modulare per quanto riguarda il bus Audio e optando per l'ibridizzazione sul bus di Controllo; ad esempio, questa è stata la mia scelta nel mio sistema: se infatti è rognoso dovere sistemare il bus di controllo anche nei casi più semplici, l'operazione di incavettamento diviene senz'altro semplice se si tratta solo di stendere il patch audio.

Un'ibridizzazione dei due canali è senz'altro possibile, ma ragionevolmente comporta una maggiore complessità nello studio del suo layout, in quanto se è ben facile progettare un precablaggio interno del bus di controllo (in quanto ci sono delle rigide regole fisse), diventa molto arduo organizzare bene un pre-patch interno del canale audio, soprattutto usando la standardizzazione da me proposta sullo scorso numero per i contenitori: ad ogni mo-

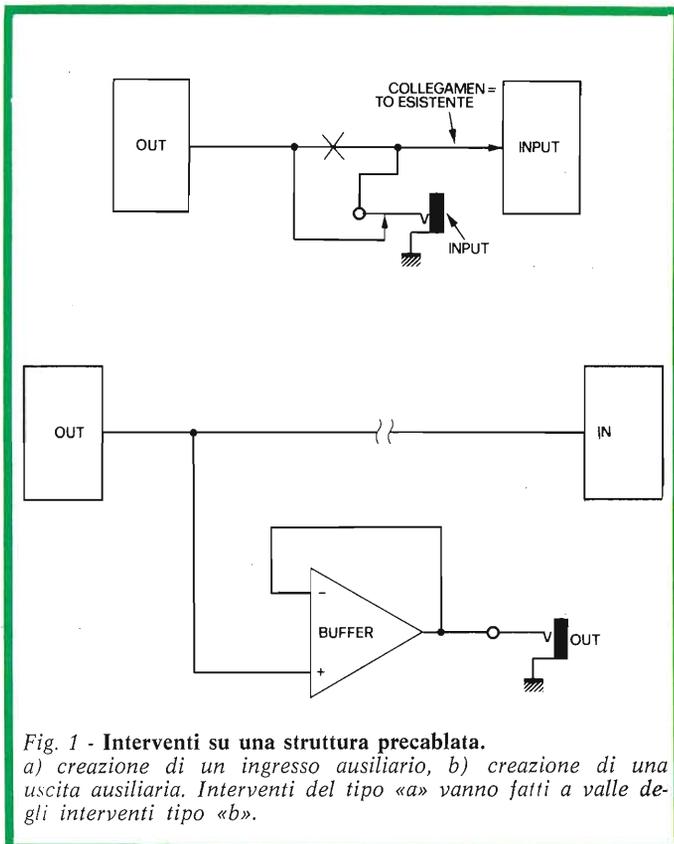


Fig. 1 - Interventi su una struttura precablata.
a) creazione di un ingresso ausiliario, b) creazione di una uscita ausiliaria. Interventi del tipo «a» vanno fatti a valle degli interventi tipo «b».

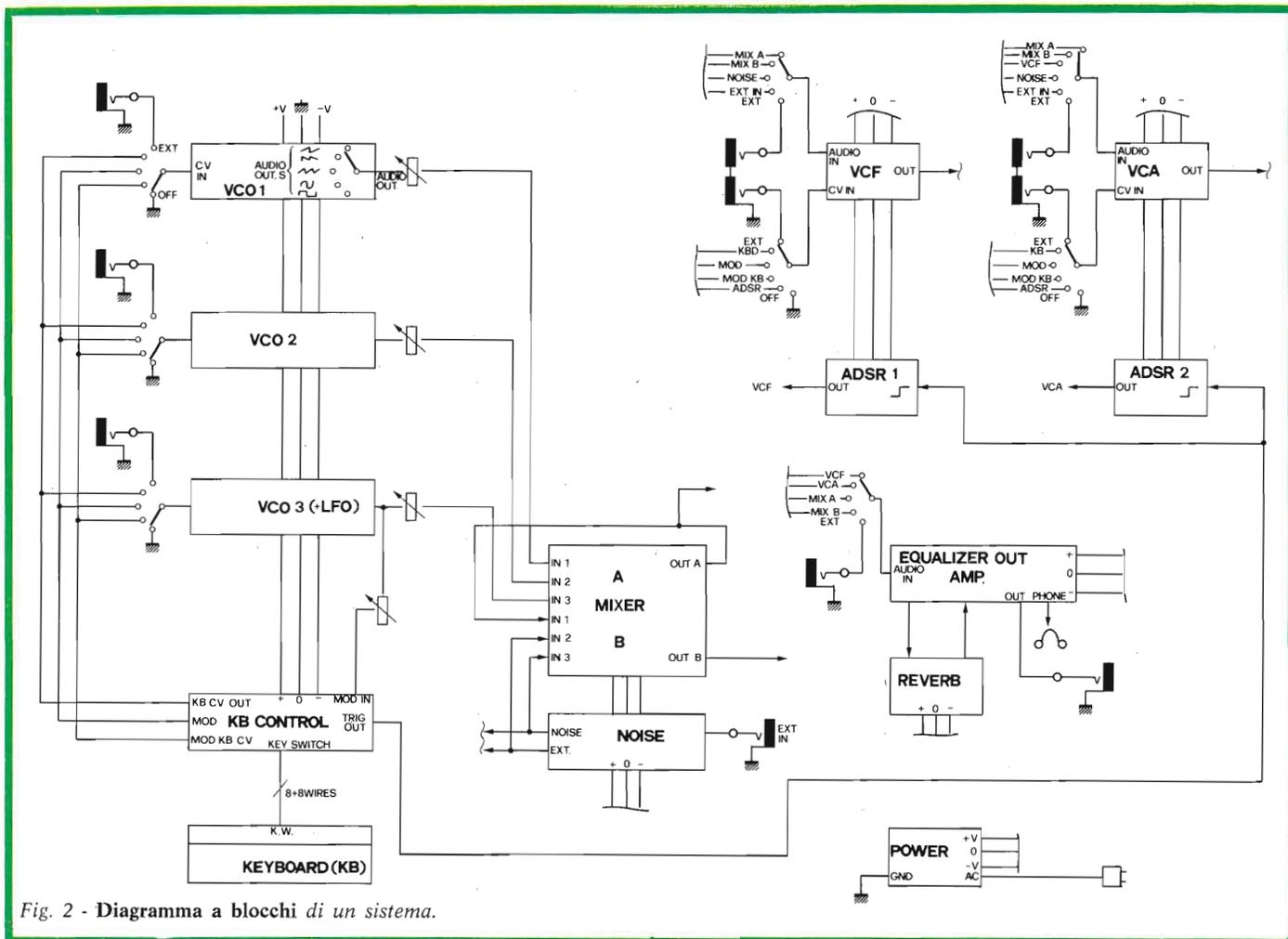


Fig. 2 - Diagramma a blocchi di un sistema.

do sarò a vostra disposizione, come sempre, per discutere ogni proposta.

Intanto, le figure 2 e 3 illustrano, con chiari esempi, quale può essere un ottimo layout per un sint precabato (ad un livello poco superiore del Mini-moog) e quale può essere una soluzione di ibridizzazione, adottata per una struttura modulare. Come mi è sembrato giusto, tale esempio l'ho preso dal layout del mio sistema personale.

Come note bibliografiche, mi permetto di apportare come esempio la struttura del Sint «Formant», di cui è disponibile peraltro la documentazione.

Tra i sistemi commerciali di marca, invece, un chiaro esempio di ibridizzazione viene dall'ARP 2600, che molti di voi conosceranno senz'altro, sint del resto oramai superato per livello tecnologico da molti progetti attuali.

Ancora: se mi riferisco alla introduzione di due numeri fa, e in particolare modo alla Tavola 3, ecco che traspare un ultimo modo di realizzare i collegamenti in una struttura: l'uso di una MATRICE AD INCROCI.

Queste ultime sono dei dispositivi che consistono di due strati di fili: uno disposto orizzontalmente e l'altro verticalmente. Sul pannello frontale ci sono dei fori in cui si possono inserire spinettine di corto, cioè appositi jack che altro non fanno se non cortocircuitare, nell'incrocio

ove sono inseriti, una colonna con la rispettiva riga. Se allora (vedasi sempre Tavola 3) tutte le colonne portano collegamenti di entrata e le righe quelli di uscita, sarà possibile, con la semplice inserzione di uno spinottino, collegare l'uscita di un modulo a monte qualsiasi con l'entrata di un qualsiasi modulo a valle nella catena di processo.

E questo dà la possibilità di realizzare patch complesse senza dovere tirare cavi! E' però un sistema molto costoso, in quanto tali matrici, che sono accessori per calcolatori elettronici analogici, costano una enormità (del resto ... si risparmia in prese e jack!), ovvero circa 85 mila lire quelle da 22x22 (484 crosses), e sulle 150.000 quelle 30x30 (900 crosses).

Comunque, per vostro gaudio, oltre a dirvi di vedere la famosa tabella 3, eccovi qui, in figura 4, a mo' di esempio quella che è la disposizione dei collegamenti nei moduli del Sint 4600 ETI, con lo schema di cablaggio della matrice 22x22 che esso ospita. (Il modello 5600 ha una matrice da 900 incroci). Manco a dirsi, per tutti gli interessati, di questo e degli altri progetti è disponibile ogni particolare da parte mia. Contattatemi, come al solito, per ogni informazione in proposito.

Benissimo. Abbiamo preso in esame le strutture a noi disponibili, abbiamo preso in rassegna alcune possibilità

di avvicinarci al problema: beh, ragazzi, siamo solo all'inizio: abbiamo appena appena scalfito la superficie esterna dell'argomento! Infatti ora dovremmo esaminare più a fondo le varie strutture nel senso di «quello che effettivamente mettiamo dentro nei nostri famosi contenitori».

Ebbene, riaffermato ancora una volta il fatto che, scelta l'una o l'altra delle possibilità di realizzazione, né più né meno dovremo fare COLLEGAMENTI fra circuiti, vediamo di scegliere infine QUALI circuiti vanno bene al nostro caso.

La scelta dei «Moduli»

Avete visto che ho messo il nome «moduli» appunto fra virgolette, in quanto, ripeto ancora una volta, io per «modulo» intendo il circuito in se, senza peraltro implicare che esso entri in una struttura modulare ovvero non precablata. Beh, per non generare confusioni, dirò allora «quali circuiti usiamo».

E qui, cari signori, casca il cosiddetto asino perché ... il discorso inevitabilmente si mangia un po' la coda!

Questo accade in quanto noi dovremmo scegliere i circuiti in base al tipo di struttura che vogliamo realizzare, ma, ahimé, ci accorgiamo poi che non è assolutamente facile avere chiare le idee sulla struttura stessa (sia la disposizione, i layout dei collegamenti etc.) finché non si è fatta la scelta dei moduli stessi. E allora come la mettiamo? Il problema, dunque, verrà risolto in maniera euristica, cioè per successive approssimazioni fino all'ottenimento di un ottimo risultato finale, che però non è detto che sia l'ottimo assoluto.

Il primo passo di questa ottimizzazione delle nostre scelte è affidarsi a circuiti provati, che assolutamente non necessitano di modifiche, che funzionano appena «montati» e che, cosa enormemente importante, APPARTENGANO TUTTI ASSOLUTAMENTE ALLO STESSO «STANDARD». Siccome di standard abbiamo parlato e ancora parleremo, specifico che questa richiesta di normalizzazione è qui intesa IN TUTTI i sensi: quindi i no-

stri circuiti dovranno avere il più possibile dimensioni simili, ingombro etc., dovranno essere compatibili elettricamente (di standards relativi alle caratteristiche tecniche parleremo la prossima volta), dovranno avere un funzionamento semplice anche se complesso (sembra un controsenso ma non lo è).

Dunque, se il vostro futuro sint «prenderà» circuiti ed idee da uno stesso progetto, avrete semplificato molto le cose (per esempio realizzare strutture molto complesse basandosi sui moduli del 4600 o del 5600 è una ottima cosa) e potrete passare senza dubbio al «punto numero due» del problema: che cosa scegliere tra il materiale disponibile.

Qui, a dire il vero, non ci sono regole fisse.

E se Pinco vuole costruirsi un sint con 86 VCO, un VCF ed un VCA lo può fare benissimo, anche se... la cosa è singolare!

In genere, infatti, l'hobbista evoluto (ed anche il costruttore industriale smalzato) cerca sempre di orientarsi verso una struttura che dia ottime prestazioni avendo un po' di tutti i moduli esistenti, optando nella scelta di un circuito, qualora ve ne sia motivo, per i tipi più comuni e di uso più facile.

Da questo discorso ecco l'inserzione obbligatoria nella struttura di almeno tre VCO, di un mixer, di almeno un VCF (se multi-modale, sennò io consiglio sempre di avere il VCF a stato variabile — LP, HP, BP e Notch — e, assieme, il VCF auto-oscillante tipo Moog) e un VCA, e quindi di almeno due ADSR e un amplificatore per cuffia, se non esiste un modulo di uscita specifico (gli Output modules più sofisticati — come quello del 4600/5600 — hanno equalizzato, riverbero etc.).

Come vedete, non ci vuole molto a ritrovare, con poche modifiche non sostanziali, questo raggruppamento di moduli in sintetizzatori precablati quali Odissey ARP e Mini-moog D.

In effetti, la lista data sopra è proprio l'ideale per una struttura precablata, di uso lieve quasi esclusivamente, semplice e di rapidissimo «set-up».

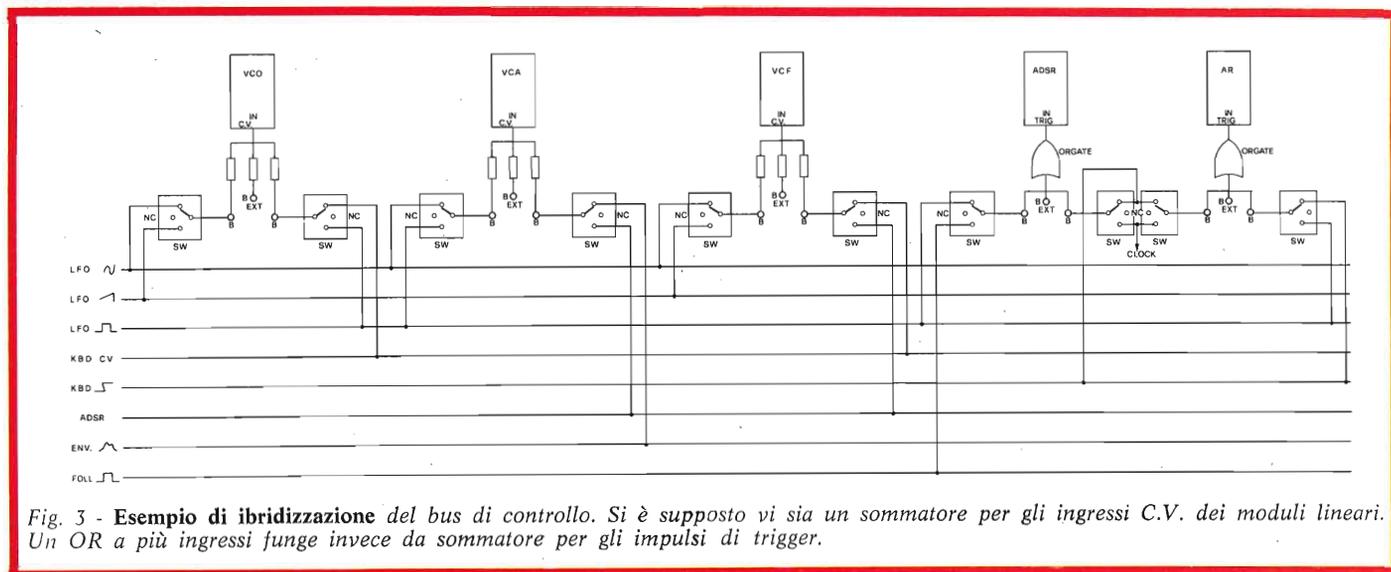


Fig. 3 - Esempio di ibridizzazione del bus di controllo. Si è supposto vi sia un sommatore per gli ingressi C.V. dei moduli lineari. Un OR a più ingressi funge invece da sommatore per gli impulsi di trigger.

E' però sbagliato relegare questo mucchietto di circuiti nell'angolino come «buono solo per cosettine semplici»: ottimo (per non dire eccezionale) standard di progetto, innanzitutto, infatti, se i circuiti sopraelencati hanno un voi avete già in mano un capitale, e quindi anche un ottimo punto di partenza: TUTTO STA, adesso, a decidere COME SI VUOLE UTILIZZARE IL MATERIALE A DISPOSIZIONE.

E qui, per dare un taglio al problema, una volta nella vostra vita dovrete pure decidere se volete o no precablare il tutto.

AVETE SCELTO LA STRUTTURA PRECABLATA: allora il set di moduli descritto sopra è l'optimum: per chiarezza, però, eccovi qui di seguito il set da me preferito in un sint precablato:

- 4 VCO con possibilità di LFO - VCF HB/BP/LP/NOTCH, 12 dB/ott.
- 1 VCF 24 dB/ott., autooscillante Moog Type - 2 VCA/Ringmodulator
- 2 Mixer mono 5 input, come minimo - 1 Noise generator - 1 External Input Processor - 2 ADSR - 1 AR - 1 Phone Amp.; ovviamente poi occorre una tastiera (tre ottave per un sistema portatile, sennò 4 o 5 a secondo dei gusti) ed un controller decente (meglio se digitale tipo 5600).

Se, guarda caso, date un'occhiatina alle fotografie di fronte del mio sistema, vi accorgete che l'elenco di moduli dato sopra sta perfettamente a suo agio nei due contenitori standard, anche se, a dire la verità, il mio sint è nato come modulatore ibridizzato nel bus di controllo, con la scelta minima ottimale per avere le possibilità di espandere la struttura senza dovere rimaneggiare alcunché. Se poi seguirete i prossimi articoli, troverete le foto dei nuovi contenitori standard, contenenti le file di moduli relativi alla espansione polifonica, ed allora vi renderete conto del successivo passo di sviluppo della struttura originaria.

VI BUTTATE SULLA STRUTTURA MODULARE? e allora le situazioni di set-up sono, in pratica, soltanto due.

La prima è quella che vi fa escludere, con assoluta certezza, un vostro più o meno futuro pensiero di introdurre la polifonia nel vostro sistema.

In tal caso la vostra preoccupazione maggiore, da un sistema che sicuramente rimarrà monofonico, sarà quella di ottenere il massimo delle prestazioni, in termini di versatilità dei circuiti che inserirete nella vostra struttura.

Il gioco, dunque, sarà questo: quando suonerete in tempo reale dovrete poter realizzare figure anche complesse ma a capo delle quali ci siano sempre dei VCO controllati da una tastiera.

Quando poi voleste realizzare figure automatiche o semi-automatiche, ecco che dovrete poter disporre di ulteriori e non meno importanti fonti di C.V. (control voltage).

E poiché tali fonti sono soltanto: 1) Sequencer 2) Frequency to Voltage Converter 3) Envelope follower 4) Vocoder, ecco che almeno un paio di questi circuiti do-



Particolare del VAB
teletude e MPU, inoltre
la scheda MPU-KIM-1 cuore
del sistema di sviluppo.

vrebbero essere inclusi nella vostra struttura che così sta crescendo.

Solitamente, per ragioni di costo, vengono scelti uno o due sequencer ed uno o due envelope follower-trigger; il convertitore frequenza-tensione e, non ne parliamo nemmeno, il vocoder (che, volendo, non sarebbe altro che un analizzatore di spettro multiplo le cui uscite sono CV per moduli a valle) sono ancora fuori dalla portata di strutture tradizionali. Solo ora, con la introduzione di sint per chitarra (ove il FTVC è il cuore), comincia ad entrare nell'uso comune questo modulo che, peraltro, rimane ultracostoso, e le versioni meno sofisticate (è bello il 360 System) costano pur sempre un minimo di 500 dollari.

Riassumendo, fornisco qui un elenco di circuiti che, secondo me, l'appassionato di sint non deve lasciarsi sfuggire se vuole appunto montare una struttura con le caratteristiche di completezza suddette:

- almeno 4 VCO (sega - quadra PWM - trian - sinus - trapez) — 2 o 4 VCA/Ringmodulator — 2 VCF BP/HP/LP/NOTCH a stato variabile — 2 VCF 24 dB/ott. LP auto-oscillating — 4 ADSR (di cui almeno due programmabili in slope e starting/ending point — due voltage processor — due AR — due preamplificatori a larga banda e basso rumore per strumenti esterni, uno dei quali con peak detector e trigger processor — due banchi di sequencer — un envelope follower — parecchi mixer mono — un mixer finale stereo con «pan» sui due canali — un reverbero — un eco digitale (ma che funzioni!) — un Voltage Controlled Phaser — due o tre Waveshaper — uno o due Noise Generator — un paio di Sample/Holder con clock (per generare gradini casuali di CV) — uno o due inverters (se non compresi nel voltage processor) — un paio di Voltage Controlled Low Frequency Oscillators (se i VCO non possono agire come tali; se invece lo possono fare, allora portare il loro numero almeno a 5) — un modulo tastiera con encoding/sampling digitale — alimentazione per tutto.

Dunque, è una marea di roba che riempie almeno quattro dei contenitori tipo «1».

Ed è anche una bella spesa se ci si orienta (come del resto io consiglio) su uno standard di progetto di qualità.

Beh, del resto sappiate che, in questa serie di articoli, io cercherò di mantenere un discorso di elevata qualità, in

quanto, per esperienza (mia e di moltissimi altri italiani), decidere di costruirsi una struttura «al risparmio» è sempre una stupidità: le caratteristiche peggiorano sensibilmente, la funzionalità deperisce e poi ci si accorge che si deve quasi buttare via tutto per sostituirlo con un qualcosa che funzioni meglio. Morale: se siete «a corto», partite con pochi moduli, ma ... buoni!

Come mi sembra ovvio, non mi metto qui a fare un disegno qualsivoglia progetto di come inserire i circuiti nominati sopra nei contenitori: sono infatti sicuro che, se lo facessi, troverei sempre almeno cento persone che possono contraddire quello che ho fatto! Pertanto, mi limito qui a suggerirvi dei consigli di disposizione che sono una buona cosa da adottare; poi, come sempre, la fantasia e l'ingegno di ciascuno potranno ideare altre soluzioni.

Dunque, dicevamo, avendo da disporre i nostri circuiti, posizioneremo i VCO tutti insieme, in modo da avere un vero e proprio «banco» di oscillatori, e magari, nello stesso contenitore, ci potranno stare anche dei mixer. Secondo contenitore: i moduli per il «processo» del segnale audio; e quindi ecco i VCF e i loro ADSR. Spazio libero rimanente (se c'è): si occupi con waveshaper, reverbero, phaser etc. Terzo contenitore: VCA e loro ADSR. Mixer di uscita, panning, etc. Quarto contenitore dedicato ai circuiti ausiliari: per, external input units, LFO, Voltage processor, Envelope follower, sequencer. Ed eccoci infine, con una struttura che assomiglia molto al Roland «grosso».

Se, poi, per ogni contenitore si avrà adottata una disposizione razionale dei collegamenti (vedi puntate precedenti), ed una sensata ideazione dei pannelli (se li autocostruite), vedrete che l'uso del vostro sistema sarà semplice ed efficace.

Naturalmente, io non ho qui accennato a come fare o non fare il cablaggio dei vari bus, in quanto mi sembra chiaro che le vostre possibilità di scelta, per una struttura modulare non precablata, si restringono alla implementazione di:

- a) una struttura esclusivamente modulare (ogni collegamento va fatto con cavetti).
- b) una struttura con parziale precablaggio nel bus di controllo (ibridizzazione).
- c) una struttura con inserita una matrice ad incroci.

Di tutto questo, mi sembra chiaramente, è stato trattato nelle pagine precedenti.

Prima di passare all'esame del secondo «modus vivendi», voglio ricordarvi comunque che il capitolo non è per niente chiuso qui, ma il dialogo con voi continua tramite le vostre lettere o telefonate: tenetelo sempre presente!

Ed eccoci al secondo punto: imbastire una struttura modulare che possa essere agevolmente sfruttata per un uso polifonico/politonico totale.

In tale caso occorre avere ben presente lo «scopo» del nostro lavoro. Dunque, «polifonia» significa avere la possibilità di potere suonare più tasti contemporaneamente, potendo affidare a ciascuno di essi un ruolo completamen-

te indipendente da quello degli altri tasti. Cioè, polifonia e politonia. Per esempio, un comune organo elettronico, od una tastiera di archi, sono strumenti «polifonici», in quanto permettono la realizzazione di accordi, però essi rimangono monotonici, in quanto un solo registro alla volta, eguale per tutti i tasti, è permesso. O al massimo, la tastiera viene «fisicamente spezzata» in due parti, con un diverso registro per parte. Un Mini-moog, invece, strumento monofonico, è politonico in quanto, con continuità, permette diversissime colorazioni al timbro prodotto dal suo tasto premuto.

Allora ecco che uno strumento che accomuni entrambi i vantaggi deve in pratica nascere come una serie di sint tutti eguali fra di loro, ciascuno ovviamente «dedicato» ad un tasto della tastiera. Se, allo spreco, usando per esempio i nuovi integrati E-MU (VCO, ADSR, VCA, VCF), volessimo una tastiera di 61 tasti, sarebbero indispensabili 61 gruppi di tali integrati, ciascuno con i suoi controlli indipendenti.

Decisamente una cosa troppo complessa. Perfino il Polymoog, che in pratica adotta una soluzione del genere, è «limitato» nella parte di controllo, permettendo un numero abbastanza ridotto di selezioni, per evitare al musicista «live» di morire ad ogni cambiamento di figura.

Ma tali sistemi, seppure complessi, non permetteranno mai, ad esempio, l'esecuzione automatica di pezzi progettati «su carta e spartito» o suonati poco prima da tastiera e memorizzati.

Per fare ciò, ineluttabilmente, occorre il calcolatore. Ed ecco, in funzione dell'uso del microprocessore, l'evoluzione della nostra struttura che vede i suoi moduli, o circuiti che dir si voglia, raggruppati in una disposizione che io chiamo «a file» (rows). La figura 5 illustra chiaramente come si presenta.

Il concetto di fila, dunque, non è altro che quello di realizzare degli insiemi di circuiti, tutti vicini, che, già da soli, possano agire come sint monofonico. Essendo peraltro i vari circuiti montati in modo da formare un insieme modulare (senza alcun precablaggio interno), il funzionamento e la generazione delle varie figure avverrà esclusivamente tramite patch, dei quali le C.V. ed i vari triggers provengono dal contenitore riservato ai Multiplexers ed al Digital - to Analog Converter (DAC). Quest'ultimo insieme di moduli è parte fondamentale del sistema polifonico computerizzato, in quanto è a questo insieme di moduli che giungono i comandi di controllo forniti dal microprocessore, che a sua volta elabora i dati che gli giungono dal contenitore della tastiera dove un apposito encoder digitale provvede a riconoscere i tasti premuti dall'operatore.

Il sistema di sviluppo a base di Microprocessore consiste di un sistema molto evoluto, comprendente un monitor, un VAB (terminale video «video adaptor board») con formatting di 16 linee di 64 caratteri, 32 Kbyte di memoria RAM-EPROM, 1 Kbyte di memoria video, Compiler Assembler - Text Editor Hypermonitor, 6 Programmable Interval Timers, 6 Port-INPUT/OUTPUT con Handshake, File-Dump su nastro (600 Baud/rate) una teletype ASCII.

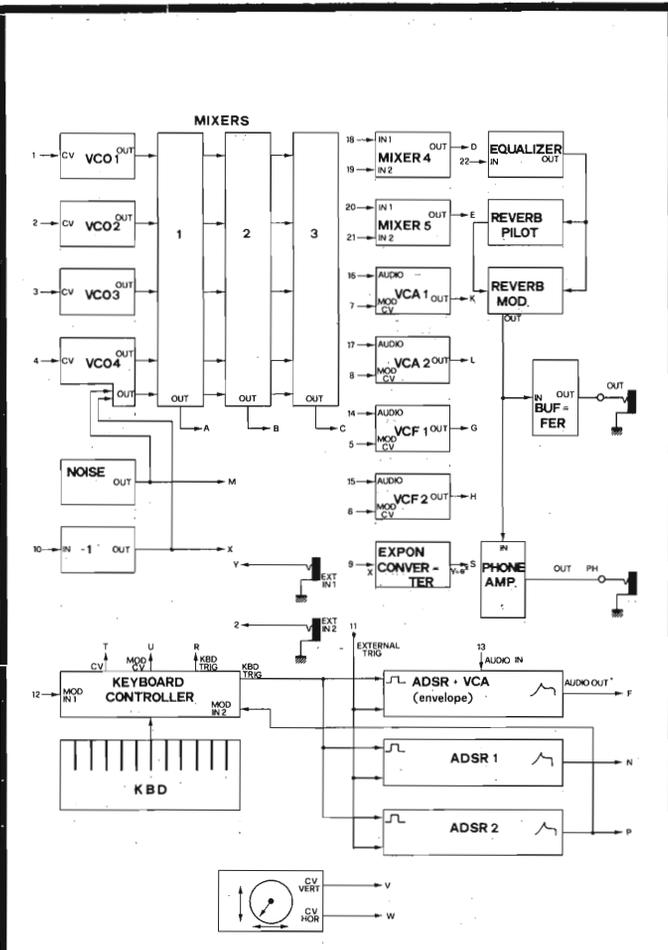


Fig. 4 - a) sistema 4600: layout dei moduli.

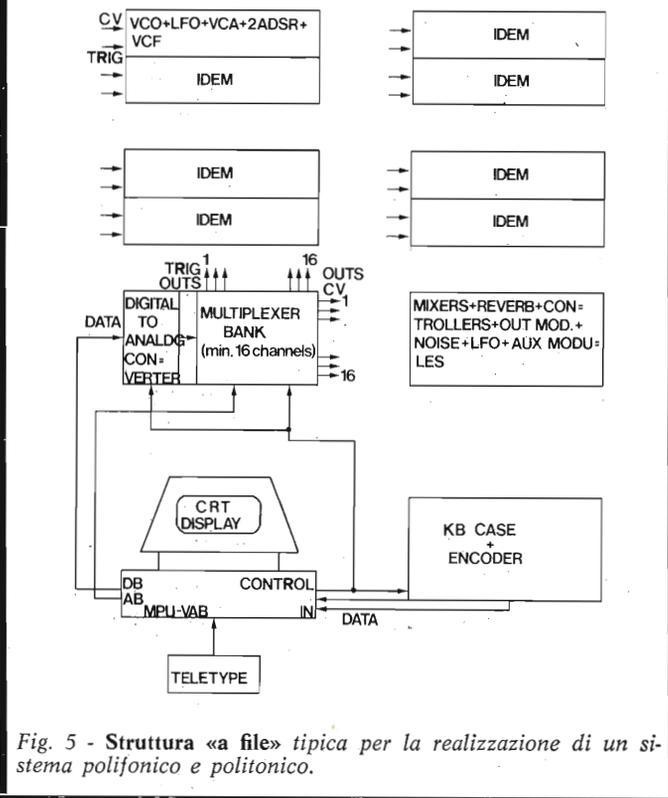


Fig. 5 - Struttura «a file» tipica per la realizzazione di un sistema polifonico e politonico.

Ovviamente il cuore di tutto è il vecchio caro eccezionale KIM-1.

Non spaventatevi assolutamente per tutto questo pò pò di roba! Voi non DOVRETE assolutamente partire con tutto questo! A voi basterà appunto solo il KIM-1 come elemento di partenza, in quanto tutto il resto serve solo per chi è interessato ad un enorme sviluppo della versatilità del micro.

Nelle foto qui accluse potrete vedere il sistema come è ora, ancora, dunque, in fase di montaggio: c'è il monitor, ricavato da un normale televisore, il VAB e il KIM-1, nonché la struttura base del mio sint, che è ancora decisamente «in fasce» e sta aspettando i banchi di VCO e le file supplementari, nonché i banchi — importantissimi — di Multiplexer/DAC. Comunque, già adesso... è un discreto effetto!

Come si articola il funzionamento e l'organizzazione della struttura?

Voi, per esempio, eseguite un accordo sulla Keyboard. Nel suo contenitore un clock (incluso nell'Encoder Digitale) provvede alla scansione della tastiera stessa, e quando trova un tasto premuto si ferma un attimo, riconosce qual è il tasto premuto, e quindi invia il dato alla MPU, tramite un Port I/O predisposto all'entrata.

La MPU (a suo tempo descriveremo i cablaggi ed il software relativo) provvede a manipolare i dati che le arrivano in rapida successione relativi ai tasti premuti, e, in base al software assegnato, manda i dati elaborati al DAC, che trasforma ogni dato binario che gli giunge in una esatta tensione di controllo (CV), che corrisponde ESATTAMENTE alla posizione del relativo tasto premuto sulla tastiera (come nei vecchi moduli tastiera monofonici). Allo stesso tempo, la MPU indirizza il primo canale del banco di Multiplexer, che provvede a memorizzare, in un suo Sample/Hold, questa CV, e quindi, alla uscita CV del primo canale dei MUX noi abbiamo una tensione di controllo che possiamo, ad esempio, destinare al VCO della nostra prima fila, che quindi viene «dedicato» via software a quel tasto premuto. Subito dopo, ovviamente, arriva alla MPU il dato relativo al secondo tasto premuto dell'accordo eseguito, e qui la MPU lo elabora, lo invia al DAC che lo trasforma in una seconda CV. Però stavolta la MPU ha provveduto ad incrementare di uno l'indirizzo del canale di MUX (MUX = Multiplexer), cosicché questa seconda CV viene memorizzata nel canale numero due. Ed è, ovviamente, disponibile, per esempio, per il VCO della fila numero due. E così via. Tenendo, però, presente che tutto questo discorso non dura, in tempo macchina, che pochi millisecondi per rinfrescare un intero banco di 16 canali di MUX!

Dunque, grazie all'intervento del Microprocessore, noi possiamo disporre di 16 canali di CV indipendenti con i relativi Trigger pulse (per attivare, ad esempio, gli ADSR della fila relativa), con una versatilità mostruosa nel manipolare tali CV, in quanto tutto dipende ESCLUSIVAMENTE dal software assegnato.

Ovvero dal «programma» che noi carichiamo nella memoria di programma gestita dalla MPU. Tra parentesi, il

caricamento è immediato e facilissimo, in quanto il KIM-1, così come lo comperate, è già predisposto per il Load ed il Dump su semplice nastro audio con l'ausilio di un modesto registratore a cassette!

Niente paura, ripeto; tutte queste informazioni che vi ho dato qui servono solamente per rendervi chiare le idee, quando sarete di fronte alla vostra scelta su come impostare la vostra struttura: articoli più che complessi su:

- collegamenti, software, montaggio dei moduli etc.
- struttura del terminale, montaggio ed uso dello stesso, saranno presto pubblicati su Selezione, sempre a cura del sottoscritto, assicurandovi così una assoluta uniformità ed omogeneità nella evoluzione del nostro progetto.

Più che complete informazioni sulla pubblicazione dei vari articoli vi saranno date tramite inserti-comunicazione su questa e le altre riviste.

E inoltre, come sempre, avrete la mia più completa assistenza PER TUTTO: non solo in relazione alla Musica elettronica in sé, dunque, ma anche e soprattutto per coprire l'argomento Microprocessore, Terminali, Software.

Riassumiamo

Questa volta, dunque, abbiamo affrontato il problema della scelta dei moduli da inserire nella vostra struttura, sotto la luce dei diversi obiettivi che l'operatore si può proporre; abbiamo visto che:

- si può partire con una semplice struttura precablata (ed abbiamo spiegato i vari metodi di scelta dei moduli, qualche esempio di precablaggio);

— si può decidere di affidarsi ad una struttura «modulare» non precablata, ed allora ecco che il problema si è diviso in due:

- a) l'impostazione di una struttura tradizione (tipo Moog IIIP)
- b) l'impostazione di una struttura meglio adatta ad un successivo uso polifonico/politonico.

In questo ultimo caso si è presa in esame la struttura «a file», e si è visto come un rack di «sint eguali e indipendenti» venga agevolmente controllato quando si dispone di un set di canali CV e Trig indipendenti fra di loro: a tale proposito abbiamo «di corsa» introdotto i modi ed i tempi di operazione del sistema definitivo «Encoder-MPU-DAC-Multiplexer».

La prossima volta continuerò (e spero di finire!) il discorso sugli Standards, dandovi più particolari che posso sugli standard tecnici ed elettrici dei circuiti che poi, in successivi articoli, descriverò.

Nelle mie intenzioni, dunque, è la scelta di avere, insieme a Voi, per le mani una struttura completa (moduli-MPU-controllers) sulla quale, infine, agire con semplici collegamenti finali e con... tanto software per realizzare pienamente la nostra Polifonia.

Già fin d'ora vi posso giurare che i risultati saranno ad alto livello, pur se con spesa decisamente inferiore a quella per l'acquisto di un Roland 700 + Microcomposer (35 milioni...) che molti di voi avranno potuto vedere (e sentire) all'ultimo SIM.

CERCAPERSONE SUPERBEEP

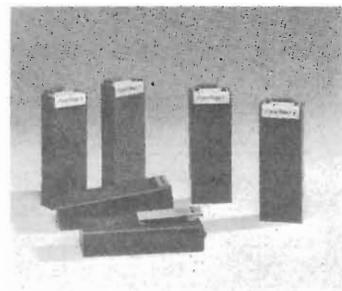
Caratteristiche tecniche:

Trasmittente

- Con 6 o 12 tasti di chiamata
- Frequenza di lavoro: 27 Mhz
- Potenza di uscita: 1,2 Watt/52 OHm
- Portata media: 1 Km
- Alimentazione: 220 V AC/6 Watt
- Fornito con antenna di trasmissione

Ricevitore

- Alimentazione con pile al mercurio
- Autonomia di 6 mesi
- Clip di attacco per taschino
- Peso grammi 110



Prezzo a richiesta

COMPUPHONE 728

Caratteristiche:

1. Combinatore con capacità di memorizzare fino a 100 numeri di 12 cifre.
2. Il display (*visualizzatore*) di 14 cifre, verde fluorescente, indica il numero telefonico formato e l'ora.



3. Chiamata automatica con codice numerico di 2 cifre (00-99).
4. Chiamata manuale pigiando i tasti; il numero impostato appare sul display.
5. Ripetizione istantanea del numero.
6. Orologio a 3 zone di tempo.
7. Cronometro.
8. Può essere programmato per l'uso in qualsiasi sistema telefonico nel mondo.
9. Batteria ricaricabile in caso di mancanza di corrente.

Prezzo L. 200.000 + IVA

ITALSTRUMENTI s.r.l.
TECNOLOGIE MODERNE



V.le del Caravaggio, 113 - ROMA
Tel. 06/51.10.262

Electronic music

SINTETIZZATORE A TRE OTTAVE SOFISTICATO

di A. LAZZARI e R. MONTI

6ª parte



Con l'analisi dei moduli LFO-NOISE e MIXER termina la rassegna dedicata alla descrizione tecnica del sintetizzatore musicale. Gli autori promettono però di ricomparire fra breve sulle pagine di «Selezione RTV» con un nuovo articolo allo scopo di rispondere a domande del tipo «Come è possibile semplificare l'incavettamento esterno fra i moduli senza sacrificare la funzionalità dello strumento?», oppure «Quali manipolazioni occorrono per la sintesi del flauto?». Un articolo dedicato ai criteri di realizzazione ed a indicazioni per la sintesi di suoni fondamentali. Non un addio, quindi, ma un sincero arrivederci.

L.F.O.

Il circuito L.F.O. (Low Frequency Oscillator - oscillatore a bassissima frequenza) genera segnali periodici a frequenza molto bassa (normalmente compresa fra il decimo e la decina di Hertz), segnali che vengono impiegati esclusivamente come segnali di pilotaggio per i moduli controllati in tensione (VCO, VCF, ecc.).

Un circuito di tal genere è stato realizzato con l'ausilio di un circuito integrato generatore di funzioni, l'8083 della Intersil. All'uscita di tale componente è possibile disporre di segnali con tre differenti forme d'onda (quadra, sinusoidale e triangolare); è poi possibile variare la simmetria di tale forme d'onda, ottenendo quindi forme rettangolari con «duty cycle» variabili, o forme a rampa e a dente di sega.

Lo schema elettrico completo dell'L.F.O. è riportato in figura 1; per la sua semplicità non richiede ulteriori commenti.

Taratura dell'L.F.O.

Compatibilmente con la semplicità del circuito, anche le operazioni di taratura non presentano difficoltà.

La prima operazione consiste nella regolazione dei trimmer RV1 e RV2 facenti parte delle costanti di tempo dell'oscillatore. Collegare a questo scopo un oscilloscopio al piedino 9 dell'8083, in modo da visualizzare sullo schermo l'onda quadra prodotta

dall'oscillatore.

Regolare ora i suddetti trimmer fino a che si ottengano le seguenti caratteristiche:

- con P11 in posizione centrale, la onda in uscita deve essere quadra (simmetrica - duty cycle del 50%)
- con P11 ruotato rispettivamente alla sua posizione massima e minima, l'onda rettangolare in uscita deve avere duty cycle massimo e minimo.

Sull'operazione descritta non ha alcuna influenza il collaudo di frequenza («FREQ.»), che verrà posto in posizione intermedia.

La seconda operazione di taratura consiste nella regolazione dei trimmer RV3 e RV4 affinché i segnali delle tre diverse forme d'onda abbiano stessa ampiezza ai capi dei rispettivi attenuatori (P8, P9 e P10).

Il circuito L.F.O. è ora pronto per l'uso.

Utilizzo dell'L.F.O.

Come si è detto all'inizio dell'articolo, il segnale in uscita dal L.F.O. viene impiegato come segnale di controllo, per ottenere periodiche modulazioni nella frequenza (vibrato), nell'ampiezza (tremolo) o nel contenuto armonico (colore) del segnale sintetizzato.

Per ottenere la modulazione in frequenza di un determinato suono, è necessario connettere una uscita dell'L.F.O. nell'ingresso CV0,1 o CV1

del V.C.O.. Il tipo di modulazione ottenuta dipende dalla forma del segnale in uscita dal L.F.O.. Ad esempio, se si preleva dall'L.F.O. un segnale a forma di rampa (ottenuta, come si è visto, dal segnale triangolare portato in condizione di forte dissimmetria), osservando sull'oscilloscopio il segnale a forma quadra prodotto dal V.C.O., si nota una successione periodica di onde quadre la cui frequenza aumenta gradualmente fino a raggiungere un massimo, oltrepassato il quale la frequenza ritorna al valore iniziale, ed il ciclo si ripete.

Per ottenere una modulazione periodica in ampiezza, è necessario una delle uscite dell'L.F.O. ad un ingresso CV del V.C.A.. Analogamente, collegando l'L.F.O. ad un ingresso CV del V.C.F., è possibile ottenere effetti simili al Leslie o allo Wha-Wha.

Generatore di rumore

Viene definito rumore un segnale complesso le cui frequenze componenti e le rispettive ampiezze di esse sono casuali e variabili nel tempo. Il segnale, può essere impiegato sia come segnale di controllo sia come segnale audio; nel primo caso esso pilota i diversi moduli controllati in tensione, ottenendo da questi parametri casuali; nel secondo, esso permette la sintesi di effetti particolari quali il vento, la risacca, il rumore di un aereo, il particolare suono di attacco generato dagli strumenti a fiato,

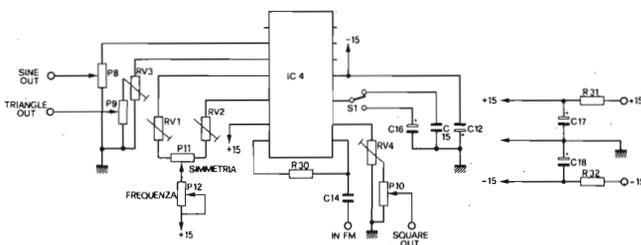


Fig. 1 - Schema elettrico dell'L.F.O.

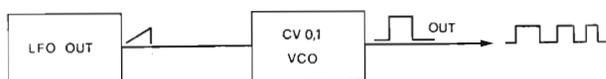


Fig. 2 - Collegamenti fra i diversi moduli per ottenere un segnale con modulazione periodica di frequenza.

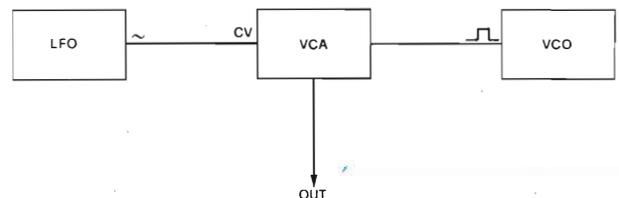


Fig. 3 - Il modulo LFO controlla il modulo VCA per ottenere una modulazione periodica dell'ampiezza del segnale prodotto dal VCO.

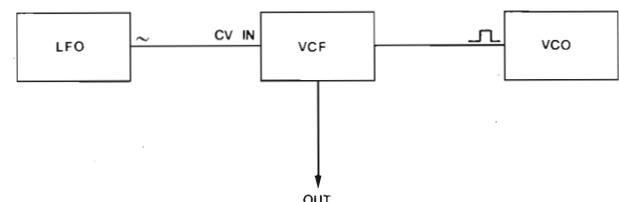


Fig. 4 - Modificazione periodica della «colorazione» di un segnale: il modulo LFO controlla il modulo VCF.

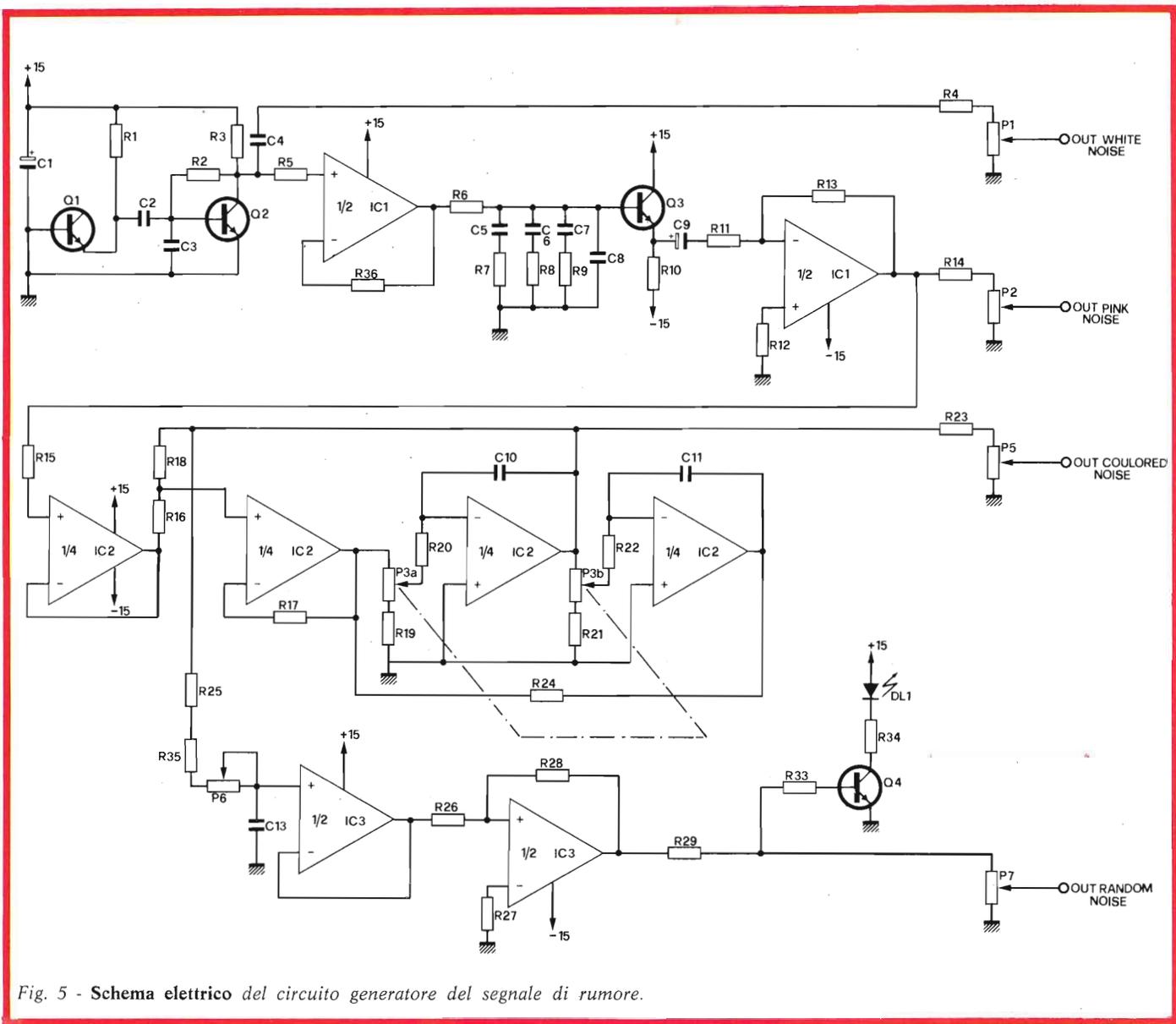


Fig. 5 - Schema elettrico del circuito generatore del segnale di rumore.

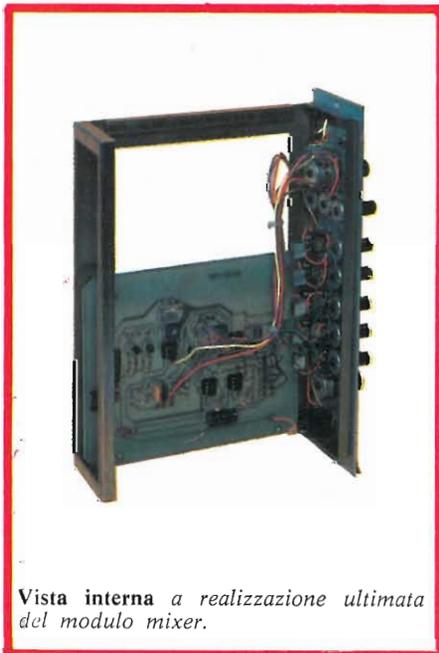
oppure il suono delle percussioni.

Il circuito generatore di rumore è riportato in figura 5. Cuore del circuito è il transistor Q1, la cui giunzione base-emettitore genera un segnale di rumore con ampia gamma di frequenze componenti (rumore «bianco»). Il segnale ai capi della giunzione è poi amplificato da Q2 e presentato, tramite un regolatore di livello, all'uscita relativa («WHITE NOISE»).

A partire dal segnale di rumore bianco è possibile, attraverso filtraggi ed elaborazioni particolari, ottenere altri tipi di segnali di rumore.

E' però necessario chiarire meglio la differenza fra i diversi tipi di segnale di rumore.

Il rumore cosiddetto bianco è ca-



Vista interna a realizzazione ultimata del modulo mixer.

ratterizzato da un aumento di +3 dB in ampiezza per ottave di frequenza (energia uguale per costante larghezza di banda). Di questo genere è il segnale che si ottiene all'uscita «WHITE NOISE».

Il rumore rosa ha invece una risposta in ampiezza piatta per ottave di frequenza (energia costante per ottava). Il rumore rosa può essere ottenuto a partire da una sorgente di rumore bianco, con l'interposizione di un filtro a pendenza -3 dB/ottava.

Osservando la figura 5, è possibile notare che tale filtro è costituito dalla rete R6 - R9 e C5 - C8. Può sembrare insolita la complessità di tale rete, ma occorre ricordare che una semplice cella R-C presenta una pendenza di 6 dB/ottava, e che quindi

per ottenere la pendenza richiesta è necessario porre in cascata parecchi stadi calcolati in modo tale che lo zero di uno stadio cancelli parzialmente il polo dello stadio successivo.

Il rumore rosa così ottenuto e amplificato dallo stadio invertente, è presente ai capi del rispettivo regolatore di livello e quindi all'uscita «PINK NOISE».

Se il segnale proveniente da una sorgente di rumore rosa viene fatto scorrere attraverso un filtro passabanda, alcune componenti del segnale sono esaltate ed altre attenuate. Il segnale uscente dal filtro è chiamato «rumore colorato».

In figura 5, attorno all'integrato



Vista del modulo LFO-NOISE. Si noti la complessa filatura fra basetta e pannello.

IC2 (operazionale quadruplo) è realizzato un filtro del tipo «a variabile di stato» connesso come filtro passa-banda. La frequenza di centrobanda è regolabile agendo sul potenziometro doppio P3. Il rumore colorato attraverso il regolatore di livello P5, appare all'uscita «COLOURED NOISE».

E' interessante infine poter disporre di impulsi casuali, che impiegati per il pilotaggio del modulo ADSR, permettono la sintesi di suoni particolari, come il gocciolare dell'acqua. A questo scopo, il segnale di rumore colorato all'uscita del filtro a variabile di stato è applicato ad un integratore semplice (R25, R35 e P6), ad un buffer a guadagno unitario e ad un com-

ELENCO COMPONENTI MODULO L.F.O. E NOISE

R1 = resistore da 1,5 MΩ	C5 = condensatore poliestere da 1 μF
R2 = resistore da 3,3 MΩ	C6 = condensatore poliestere da 0,27 μF
R3 = resistore da 10 kΩ	C7 = condensatore poliestere da 0,1 μF
R4 = resistore da 470 Ω	C8 = condensatore poliestere da 0,033 μF
R5 = resistore da 10 kΩ	C9 = condensatore elettrolitico da 1 μF 25 V
R6 = resistore da 470 Ω	C10 = condensatore ceramico da 1,2 nF
R7 = resistore da 6,8 kΩ	C11 = condensatore ceramico da 1,2 nF
R8 = resistore da 3,3 kΩ	C12 = condensatore elettrolitico da 10 μF 25 V1
R9 = resistore da 330 Ω	C13 = condensatore poliestere da 0,22 μF
R10 = resistore da 6,8 kΩ	C14 = condensatore poliestere da 1 μF
R11 = resistore da 12 kΩ	C15 = condensatore poliestere da 0,1 μF
R12 = resistore da 47 kΩ	C16 = condensatore elettrolitico da 1 μF 35 V tantalio
R13 = resistore da 47 kΩ	C17 = condensatore elettrolitico da 220 μF 25 V1
R14 = resistore da 470 Ω	C18 = condensatore elettrolitico da 220 μF 25 V1
R15 = resistore da 10 kΩ	P1 = potenziometro da 100 kΩ
R16 = resistore da 10 kΩ	P2 = potenziometro da 100 kΩ
R17 = resistore da 10 kΩ	P3 = potenziometro doppio da 22 + 22 kΩ
R18 = resistore da 82 kΩ	P5 = potenziometro da 100 kΩ
R19 = resistore da 39 Ω	P6 = potenziometro da 10 kΩ
R20 = resistore da 10 kΩ	P7 = potenziometro da 100 kΩ
R21 = resistore da 39 Ω	P8 = potenziometro da 100 kΩ
R22 = resistore da 10 kΩ	P9 = potenziometro da 100 kΩ
R23 = resistore da 470 Ω	P10 = potenziometro da 100 kΩ
R24 = resistore da 10 kΩ	P11 = potenziometro da 1 kΩ
R25 = resistore da 1 kΩ	P12 = potenziometro da 100 kΩ
R26 = resistore da 4,7 kΩ	RV1 = trimmer cermet da 47 kΩ
R27 = resistore da 5,6 kΩ	RV2 = trimmer cermet da 47 kΩ
R28 = resistore da 100 kΩ	RV3 = trimmer cermet da 47 kΩ
R29 = resistore da 470 Ω	RV4 = trimmer cermet da 47 kΩ
R30 = resistore da 100 kΩ	IC1 = integrato tipo LM 1458
R31 = resistore da 47 Ω	IC2 = integrato tipo XR 4212
R32 = resistore da 47 Ω	IC3 = integrato tipo LM 1458
R33 = resistore da 4,7 kΩ	IC4 = integrato tipo 8038
R34 = resistore da 1 kΩ	Q1 = transistor NPN tipo BC 317
R35 = resistore da 1 kΩ	Q2 = transistor NPN tipo BC 317
R36 = resistore da 22 kΩ	Q3 = transistor NPN tipo BC 317
	Q4 = transistor NPN tipo BC 317
Tutti i resistori sono da 1/4 W 5%	DL1 = diodo LED qualsiasi tipo
C1 = condensatore elettrolitico da 10 μF 25 V	S1 = deviatore a due posizioni, una via
C2 = condensatore poliestere da 1 μF	
C3 = condensatore ceramico da 820 pF	
C4 = condensatore poliestere da 1 μF	

paratore di tensione con forte grado di isteresi.

All'uscita del comparatore sono quindi presenti impulsi casuali la cui durata e frequenza media dipendono dalla regolazione di P6 e dal particolare colore del segnale in uscita dal filtro a variabile di stato; al fine di ottenere impulsi casuali di tipo opportuno è quindi possibile agire anche sul comando P3.

I circuiti generatori di rumore non richiedono alcuna operazione di taratura.

Modulo Mixer

Il modulo mixer svolge le seguenti funzioni:

- 1) missaggio fra segnali audio differenti ricavati dai diversi moduli componenti lo strumento;
- 2) correzione dei toni (con circuito a tre vie) per eventuali compensazioni delle apparecchiature a valle dello strumento;
- 3) distribuzione del segnale monofonico prodotto dallo strumento sui due canali di una linea stereofonica;
- 4) monitoraggio in cuffia del segnale sintetizzato (ciò è piuttosto utile nelle esecuzioni «live» perché permette al musicista la manipolazione dello strumento quando è disattivato l'impianto di amplificazione).

Il circuito elettrico completo del modulo è riportato in figura 6.

Il circuito di miscelazione vero e proprio è realizzato attorno ad IC1; notare la particolare rete di compensazione per garantire un buon comportamento nei confronti dei transistori. IC1 è connesso come miscelatore invertente; R1 - R5 sono i resistori di miscelazione e P1 - P5 i regolatori di livello, distinti per ciascuna entrata. Notare che è prevista la commutazione del tipo di accoppiamento (AC o DC) fra sorgente e circuito di miscelazione. IC2, connesso come buffer invertente, ripristina la corretta fase del segnale.

I segnali in uscita dallo stadio di

ELENCO COMPONENTI MODULO MIXER

R1 = resistore da 100 kΩ	C6 = condensatore ceramico da 4,7 pF
R2 = resistore da 100 kΩ	C7 = condensatore ceramico da 150 pF
R3 = resistore da 100 kΩ	C8 = condensatore ceramico da 39 nF
R4 = resistore da 100 kΩ	C9 = condensatore ceramico da 39 nF
R5 = resistore da 100 kΩ	C10 = condensatore ceramico da 10 nF
R6 = resistore da 82 kΩ	C11 = condensatore ceramico da 10 nF
R7 = resistore da 82 kΩ	C12 = condensatore ceramico da 3,3 nF
R8 = resistore da 22 kΩ	C13 = condensatore ceramico da 33 nF
R9 = resistore da 100 kΩ	C14 = condensatore elettrolitico da 100 μF 25 VI
R10 = resistore da 100 kΩ	C15 = condensatore elettrolitico da 47 μF 25 VI
R11 = resistore da 47 kΩ	C16 = condensatore poliestere da 0,1 μF
R12 = resistore da 470 Ω	C17 = condensatore poliestere da 0,1 μF
R13 = resistore da 6,8 kΩ	C18 = condensatore poliestere da 0,1 μF
R14 = resistore da 6,8 kΩ	C19 = condensatore poliestere da 0,1 μF
R15 = resistore da 4,7 kΩ	C20 = condensatore poliestere da 0,1 μF
R16 = resistore da 6,8 kΩ	C21 = condensatore ceramico da 0,1 μF
R17 = resistore da 6,8 kΩ	P1 = potenziometro log. da 100 kΩ
R18 = resistore da 6,8 kΩ	P2 = potenziometro log. da 100 kΩ
R19 = resistore da 3,9 kΩ	P3 = potenziometro log. da 100 kΩ
R20 = resistore da 470 Ω	P4 = potenziometro log. da 100 kΩ
R21 = resistore da 100 kΩ	P5 = potenziometro log. da 100 kΩ
R25 = resistore da 6,8 kΩ	P6 = potenziometro lin. da 100 kΩ
R26 = resistore da 3,9 kΩ	P7 = potenziometro lin. da 100 kΩ
R27 = resistore da 100 kΩ	P8 = potenziometro lin. da 100 kΩ
R28 = resistore da 15 kΩ	P9 = potenziometro log. da 47 kΩ
R29 = resistore da 27 Ω	P10 = potenziometro lin. doppio da 47 + 47 kΩ
R30 = resistore da 27 Ω	RV10 = trimmer cermet da 10 kΩ
R31 = resistore da 15 kΩ	IC1 = integrato tipo LM 301
R32 = resistore da 10 kΩ	IC2 = integrato tipo LM 301
R33 = resistore da 47 kΩ	IC3 = integrato tipo LM 1458
R34 = resistore da 100 kΩ	IC4 = integrato tipo LM 1458
R35 = resistore da 100 kΩ	TR1 = transistore tipo BC 317
R36 = resistore da 100 kΩ	TR2 = transistore tipo BC 320
Tutti i resistori sono da 1/4 W 5%	D1 = diodo tipo 1N 4148
C1 = condensatore elettrolitico da 100 μF 25 VI	D2 = diodo tipo 1N 4148
C2 = condensatore ceramico da 4,7 pF	S1-S5 = interruttori unipolari miniatura
C3 = condensatore ceramico da 150 pF	
C4 = condensatore ceramico da 100 nF	
C5 = condensatore ceramico da 100 nF	

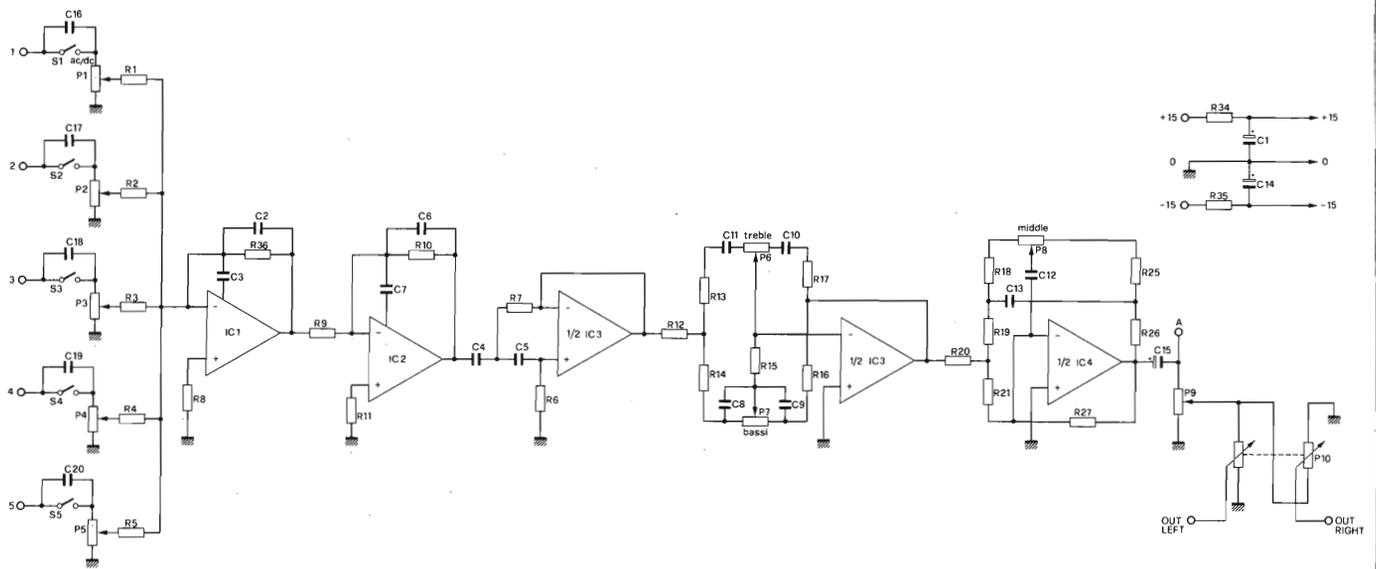


Fig. 6 - Circuito elettrico dello stadio miscelatore e correttore dei toni.

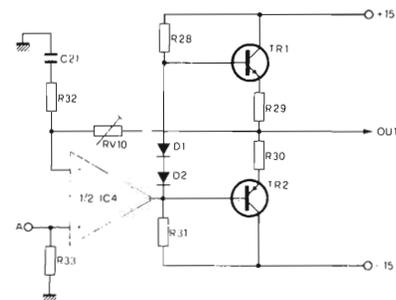


Fig. 7 - Schema elettrico dello stadio amplificatore in tensione e corrente per il pilotaggio della cuffia.

AVVISO AGLI ABBONATI

Il nostro ufficio abbonamenti riceve tuttora moduli di conto corrente relativi a versamenti effettuati nel mese di Dicembre 1979. A causa di ciò alcuni abbonati devono sopportare ritardi, nel ricevimento delle riviste, indipendenti dalla nostra volontà. Il nostro impegno per il 1980 è quello di assicurare agli abbonati la spedizione delle riviste JCE 15 giorni prima che le stesse appaiano in edicola. Eventuali ritardi nel ricevimento dei primi numeri sono solo temporanei.

Cordialmente
JCE

missaggio incontrano un filtro passa-alto realizzato attorno alla prima metà di IC3; esso presenta una pendenza di 12 dB/ottava ed una frequenza di taglio di circa 20 Hz. Esso ha lo scopo di eliminare i transienti di commutazione a frequenza infrasonica, e, più in genere, attenuare i segnali a frequenza molto bassa generati dal sintetizzatore, segnali che possono affaticare l'ascoltatore o rovinare i woofers dell'impianto di amplificazione. Nel caso si voglia portare la frequenza di taglio a 40 Hz, è sufficiente sostituire i resistori da 82 k Ω (R6 - R7) con resistori da 39 k Ω .

Il circuito di controllo dei toni bassi e alti è realizzato attorno alla seconda metà di IC3, con tipica configurazione Baxandall. Il controllo dei toni medi è invece realizzato dal circuito contenente la seconda metà di

IC4. La scelta di separare in due tronconi la realizzazione del controllo di tono a tre vie è dovuta alla criticità e alla eccessiva interdipendenza delle tre reti di regolazione, qualora costituiscono la rete di feedback di un unico operazionale.

Il segnale all'uscita dal circuito di controllo dei toni è applicato al regolatore di volume (dal cursore di questo al «PAN-POT» d'uscita) e all'amplificatore per la cuffia. Quest'ultima consiste in un amplificatore operazionale con stadio d'uscita in classe B; il guadagno dell'amplificatore può essere modificato agendo sul potenziometro semifisso RV10, per adattarlo al tipo di cuffia impiegato.

Notare che il potenziometro di volume non influisce sul volume dell'ascolto in cuffia; ciò permette al musicista di escludere l'amplificazione e-

sterna portando a zero tale comando ed effettuare, tramite il monitor in cuffia, le regolazioni necessarie sullo strumento.

Benché l'articolo di presentazione sia stato volutamente sintetico ed essenziale, soprattutto per ragioni di spazio, gli autori ritengono di aver assolto il compito di presentazione dell'interessante apparecchiatura da essi realizzata. Maggiori chiarimenti, sia relativi all'analisi tecnica dei circuiti, sia riguardo alla realizzazione pratica dello strumento, possono essere richiesti direttamente agli autori, telefonando o scrivendo a:

«ELETTRONICA RICCI» - via Parenzo, 2 - Varese - tel. (0332) 281450

Allo stesso recapito è possibile richiedere informazioni sul Kit di montaggio disponibile o sullo strumento montato e perfettamente funzionante.

Grundig

Strumenti di misura BF

novità '80



Millivoltmetro
MV 1000



Misuratore di vow-flutter
GA 1000



Generatore BF di precisione
TG 6

MV 1000

Millivoltmetro con oscilloscopio per indicazione ottimale del valore di misura

GA 1000

Misuratore di vow-flutter con filtri per l'analisi delle frequenze di flutter

TG 6

Generatore BF di precisione con frequenzimetro digitale

GRUNDIG
electronic

Sede Centrale: Via del Carmine, 5
38015 LAVIS (TN) - Tel. 0461/46555

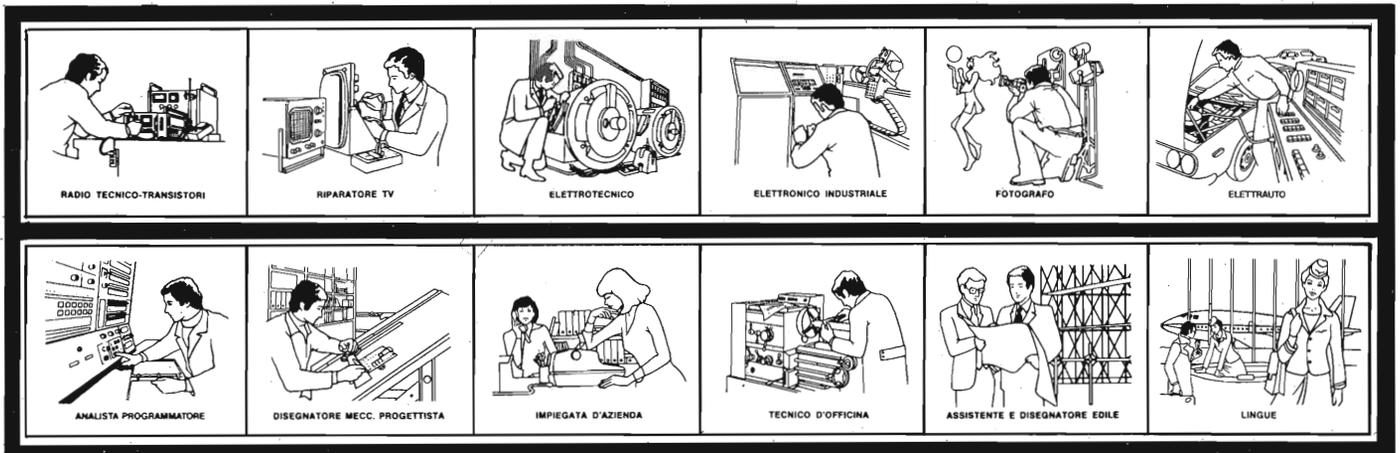
Filiale di Milano: Via Ludovico di Breme, 25
20156 MILANO - Tel. 02/3086041

Filiale di Roma: Via Idrovore della Magliana, 75
00148 ROMA - Tel. 06/5239991

300.000 GIOVANI IN EUROPA SI SONO SPECIALIZZATI CON I NOSTRI CORSI

Certo, sono molti. Molti perchè il metodo della Scuola Radio Elettra è il più facile e comodo. Molti perchè la Scuola Radio Elettra è la più importante Organizzazione Europea di Studi per Corrispondenza.

Anche Voi potete specializzarvi ed aprirvi la strada verso un lavoro sicuro imparando una di queste professioni:



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 labora-

tori 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.

Inviatemi 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 5/938
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.

938

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

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI

MITTENTE:

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

NOME

COGNOME

PROFESSIONE

VIA

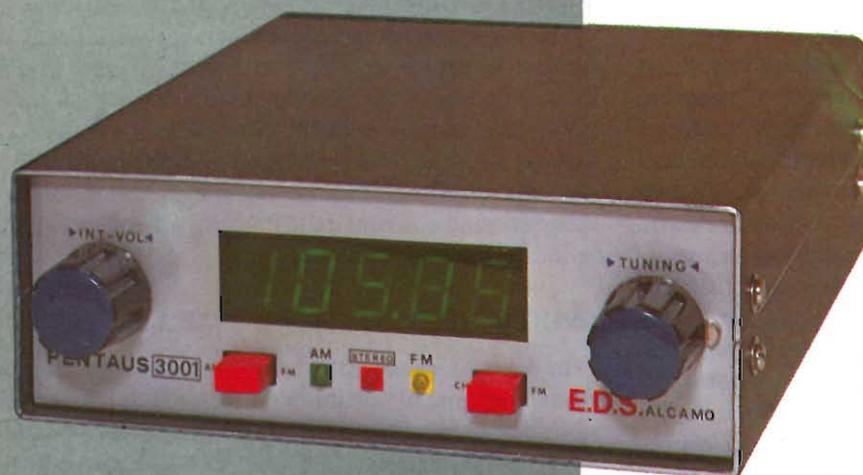
COMUNE

COD. POST.

MOTIVO DELLA RICHIESTA:

PROV. PER HOBBY
PER PROFESSIONE O AVVENIRE





di Filippo Pipitone
Prima Parte

Autoradio digitale AM FM - Stereo

Possedere, sulla propria automobile, un'autoradio stereofonica, AM-FM, con un Computer Digitale, in grado di visualizzare, su cinque display di colore verde, la frequenza di sintonia, certo è cosa affascinante, soprattutto se l'apparecchio è stato costruito con le proprie mani. Gli hobbisti, gli sperimentatori, i tecnici elettronici, sono costretti a utilizzare autoradio commerciali, che talvolta non soddisfano le loro esigenze tecniche. Un'apparecchio del genere non è stato mai pubblicato in una rivista.

L'AUTORADIO DIGITALE "PENTAUS 3001" oggetto di questo articolo, è stato realizzato dall'autore, nei laboratori della E.D.S. Alcamo. Il Computer Digitale, contenuto nell'apparecchio è in grado di visualizzare la frequenza FM (ed il corrispondente canale) e la frequenza AM. Per facilitarne la descrizione, l'apparecchio è stato suddiviso nelle seguenti sezioni: SEZIONE FM, Sezione AM, DECODER STEREOFONICO, AMPLIFICATORE STEREOFONICO, GRUPPO ALIMENTAZIONE STABILIZZATA, LETTORE DI FREQUENZA DIGITALE, GENERATORE DUPLEX.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DELLA SEZIONE "FM"

In figura 1, viene illustrato lo schema a blocchi relativo al ricevitore FM. Esso è costituito dal Modulo FM, che contiene lo stadio di Alta Frequenza, l'oscillatore di Frequenza Digitale, uno stadio Mixer di segnale e l'uscita I.F. a 10,7 MHz. Questa viene applicata ad un filtro ceramico (FC), in grado di assicurare un'ottima selettività e una buona centratura della media frequenza. L'uscita del filtro ha l'impedenza tipica di

330Ω e viene applicata all'ingresso del circuito integrato IC1 (SN76620). IC1 svolge la funzione di amplificatore I.F. e rivelatore a quadratura, assicurando un guadagno totale di circa 40 db. IC1 contiene 8 stadi amplificatori simmetrici, in grado di fornire in uscita un segnale utile, per pilotare il circuito di BF. Il convertitore FM copre la banda che va da 88 - 108 MHz.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DELLA SEZIONE "AM"

La figura 2, mostra lo schema a blocchi della sezione AM. Essa è costituita, dal modulo AM, che contiene, uno stadio AF, l'oscillatore locale, con relativa presa per il lettore digitale di frequenza, uno stadio miscelatore e un'uscita I.F. a 455 kHz. Con una tensione di Varicap, che va dal minimo di 1 V al massimo di 8,5 V, è possibile coprire l'intera gamma AM (da 540 kHz a 1620 kHz). L'uscita del segnale a media frequenza, viene applicata ad un amplificatore M.F., alla cui uscita, attraverso un circuito a diodo rivelatore, si ottiene un segnale utile per pilotare il circuito di BF.

DECODIFICATORE STEREOFONICO

In figura 3, è illustrato lo schema a blocchi del Decodificatore Stereofonico. Come si può notare, il segnale audio, proveniente dal circuito integrato IC1 della sezione FM, viene applicato all'ingresso INP. FM, del circuito integrato SN76115. Vale la pena di spiegare brevemente il modo nel quale avviene l'emissione dei segnali Stereo. Chiameremo OUT-C-S, l'informazione riguardante il canale stereo sinistro, e OUT-C-D, l'informazione riguardante il canale destro. La trasmissione FM viene riprodotta in monocolore, utilizzando per l'amplificatore audio la somma dei due segnali, dei due canali S+D. Volendo invece utilizzare l'informazione Stereofonica, bisogna utilizzare la loro differenza, cioè S-D. Questo segnale differenza, modula in ampiezza una sottoportante, centrata sulla frequenza di 38 kHz che si estende da 23 a 53 kHz. Tale segnale non ha alcun effetto su un ricevitore monofonico, per il quale si utilizza un segnale a frequenza più bassa, limitato cioè a 15 kHz. Dato che si utilizzano frequenze di modulazione più alte (53 kHz), la banda passante di un ricevitore Stereo, dovrà essere necessariamente più larga di quella di un normale ricevitore FM, e cioè dovrà raggiungere almeno 260 kHz. Il Decodificatore dovrà estrarre, dal segnale complessivo in arrivo tutte le informazioni riguardanti il canale destro e sinistro, eseguendo le seguenti operazioni sui segnali: $(S+D) + (S-D) = 2S$ ed $(S+D) - (S-D) = 2D$ separando in tal modo le informazioni contenute nei due canali. Il circuito integrato SN76115, è stato appositamente progettato, per essere impiegato come decodificatore stereofonico.

AMPLIFICATORE STEREOFONICO

La figura 4 illustra, lo schema a blocchi, relativo ai due stadi di Bassa Frequenza, utili per realizzare l'amplificatore stereofonico. Vengono impiegati due circuiti integrati, del tipo TDA1011, che contengono al loro interno, sia gli stadi preamplificatori, sia gli amplificatori di potenza e sono in grado di fornire, in uscita, una potenza di 6+6 W, su un carico di 4Ω, con una tensione di alimentazione di soli 12 Vcc.. Questi integrati sono costruiti dalla Philips e offrono dei vantaggi per la loro semplicità di impiego.

GRUPPO ALIMENTAZIONE STABILIZZATA

In figura 5, viene dato lo schema a blocchi della Sezione Alimentazione. E' costituita da un circuito regolatore di tensione stabilizzato in grado di fornire, una tensione utile di 1-8,5 V., necessari per alimentare, i diodi Varicap, dei rispettivi Moduli AM e FM. Il circuito integrato IC1 (MC7805), assicura all'uscita una tensione stabilizzata di 5 Vcc., utile per alimentare il Lettore di Frequenza Digitale.

GENERATORE DUPLEX

La figura 6, illustra lo schema a blocchi del Generatore Duplex, necessario, per alimentare gli ingressi duplex del Lettore Digitale di Frequenza. Esso è costituito, da un flip-flop, realizzato con componenti discreti, in grado di fornire in uscita, due forme d'onda trapezoidali in controfase con un'ampiezza di 8 V. circa ed una frequenza di 50 Hz.



ALLARME ANTIFURTO A RADAR CON SEGNALAZIONE A DISTANZA «VAREX»



- Composto da una centralina e da un ricevitore di tipo radar, con possibilità di trasmissione a distanza di un segnale a radiofrequenza codificato, per avvisare l'interessato dello stato di «Allarme». Utilizzabile anche come cerca persone.
- Possibilità di numerose codificazioni personalizzate su ogni centralina.
- Frequenza portante: 26,995-27,045-27,095-27,145 MHz controllata al quarzo
- Raggio di protezione: da 0,5 a 8 metri, variabile in continuità
- Potenza d'uscita del trasmettitore: 3 W RF a 13,8 V
- Consumo max dell'unità: 800 mA in stato di «Allarme»
- Collegabile con sirena esterna, per segnalazione dello stato di allarme OT/7860-00
- Si consiglia l'uso del carica batteria 12V-HT/4150-00 e cavetto HT/4130-00 OT/0020-00

LETTORE DI FREQUENZA DIGITALE

Il sistema di misura digitale, della frequenza che descriveremo è stato studiato per indicare, nei ricevitori radio AM-FM, l'esatto valore della frequenza, relativa all'emittente ricevuta. Il sistema misura, la frequenza dell'oscillatore locale ed indica, mediante display LED, il valore della frequenza del segnale ricevuto nella corrispondente banda. In particolare, nelle emittenti della banda FM, può essere indicato sia il valore della frequenza, sia mediante una semplice commutazione, il canale in cui tale emittente è allocata. Per la realizzazione di questo sistema di misura della frequenza, oltre a due circuiti integrati ed ai display Led, occorre disporre di pochi altri componenti periferici. Viene infatti realizzato su un'unico circuito stampato dalle dimensioni ridotte. Nonostante la sua estrema semplicità e compattezza, il sistema è molto flessibile. E' possibile ad esempio "programmarlo" mediante variazione del cablaggio esterno, su un particolare valore della media frequenza AM o FM, del ricevitore in cui tale sistema viene introdotto. Qualora l'oscillatore locale fosse affetto da una piccola deriva in frequenza la lettura non risente d'instabilità delle cifre Led. Oltre alle suddette caratteristiche, questo sistema di misura, è in grado di indicare, in ogni gamma e con una elevata risoluzione, la frequenza di un gran numero di emittenti.

Il sistema non produce, infine, fenomeni di irradiazione.

La figura 7, indica con uno schema a blocchi, il principio di funzionamento del sistema. Essenzialmente esso è formato da un divisore di frequenza (il circuito integrato SAA1058), un

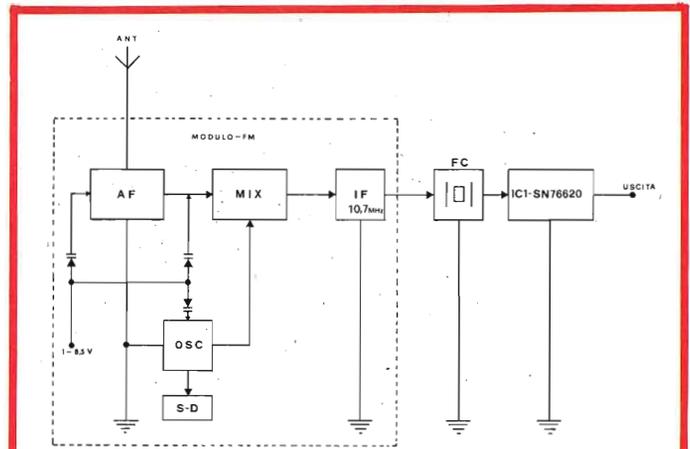


Fig. 1 - Schema relativo alla sezione FM.

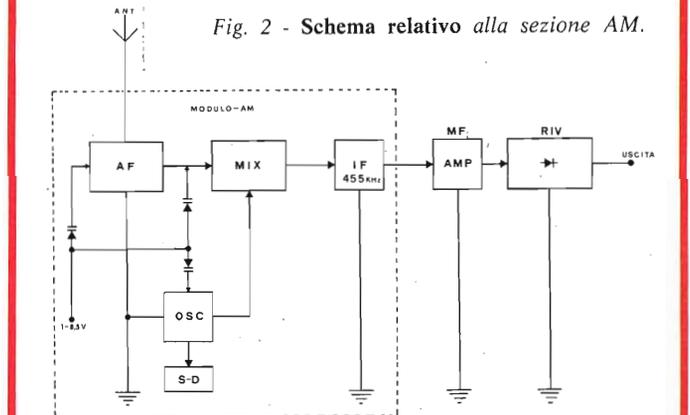


Fig. 2 - Schema relativo alla sezione AM.

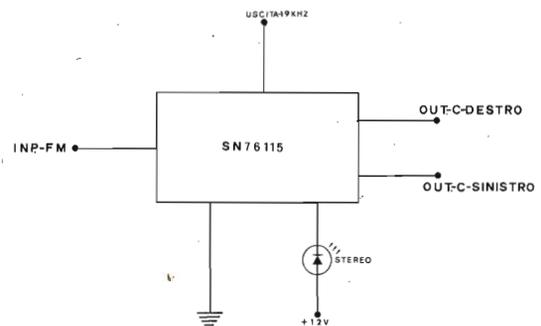


Fig. 3 - Schema a blocchi del decodificatore.

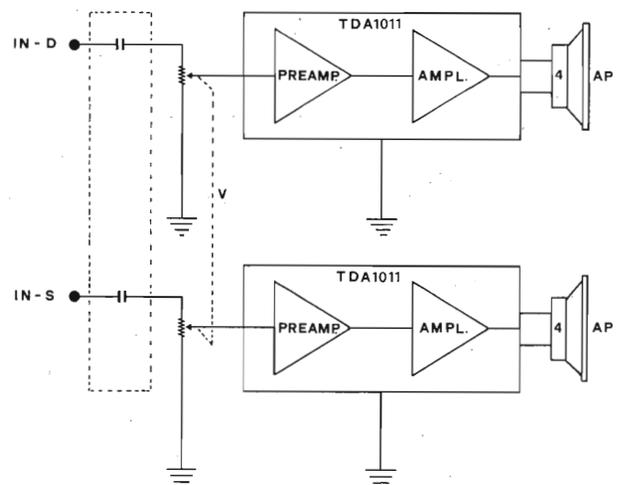


Fig. 4 - Schema a blocchi dei due stadi a B.F.

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 Guscio interamente in materiale plastico indeformabile antiurto ad alta resistenza con telaio in duralluminio. Tasca porta schemi e documenti, corredata di n. 29 posti valvole, di pannello con passanti elastici per alloggiamento utensili, scomparti porta tester ecc. e di due astucci di plastica con divisori per resistenze e piccoli pezzi di ricambio.

Fabbrica specializzata in:

- Borse per installatori, manutentori di impianti elettrici, idraulici, impiantisti ed ogni forma di assistenza tecnica
- a richiesta si spedisce il catalogo generale



ditta **FERRI**
del dottor
Ferruccio Ferri

via castel morrone 19
telefono 27.93.06
20129 milano - italy

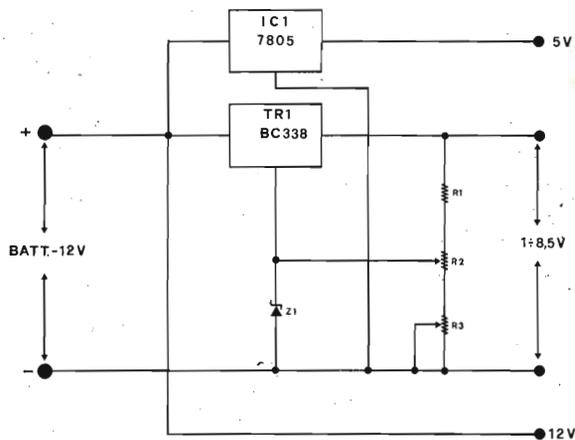


Fig. 5 - Schema a blocchi della sezione alimentatrice, costituita da un regolatore di tensione.

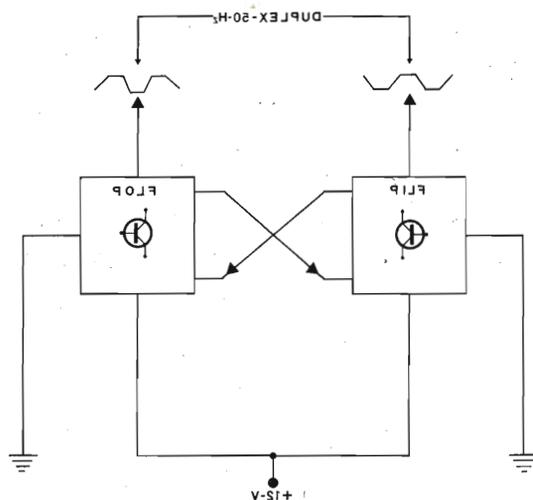


Fig. 6 - Schema a blocchi del generatore duplex, necessario per alimentare gli ingressi del lettore digitale di frequenza.

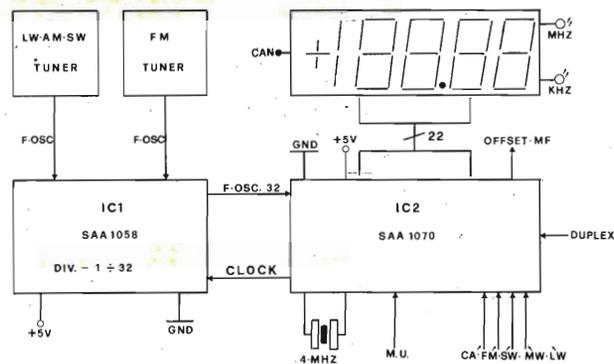


Fig. 7 - Il cuore dell'intero sistema è costituito dai due integrati (IC1-IC2). SAA1070 e SAA1058.

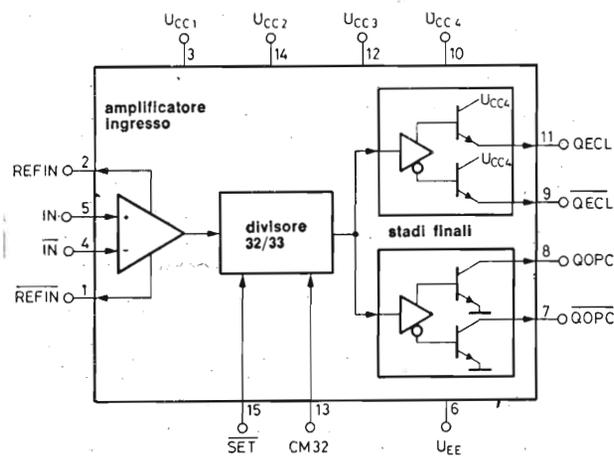


Fig. 8 - Circuito interno relativo all'integrato SAA1058, contatore binario a 6 bit.

contatore di frequenza e pilota di cifre Led (l'integrato SAA1070), un quarzo a 4 MHz e 4 1/2 Led a sette segmenti.

L'integrato SAA1058 è un contatore binario a 6 bit munito di un preamplificatore con terminali d'ingresso per i segnali degli oscillatori locali, FM e AM. Ad esso è possibile collegare direttamente i segnali provenienti dai relativi oscillatori, senza ricorrere ad aggiuntivi stadi di amplificazione. IC1, divide per 32 la frequenza del segnale d'ingresso ed invia il relativo quoziente all'integrato SAA1070, che a sua volta, provvede a sincronizzare l'operazione di misura effettuata nell'integrato SAA1058. Il segnale di orologio (clock) è fornito da un quarzo a 4 MHz; collegato direttamente all'SAA1070. Alcuni altri terminali dello stesso integrato consentono di effettuare la scelta:

- della gamma che si vuole ricevere;
- del sistema di misure Led desiderato;
- del particolare valore della media frequenza AM-FM da adottare.

I rimanenti terminali servono per l'introduzione della tensione Duplex e per il collegamento alle varie unità Led a sette segmenti.

DESCRIZIONE DEGLI INTEGRATI IMPIEGATI NEL SISTEMA DI MISURA

SAA1058: Divisore R.F. programmabile, munito di preamplificatore.

L'integrato SAA1058 è un divisore di frequenza a più stadi regolabile dall'esterno, per un rapporto di divisione 32:1 o 33:1 rispettivamente. Questo integrato oltre che in questo sistema di misura, può trovare valida applicazione, come divisore di segnali a frequenza elevata, in sistemi sintetizzatori di frequenza. In fig. 8 sono riportati i principali blocchi contenuti nell'integrato SAA1058. Un'amplificatore d'ingresso ad elevata sensibilità, consente come già detto l'accoppiamento diretto del segnale dall'oscillatore locale.

SAA1070

Questo circuito integrato contiene, un contatore di frequenza a 4 1/2, completo di stadi Driver, utili a pilotare direttamente i Display a sette segmenti. Comprende inoltre un contatore di frequenza a 18 bit, con decodificatore e memoria, per l'informazione ai Display.

Introduzione all'elaborazione digitale dei segnali audio

L'orientamento attuale delle industrie discografiche a livello mondiale è l'abbandono dei tradizionali procedimenti analogici in favore delle elaborazioni di tipo digitale dei segnali ad audiofrequenza.

L'articolo prende in esame la terminologia della tecnica digitale e illustra vantaggi e svantaggi di tale soluzione, insieme alle tappe fondamentali del procedimento.

di S. Grisostolo

Sino a pochi anni fa i metodi di elaborazione di un segnale ad audiofrequenza sottintendevano delle trasformazioni di tipo analogico, cioè dei processi in cui lo «stimolo» rappresentato dal segnale si esplica con modificazioni analoghe del «medium» impiegato (ad esempio le variazioni del livello di magnetizzazione di un nastro magnetico o i movimenti della testina di incisione nella realizzazione di una matrice discografica). Il problema connesso con ogni processo analogico è che qualsiasi modificazione del *medium* si sovrappone come segnale indesiderato al segnale audio originale: tale degradazione è quella che tipicamente viene definita «rumore» in senso lato. Quindi, se si trasferisce un segnale audio attraverso una serie di *medium*, la degradazione finale sarà proporzionale al numero dei passaggi.

Se consideriamo la realizzazione di un disco di musica leggera ci accorgiamo di quanto tale limitazione diventi importante: infatti il segnale generato dai microfoni viene inizialmente registrato su un nastro a 24 piste; da questo si fa il «mixing» su un master a 2 o 4 piste e spesso, prima di passare alla realizzazione della matrice, se ne fa una ulteriore copia. Come si può vedere vengono ad essere effettuati una serie di trasferimenti di tipo analogico, ciascuno recante un contributo alla degradazione finale del segnale. In effetti può sorprendere, date le premesse, come con tale modo di operare, il segnale ottenuto sia a volte di ottima qualità.

L'approccio alternativo, di cui negli ultimi anni si è constatato il continuo sviluppo in campo audio, è lo sfruttamento della tecnica digitale: tale metodologia consiste nel trasferire non già il segnale in sé, bensì, una volta ottenuta una adeguata descrizione, trasmettere le istruzioni necessarie per ricreare al termine del processo un segnale che risulti indistinguibile dall'originale.

L'elaborazione digitale permette quindi di risolvere

quasi tutti i problemi connessi con la registrazione dei dischi fonografici, per lo meno per quanto riguarda i processi di trasferimento del segnale dal microfono alla testina di incisione della matrice.

Il campionamento

Se consideriamo un qualsiasi segnale audio, per ottenerne una completa descrizione dobbiamo misurare la relazione tra l'ampiezza ed il tempo, cioè quanto la prima (espressa come tensione) varia rispetto al tempo. Da un normale processo analogico l'ampiezza varia con continuità, cioè senza scalini, ad ogni istante: il segnale stesso viene esaminato in modo continuo e quindi al termine del processo si ottiene un segnale che è, in ogni istante, analogo al segnale originale.

Nel procedimento digitale secondo la tecnica PCM (Pulse Code Modulation) il processo di analisi non è più continuo, ma, al contrario, vengono apprezzate le variazioni di ampiezza del segnale ad intervalli di tempo discreti ed equidistanti; si ottengono così dei campioni, cioè dei livelli corrispondenti al segnale registrato ad intervalli di tempo costanti ma discreti, ignorando quindi cosa possa accadere al segnale audio durante l'intervallo tra due successivi istanti di campionamento.

Possiamo a questo punto prendere in esame uno dei problemi connessi con tale metodo di analisi: si richiede infatti di ottenere un segnale che sia indistinguibile dal segnale audio originale, avendo però a che fare con un segnale non più continuo ma campionato. In pratica si tratta di verificare ogni quanto tempo sia necessario fare il campionamento, ovvero, dato che gli intervalli abbiamo visto essere equidistanti, quale deve essere il periodo di campionamento, o, più semplicemente, quale deve essere la frequenza di campionamento, necessaria per ottenere un segnale campionato indistinguibile dal segnale audio originale.

Senza entrare nei dettagli dell'operazione, si può affermare, grazie all'equazione di Nyquist, che la frequenza di campionamento minima deve essere pari al doppio della frequenza più elevata presente nel segnale (che prende il nome di frequenza di Nyquist). Se assumiamo come frequenza massima quella corrispondente a 20.000 Hz, allora la frequenza di campionamento dovrà assumere un valore minimo di 40.000 Hz; incidentalmente, facciamo notare come, se nel segnale è presente una frequenza superiore alla frequenza di Nyquist, si generino delle frequenze spurie pari alla differenza tra la frequenza di campionamento e quella frequenza del segnale. Di qui la necessità di introdurre nel processo di campionamento un drastico filtro passa-basso, che assicuri la completa reiezione di qualsiasi segnale a frequenza superiore al valore previsto della frequenza di Nyquist.

Sono in corso discussioni sulla frequenza di taglio cui sintonizzare tale filtro, ma è opinione generale che sia conveniente porre tale valore poco oltre i 20.000 Hz.

Prima di procedere, aggiungiamo che, anche se finora si è parlato di istanti di campionamento, con tale processo si ottengono dei livelli di tensione costanti per tutto il tempo intercorrente tra due successivi istanti di campionamento: per questo motivo il procedimento è comunemente indicato col termine di «sampling and holding», cioè campionamento e mantenimento del valore ottenuto.

Conversione analogico/digitale e quantizzazione

Abbiamo visto finora come il campionamento ci dia dei valori di tensione relativi al livello del segnale a regolari intervalli di tempo: a questo punto misurando tali tensioni potremo ottenere una sequenza di valori esprimibili in base decimale (vedi figura 1).

Se operiamo ora una conversione dal linguaggio decimale al linguaggio binario (in cui i valori decimali sono espressi da una determinata successione di simboli «0» e «1») otteniamo un segnale digitale. Tale processo, definito conversione analogico/digitale (A/D conversion), è sempre stato uno dei problemi di più difficile soluzione in questo genere di applicazioni, ma l'attuale tecnologia dei semiconduttori ha reso possibile la realizzazione di convertitori A/D integrati a costi sempre più ridotti (relativamente).

Nella conversione A/D, operante su segnali campionati, si deve però considerare come, analogamente a quanto esposto nel capitolo precedente, anche il livello del segnale sia soggetto a cambiamenti continui, presentando ad ogni istante diversi valori di tensione. Nella conversione A/D tale livello può solamente venire approssimato a livelli prefissati nel momento in cui si decide qual è il «passo di quantizzazione». Il passo di quantizzazione fissa dunque il limite di risoluzione del sistema, ed è equivalente all'intervallo minimo cui viene approssimato il livello del segnale audio. Per chiarire le idee, se il passo di quantizzazione equivale a 100 mV, ed il segnale audio, nel momento in cui viene effettuato il campionamento, ha una ampiezza pari a 150 mV, tale valore dovrà necessariamente essere approssimato al livello relativo ai 100 o ai 200 mV.

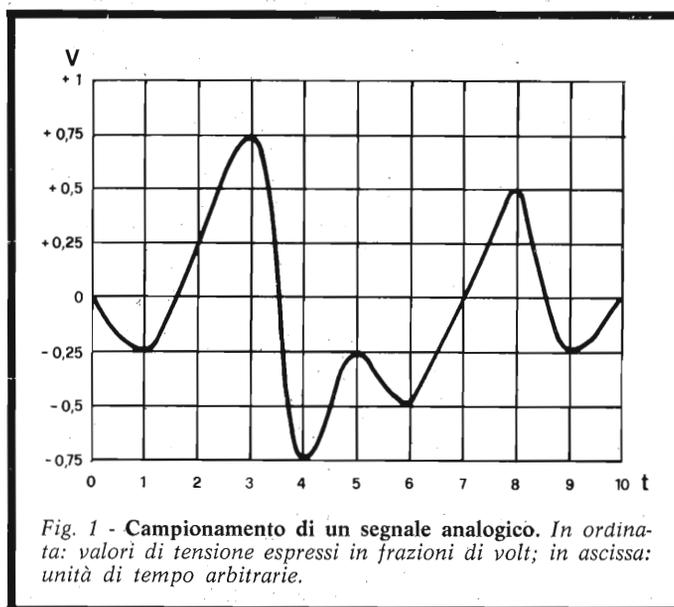


Fig. 1 - Campionamento di un segnale analogico. In ordinata: valori di tensione espressi in frazioni di volt; in ascissa: unità di tempo arbitrarie.

Come si vede, esiste una data percentuale di «errore di quantizzazione»; tutto il discorso va però ridimensionato in quanto nella quantizzazione si tratta di convertire valori assoluti, e quindi lo stesso incremento minimo cambia di significato a seconda del segnale audio con cui si ha a che fare e con la unità di misura relativa.

Le influenze nel processo da parte dell'errore di quantizzazione verranno esaminate più avanti.

Riassumendo quanto esposto si può concludere che la quantizzazione del segnale audio rende possibile la descrizione in codice binario del livello istantaneo (preso in corrispondenza degli istanti di campionamento) del segnale audio, per cui è possibile trascrivere tale segnale con una serie di «parole» formate da un certo numero di «bit» (vedi figura 2-a).

La dinamica del sistema è direttamente proporzionale al numero di bit; considerando che per ogni bit si ha una dinamica di 6 dB, con un segnale a 14 bit è possibile una dinamica di circa 85 dB. Nelle applicazioni professionali viene però richiesta una dinamica maggiore, quindi si usano, per lo meno nella fase di cattura del suono, quando cioè i picchi di segnale non possono essere controllati, sistemi a 16 bit; il discorso è solamente di tipo economico, in quanto aggiungere due bit comporta enormi aumenti di costo.

Avendo ottenuto un segnale espresso con una serie di «parole» in codice binario abbiamo operato una sorta di «encoding» o codifica del segnale originario: ma qual è il vantaggio di tale procedimento? E' molto semplice: se dobbiamo registrare un segnale audio non sarà più necessario un procedimento analogico, ma sarà sufficiente registrare una serie di impulsi, che alternativamente assumono solamente due livelli diversi di tensione, equivalenti agli stati «0» ed «1». Qualsiasi *medium* usato per registrare il segnale dovrà essere in grado di distinguere tra due soli livelli o stati logici, per poter ottenere un segnale audio completamente identico al segnale originale; qualsiasi imperfezione del *medium* è irrilevante finché i due li-

velli sono abbastanza separati da essere distinti. E' chiaro che in tale situazione qualsiasi copia del segnale in forma digitale non degraderà il segnale risultante finché rimane una sufficiente distinzione tra il livello «0» ed il livello «1».

Conversione digitale/analogico

Il nostro orecchio non è ovviamente un dispositivo «digitale», quindi è necessario, al termine del processo, utilizzare delle apparecchiature che operino la necessaria decodifica del segnale, da digitale di nuovo ad analogico.

Se prendiamo le «parole» della figura 2-a e le immettiamo in un convertitore digitale/analogico si otterrà una serie di tensioni, ognuna persistente per ogni intervallo di campionamento. E' chiaro che stando così le cose la forma d'onda ottenuta ricorda solo vagamente la forma d'onda originale: ciò è da ricollegare, nell'esempio in figura, alla quantizzazione con parole a soli 3 bit. Poiché la quantizzazione è un processo che cerca di descrivere infiniti valori di livello in un numero finito, parte dell'informazione è distrutta.

Questa perdita può solamente essere minimizzata aumentando il numero dei livelli e riducendo in tal modo l'errore medio tra il valore istantaneo del segnale ed il livello di quantizzazione più vicino ad esso. Aumentando di un

bit la lunghezza delle parole si raddoppia il numero dei livelli. In una recente dimostrazione alcuni ricercatori della BBC hanno dimostrato che il numero minimo di bit, per ottenere un segnale la cui degradazione sia ridotta a livelli tali da renderlo indistinguibile dall'originale, è pari a 12, mentre l'aggiunta di un bit (= 13) migliora ancora la situazione.

Nella conversione D/A è inoltre presente un filtro passa-basso che elimina la presenza della frequenza di campionamento (vedi figura 2-c).

In figura 3 è presente lo schema completo di un ipotetico sistema digitale.

Vantaggi e svantaggi

Alcuni vantaggi del procedimento PCM sono già stati esaminati: tipica è la possibilità di effettuare un numero elevato di trasferimenti del segnale codificato senza subire perdite di qualità del segnale al momento della decodifica. Inoltre possiamo annoverare tra i vantaggi la inesistenza di rumori di soffio («hiss») in quanto tale disturbo, generato soprattutto dallo scorrere del nastro magnetico sulla testina del registratore, non è considerato al momento della decodifica, procedimento che come abbiamo visto si limita ad esaminare la differenza tra due

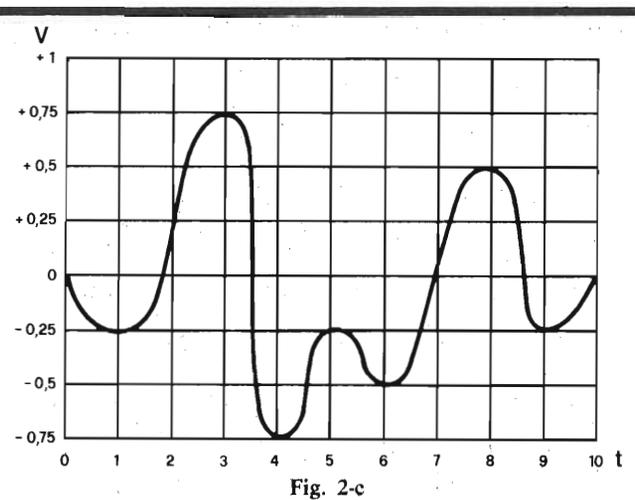
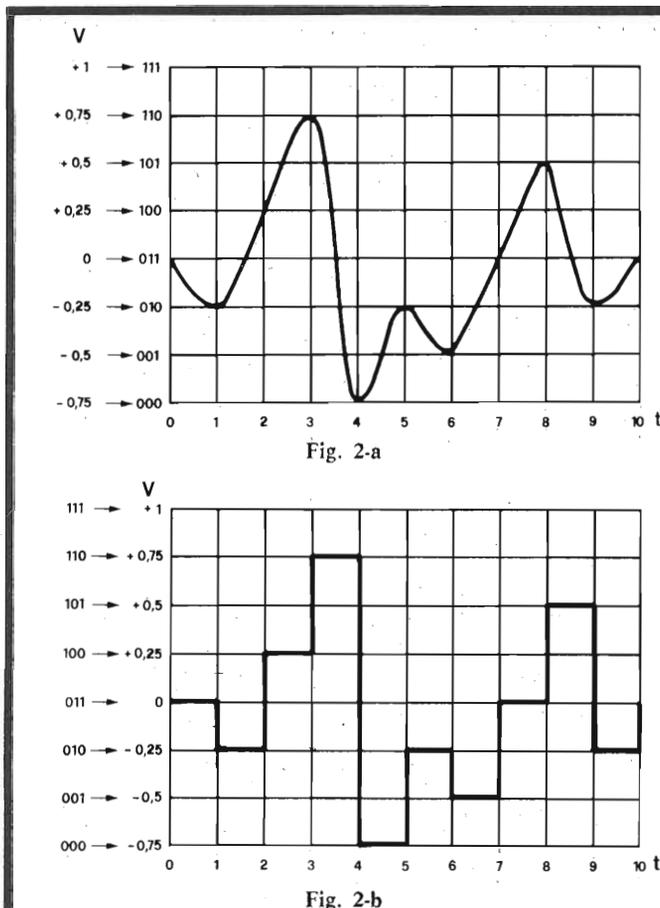
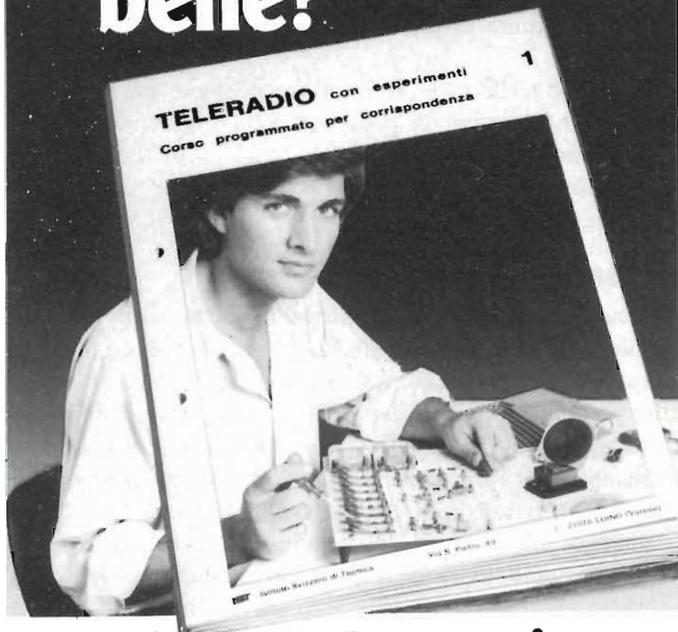


Fig. 2 - Processo di campionamento e quantizzazione del segnale audio analogico (a). Ricostruzione del segnale a partire dalla codificazione digitale (b). Effetto del filtro passa-basso a valle del convertitore D/A (c). In ordinata: valori discreti di tensione e loro scrittura in forma digitale; in ascissa: unità di tempo (arbitrarie).

Fig. 3 - Diagramma a blocchi semplificato per un sistema PCM. L'unità definita «memoria» rappresenta un qualsiasi medium per la conservazione nel tempo del segnale: ad esempio: un registratore a nastro.

Vuoi guadagnare bene?



Entra nell'Elettronica, settore Radio-TV.

Col corso Teleradio IST è facile e fai in fretta!

Di tecnici ci sarà sempre bisogno. Tv a colori, Tv a circuito chiuso, apparecchi rice-trasmittenti, stazioni radio televisive, offrono sempre più lavoro qualificato a chi conosce bene la tecnica radio-televisiva. E' un campo enorme che ti aspetta. Pensa: oggi in Italia operano centinaia e centinaia di stazioni radio e televisive. Ci sono milioni di apparecchi riceventi installati. Entra in questo mondo: impara la tecnica radio-televisiva, avrai in mano una professione redditizia e più possibilità di impiego e di carriera.

In poco tempo una nuova professione nelle tue mani

Il nuovo corso Teleradio IST ti insegna in fretta, divertendoti, con 18 fascicoli programmati nel tempo e 6 scatole di materiale. Potrai studiare a casa tua, nelle ore libere e fare esperimenti interessanti col materiale in

dotazione, mettendo subito in pratica la teoria appresa. **Alla fine del corso, che si svolge esclusivamente per corrispondenza, sarai padrone della tecnica radio-TV e ti sarà rilasciato un Certificato Finale che lo attesterà.**

Gratis in visione un fascicolo Spedisci il tagliando, ti invieremo in visione un fascicolo e potrai constatare personalmente e senza nessun impegno, la validità del metodo e la facilità di apprendimento. Quale miglior garanzia? Approfittane subito. **Spedisci il tagliando oggi stesso.**

IST ISTITUTO SVIZZERO DI TECNICA Unico associato italiano al CEC Consiglio Europeo Insegnamento per Corrispondenza - Bruxelles.

L'IST non effettua visite a domicilio

sitcap 379

BUONO per ricevere - per posta, in visione gratuita e senza impegno - un fascicolo del corso **TELERADIO con esperimenti** e dettagliate informazioni supplementari. (Si prega di scrivere una lettera per casella).

cognome	
nome	età
via	
C.A.P.	città
professione o studi frequentati	

Da ritagliare e spedire in busta chiusa a:
IST - Via S. Pietro 49/42 H
21016 LUINO (Varese)

Tel. 0332/53 04 69

livelli. Fintantoché il soffio non raggiunge una intensità tale da essere considerato «1» nel processo di decodifica, esso non introdurrà alcuna perturbazione del sistema: dato che al livello «1» si può far corrispondere una tensione dell'ordine del volt, o per lo meno un valore molto superiore al valore della tensione di disturbo, è chiaro che qualsiasi rumore di fondo non reca alcun disturbo al momento della riconversione D/A.

Un'altra possibilità legata al procedimento PCM è la riduzione di errori di velocità tipo «wow» e «flutter», dato che la velocità con cui vengono lette le «parole dal convertitore D/A non è dipendente dalla velocità del medium ma da appositi circuiti di memoria che, interposti tra testina e convertitori A/D e D/A, sincronizzano la lettura con gli impulsi generati da un oscillatore quarzato.

I vantaggi non sono ancora terminati: l'operare su segnali digitali e non analogici permette di interfacciare il sistema con microcomputer che, adeguatamente programmati, saranno in grado di elaborare il segnale nel modo più opportuno.

Da ultimo possiamo notare come con il procedimento PCM siano ridotti i problemi relativi alla distorsione, in quanto non è possibile applicare i concetti di distorsione armonica dipendente da sovr modulazione su segnali espressi in codice binario.

D'altra parte però l'elaboratore digitale soffre di alcune limitazioni: tipicamente il costo delle apparecchiature necessarie (si calcola che attualmente uno studio attrezzato per operare in modo digitale possa costare circa dieci volte un equivalente studio dotato di apparecchiature di tipo analogico), costo che peraltro è legato ancora al livello sperimentale in cui si trova confinato il sistema PCM. E' chiaro che lo sviluppo del sistema porterà ad una controreazione dei costi parallela da una parte all'aumentata richiesta, dall'altra ad una riduzione «alla base» dei costi di produzione di adeguati convertitori A/D.

A parte però problemi di tipo economico, due grossi errori possono essere introdotti nella elaborazione digitale, legati ad una errata scelta della frequenza di campionamento ed ad un ridotto numero di bit; però, anche una volta risolti, nel modo già indicato, tali problemi (che comunque non sono di semplice soluzione) bisogna ancora considerare l'errore nel processo di quantizzazione ed il rumore di quantizzazione.

Dato che il livello reale del segnale audio è approssimato a livelli di tensione discreti, esisterà sempre un errore nella quantizzazione, tranne quando, per caso, le due tensioni si trovino a coincidere. L'errore sarà ovviamente pari a metà della differenza tra due livelli di quantizzazione.

Dato un segnale a larga banda ed ad ampiezza elevata, la distribuzione statica dello spettro di questo rumore ha uguale energia a tutte le frequenze ed è quindi equivalente al rumore bianco analogico: per questo motivo il rapporto S/N di un sistema digitale coincide col rapporto tra il massimo segnale ed il rumore di quantizzazione. Considerando invece segnali a basso livello, dato che diminuisce la tensione di picco del segnale, può accadere che esplica nel normale procedimento analogico. Tale in-

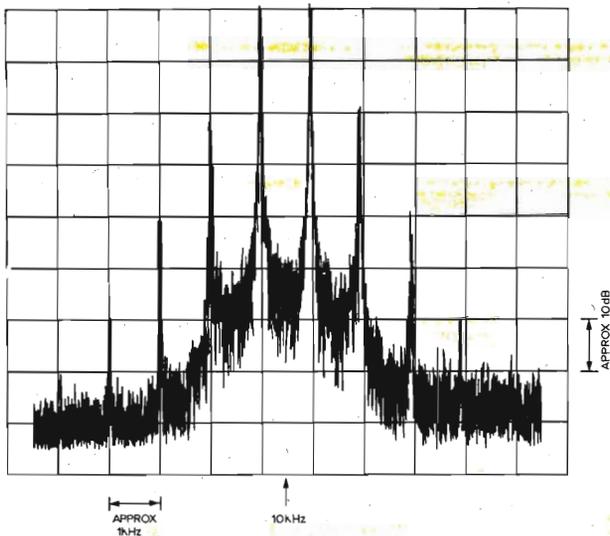


Fig. 4 - Analisi spettrale della registrazione analogica di due segnali ad alta frequenza su nastro a 38 cm/sec.; sono visibili prodotti di intermodulazione di terzo, quinto, settimo e nono ordine, rumore di modulazione e rumore di fondo. (Le figure 4 e 5 sono tratte dall'articolo «Digital Audio» apparso su «Hi-Fi news» - July 1979).

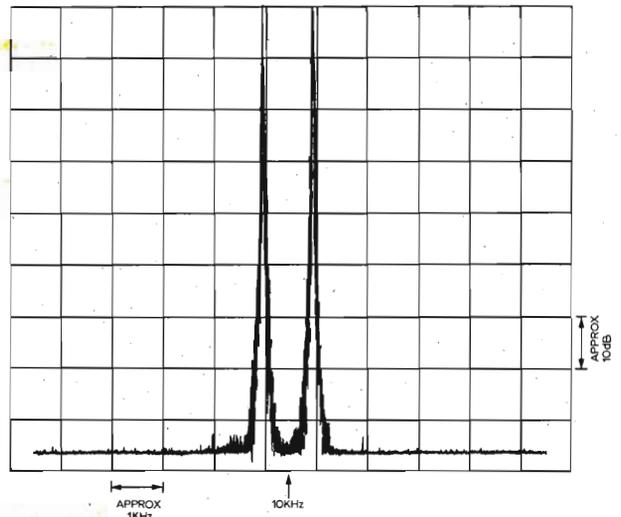


Fig. 5 - Analisi dello spettro di registrazione con tecnica digitale dei segnali di cui alla figura 4; è visibile solo una componente di distorsione di terzo ordine (0,01%). Assenti i rumori di modulazione e di fondo. (Le figure 4 e 5 sono tratte dall'articolo «Digital Audio» apparso su «Hi-Fi news» - July 1979).

che tale ampiezza si approssimi alla differenza tra i livelli di quantizzazione. In tal caso il convertitore A/D si comporterebbe come un «limiter» introducendo una squadratura del segnale con conseguente produzione di armoniche dispari che possono interagire con la frequenza di campionamento.

Per ovviare a tali inconvenienti oltre all'introduzione di appositi generatori di rumore che bloccano il funzionamento del limiter («dithers») si usa una quantizzazione non lineare in cui cioè gli intervalli di quantizzazione sono ineguali, cioè ridotti per i livelli più bassi e maggiori non al procedimento in sé, ma a degradazioni che si possono instaurare nel medium, tipicamente il drop-out del nastro, che genera inconvenienti ben maggiori di quelli convenienti viene superato duplicando l'informazione con per i più elevati.

Gli altri svantaggi del sistema PCM sono imputabili

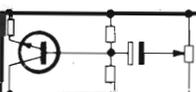
ulteriori segnali non relativi al segnale codificato, in modo che sia la macchina stessa a scoprire eventuali drop-outs ed a compensare la risultante perdita di informazione.

Conclusioni

Per chiudere, va fatto notare un po' polemicamente, come gli eccezionali risultati ottenuti con l'elaborazione digitale (figure 4 e 5), e soprattutto per quanto riguarda il rapporto S/N (superiore ai 90 dB), vengono drasticamente degradati nel momento in cui dal master si passa alle realizzazioni ed alla stampa dei dischi: dato che attualmente il supporto in vinile con cui si realizzano le copie consente rapporti S/N che a malapena raggiungono i 70 dB, c'è da chiedersi se non sia il caso, parallelamente allo sviluppo dei sistemi PCM, di portare avanti ulteriori ricerche sulla ottimizzazione delle caratteristiche tecniche dei medium attualmente più diffusi.

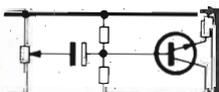


• **KS 365** •



Kurtiuskit

METRONOMO



Il metronomo è un apparecchio usato dai musicisti, dai ginnasti e da chiunque abbia bisogno di un congegno che scandisca il tempo. Il circuito basato sull'impiego di un solo circuito integrato ha un bassissimo consumo, permettendo così una lunga vita della batteria.

- CARATTERISTICHE TECNICHE:**
- Velocità delle battute: da 20 a 300 al min.
 - Impedenza dell'altoparlante: 8 Ω
 - Alimentazione: 9 Vc.c.

Philips. Alimentatori da banco da 20 a 120W.



Gli alimentatori da banco Philips lavorano:

- a lungo: MTBF = 75.000 ore
- in condizioni di lavoro avverse: norme IEC-68 test Fc e Eb
- in serie ed in parallelo
- inoltre sono regolabili in tensione ed in corrente
- hanno una eccellente stabilità ed una grande affidabilità

Se volete ulteriori informazioni richiedeteci la documentazione completa.

Tipo	PE1535	PE1536	PE1537	PE1538	PE1539	PE1540	PE1541	PE1542		
Uscite	V	0-40V	0-20V	0-40V	0-75V	0-20V	0-40V	0-75V	0-7V	2x0-20V
	A	0-0,5A	0-2A	0-1A	0-0,5A	0-6A	0-3A	0-1,6A	0-3A	0-1A
Stabilità	≤0,5%	≤0,01%	≤0,01%	≤0,01%	≤0,01%	≤0,01%	≤0,01%	≤0,01%	≤0,05%	≤0,05%
Ripple	≤1,5mV	≤1mV	≤0,5mV	≤1mV						
Coefficiente di temperatura	≤0,02%/°C	≤0,01%/°C	≤0,02%/°C	≤0,02%/°C						
Tempo di ripristino	≤10 μs	≤25 μs	≤25 μs	≤25 μs	≤50 μs					

Sede: Philips S.p.A. - Reparto T&M - V.le Elvezia, 2 - 20052 MONZA - Tel. (039) 3635249

Filiali: Torino tel. (011) 210404 - Padova (049) 657700 - Bologna (051) 712054 - Roma (06) 382041
Palermo (091) 400066 - Cagliari (070) 560761



Strumenti Elettronici di Misura

PHILIPS



Piastra di registrazione stereo

di A. Cattaneo - terza parte

In questa ultima puntata completiamo la descrizione del registratore apparso nei due precedenti numeri presentando il disegno dei circuiti stampati, il montaggio meccanico e l'elenco dei componenti necessari alla realizzazione. Oltre a tutto ciò, riportiamo le misure eseguite sul campione in laboratorio, le sue caratteristiche e le curve di risposta ottenute usando vari tipi di nastro magnetico. Con l'aiuto di queste pagine il lettore potrà quindi portare a termine la costruzione di una piastra che, come prestazioni è pari se non superiore a quelle normalmente reperibili sul mercato a prezzi poco incoraggianti.

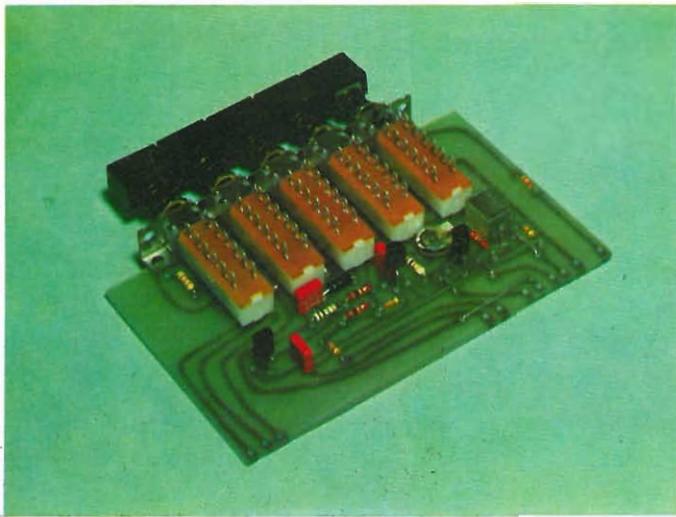
Come si può vedere dalle varie fotografie, i circuiti stampati dell'apparecchio sono in tutto quattro. Quello di maggiori dimensioni che denominiamo «master», raggruppa i preamplificatori con ALC, gli amplificatori, il comando slitta, l'oscillatore «bias» ed il DNL. Una seconda basetta comprende la tastiera dei comandi elettrici ed il formatore d'impulsi mentre, una terza, il circuito alimentatore trasformatore escluso. L'ultimo stampato funge da supporto per i componenti che si affacciano sul pannello supe-

riore del contenitore. Di tale «board» non diamo la traccia rame in quanto stà al gusto del lettore la dislocazione degli indicatori, dei deviatori, dei led segnalatori e dei potenziometri del livello di registrazione.

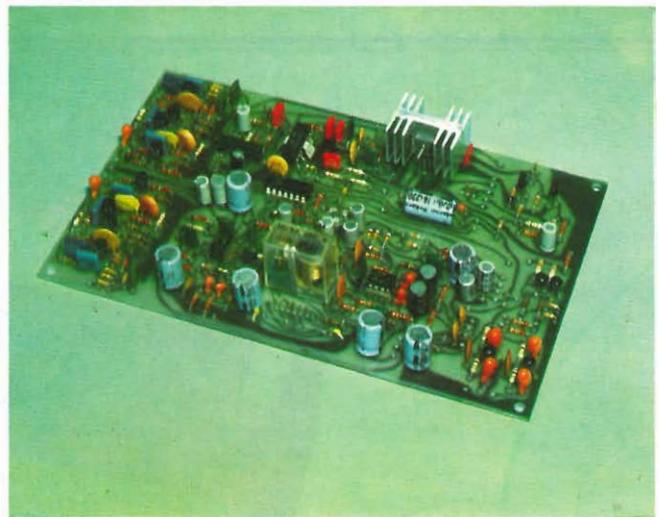
Alimentatore

Iniziamo ora col prendere in esame il circuito stampato dell'alimentatore il cui lato rame viene illustrato in scala 1:1 in figura 1. Le piste ramate, come si può notare sono assai distanziate tra di loro e per la loro

realizzazione pensiamo proprio non vi debbano essere difficoltà. In figura 2 troviamo la disposizione dei componenti e benché le parti non siano in gran numero, consigliamo di prestare una certa attenzione alla polarità dei diodi e dei condensatori elettrolitici. L'integrato IC6 che è lo stabilizzatore di tensione generale, scalda parecchio non tanto per il valore della corrente richiesta quanto per il lavoro continuativo che è chiamato a svolgere. Si impone, quindi, l'uso di un dissipatore ad U con almeno due



Basetta della tastiera comandi a realizzazione ultimata. Non compare il C81/a aggiunto in fase di collaudo.



Vista della basetta principale «master». Si noti l'adeguato dissipatore di cui è dotato il regolatore di tensione nonché il relè di commutazione posto nelle immediate vicinanze degli allacci alla testina.

alette per parte ed è consigliabile spalmare del grasso al silicone sulla faccia metallica di IC6 al fine di agevolare la dissipazione del calore. Non è necessario isolare l'integrato dal dissipatore a patto che questo non venga sostituito dal contenitore metallico o non sia posto a contatto elettrico con la massa generale. Il trasformatore di alimentazione T.A. il cui secondario fa capo ai punti segnati con ~, non è montato a circuito stampato in quanto dev'essere installato il più lontano possibile dalla testina e dai preamplificatori. In sede di collaudo il trasformatore andrà orientato (ruotandolo su sè stesso) per ronzio nullo in uscita e quindi fissato al fondo del contenitore.

E' consigliabile, al fine di evitare spiacevoli inconvenienti, dotare il primario di un fusibile rapido di almeno 200 mA. Il secondario deve essere in grado di erogare 18 V con almeno 1-1,5 A. Il prototipo monta il tipo HT 3740-20 distribuito dalla GBC. L'uscita, prelevata tra i punti +18 V e \perp , andrà collegata direttamente alle piazzole corrispondenti sul circuito stampato del «master».

Tastiera comandi

La figura 3 mostra in scala 1:1 il lato rame della basetta riguardante la tastiera comandi. Le piste, com'è possibile notare, sono parecchie ed assai sottili per cui consigliamo il pro-

cesso di fotoincisione oppure in alternativa, la stesura delle tracce sulla piastra rame con l'uso dei «letraset» (trattamento effettuato sul c.s. del campione). La disposizione dei componenti è visibile in figura 4. Suggeriamo di montare innanzitutto i cinque ponticelli che possono essere ricavati senza problemi dai reofori dei resistori la cui lunghezza è notoriamente in eccesso. Attenzione a non scambiare tra di loro il D26 e il DZ2 che hanno uguale contenitore ed a non invertire la polarità dei diodi e dell'unico condensatore elettrolitico C81/a. Quest'ultimo componente non è riportato nella foto in quanto è stato aggiunto in un secondo tempo. I rima-

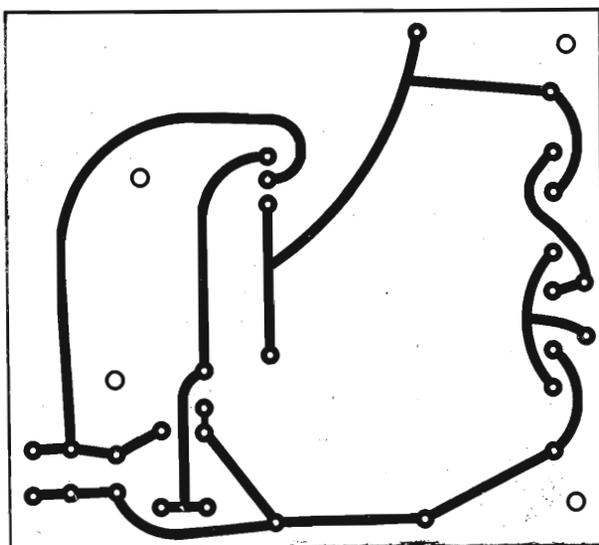


Fig. 1 - Basetta del circuito stampato visto dal lato rame in scala 1:1 dell'alimentatore.

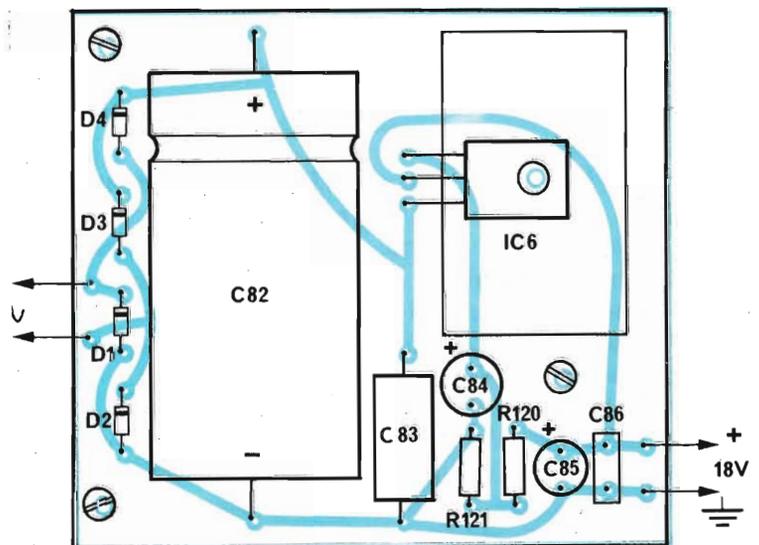


Fig. 2 - Cablaggio dei componenti relativi alla sezione alimentatrice dell'apparecchio.

nenti condensatori impiegati devono essere in poliestere e di buona qualità. Cablare correttamente i tre transistori (due n-p-n ed un p-n-p), tutti i resistori ed il trimmer T3. A questo punto posizionare e fissare i cinque deviatori doppi che formano un blocco a se stante. La pulsantiera da noi usata è del tipo GBC 00/0526-14 alla quale sono stati sostituiti, per ragioni estetiche, i pulsanti originali di forma cilindrica con degli analoghi a forma di parallelepipedo. I terminali che fanno capo ai resistori R108 ÷ R112 vanno collegati ai catodi dei rispettivi led indicatori posti sul pannello mentre tutti gli anodi di tali componenti andranno collegati al positivo di alimentazione.

I punti A-B-C-D-E-F-G-H-L-M-N visibili sul lato inferiore della basetta vanno collegati, con l'aiuto di piattina flessibile multipla, alle rispettive piazzole presenti sullo stampato «master». La basetta così completata andrà posizionata verticalmente nel contenitore e fissata in modo che i pulsanti sporgano di circa 6 mm dal pannello superiore in modo da poter essere premuti agevolmente.

Master

Lo stampato «master» è quello di maggiori dimensioni poiché congloba i preamplificatori con ALC, gli amplificatori di registrazione, il comando slitta, il regolatore di tensione di alimentazione, la logica di commutazione a TTL, l'oscillatore «bias» ed il DNL. La figura 5 illustra la traccia rame in scala 1:1 e, vista la complessità del mosaico, valgono per la realizzazione le regole sopra enunciate a proposito della tastiera comandi. Qualora si proceda all'uso dei «letra-set» è importante riportare tali e quali le dimensioni ed i percorsi della massa onde evitare noiosi disturbi indotti nella parte di circuito ad alta sensibilità. La disposizione dei numerosi componenti viene data in figura 6. Poiché le parti da montare sono parecchie, consigliamo di procedere con logica iniziando da quelle di dimensioni più ridotte. I ponticelli di raccordo sono quattordici in tutto e si è reso necessario il loro impiego per evitare l'uso di una basetta a doppio rame che, a nostro avviso, avrebbe

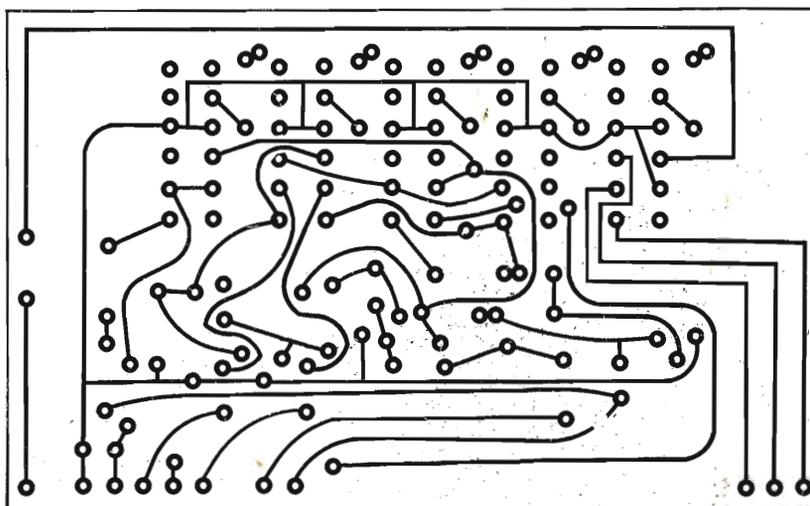


Fig. 3 - Traccia rame della basetta relativa alla tastiera. Dimensionare in altezza il c.s. in relazione al contenitore usato in quanto, tale circuito va montato verticalmente.

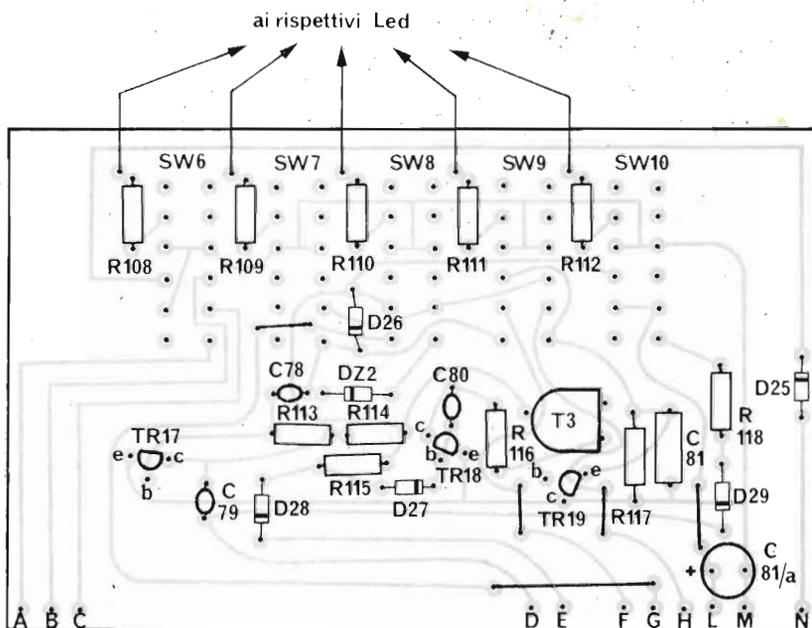


Fig. 4 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato della tastiera comandi.

complicato maggiormente la cosa anziché semplificarla. Per primi è meglio montare i diciannove ancoraggi per circuito stampato necessari ad accogliere le sei prese volanti in dotazione

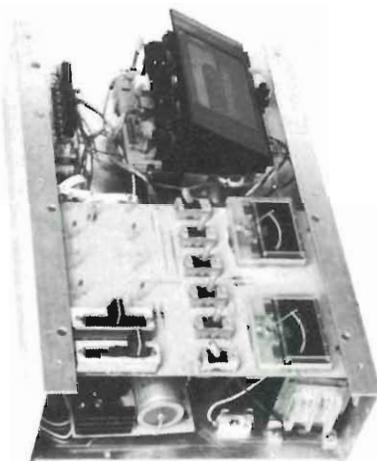
alla meccanica e cioè quella degli interruttori CR-R da tre ancoraggi, quelle del motore M1 e della testina di cancellazione EH da due ancoraggi, quelle della slitta RL2 e del motore

ELENCO COMPONENTI DELL'ALIMENTATORE

R119	= Resistore da 2,2 kΩ 1/4 W 5%
R120	= Resistore da 120 Ω 1/4 W 5%
R121	= Resistore da 1,5 kΩ 1/4 W 5%
C82	= Condensatore elettrolitico da 4700 μF 35 V I
C84	= Condensatore elettrolitico da 10 μF 25 V I
C83-C86	= Condensatori ceramici da 100 nF
C85	= Condensatore elettrolitico da 47 μF 25 V I
IC6	= Circuito integrato LM317T con dissipatore
* DL7	= Diodo led da 3 mm
D1-D4	= Ponte di diodi formato da quattro 1N4002
* T.A.	= Trasformatore di alimentazione p-220 V s- 18 V-1 A
* F	= Fusibile rapido da 0,2 A
* SW11	= Interruttore unipolare
* Componenti esterni al circuito stampato	

ELENCO COMPONENTI DELLA TASTIERA COMANDI

R108-R109-R110-	
R111-R112	= Resistori da 2,2 k Ω 1/4 W 5%
R113	= Resistore da 1 M Ω 1/4 W 5%
R114-R115-R118	= Resistori da 10 k Ω 1/4 W 5%
R116	= Resistore da 1 k Ω 1/4 W 5%
R117	= Resistore da 22 k Ω 1/4 W 5%
C78-C79-C80	= Condensatori in poliestere da 0,1 μ F
C81	= Condensatore in poliestere da 1 μ F
C81/a	= Condensatore elettrolitico da 330 μ F 16 V
T3	= Trimmer potenziometrico da 4,7 k Ω
DZ2	= Diode zener da 4,7 V - 1 W
D25-D27-D28-D29	= Diode al silicio 1N4148 oppure 1N914
D26	= Diode al silicio 1N4001
* DL2-DL3-DL4-DL5-DL6	= Diode led da 3 mm
TR17-TR18	= Transistori n-p-n BC237
TR19	= Transistore p-n-p BC327
SW6-SW7-SW8-	
SW9-SW10	= Pulsantiera formata da quattro deviatori interdipendenti a 4 scambi e da un deviatore indipendente a 4 scambi
* M2	= Motore ad ingranaggi (facente parte della mecc.)
* Componenti esterni al circuito stampato	



Vista interna della piastra a realizzazione ultimata. Il trasformatore di alimentazione deve essere dislocato il più lontano possibile dalla testina magnetica.

ingranaggi da tre ancoraggi ed infine quella della testina di registrazione-riproduzione da sei ancoraggi. E' d'obbligo usare «pins» di ottone argentato (ad esempio tipo GBC GB/0286-00) al fine di evitare ossidazioni dannosissime. Si procederà quindi ad installare tutti i resistori ponendo attenzione a non scambiarli di posto tra di loro. In caso di dubbio sui colori

delle fascette, consigliamo di sottoporre il componente a misura usando un ohmmetro. Sarà poi la volta dei diodi tutti del tipo 1N4148 (1N914) meno il DZ1, zener da 6,8 V. Montare questo e quelli rispettando la polarità e non scaldando eccessivamente i reofori pena la distruzione del semiconduttore. Posizionare e saldare i trimmer T1 e T2, quest'ultimo dev'essere del

tipo multigiri per una più minuziosa regolazione della velocità di scorrimento del nastro.

Dopo aver controllato la corretta disposizione dei terminali, installare i dodici trasmettitori lasciando tra il circuito stampato ed il corpo dei componenti una distanza di 5 mm circa. I circuiti integrati IC1, 2 e 3, vanno montati su zoccolo o quantomeno su

ELENCO COMPONENTI DEL «MASTER»

R18-R19-R38-R39	= Resistori da 68 k Ω 1/4 W 5%	C33-C34	= Cond. in polies. da 10 nF
R20-R21	= Resistori da 330 Ω 1/4 W 5%	C35-C36-C42	= Cond. in polies. da 22 nF
R22-R23-R59	= Resistori da 15 k Ω 1/4 W 5%	C37	= Cond. elettr. da 220 μ F 16 V
R24-R25	= Resistori da 100 k Ω 1/4 W 5%	C39-C45-C48-C53	= Cond. in polies. da 0,1 μ F
R26-R27-R28-R29	= Resistori da 47 k Ω 1/4 W 5%	C40-C50	= Cond. ceram. a disco 470 pF
R30-R31-R61	= Resistori da 560 Ω 1/4 W 5%	C43	= Cond. in polies. da 220 nF
R32-R33-R64	= Resistori da 2,2 k Ω 1/4 W 5%	C44	= Cond. in polies. da 3,3 nF
R34-R35	= Resistori da 18 k Ω 1/4 W 5%	C46	= Cond. in polies. da 150 nF
R36-R37	= Resistori da 100 Ω 1/4 W 5%	C47	= Cond. elettr. da 22 μ F 16 V
R40-R41	= Resistori da 18 Ω 1/4 W 5%	T1	= Trimmer potenziom. da 22 k Ω
R42-R43	= Resistori da 120 k Ω 1/4 W 5%	T2	= Trimmer poten. multig. 500 Ω
R44-R45	= Resistori da 330 k Ω 1/4 W 5%	* DL1	= Diode led da 3 mm
R46-R47-R48-R49-		DZ1	= Diode zener da 6,8 V 1/4 W
R65-R55-R56	= Resistori da 10 k Ω 1/4 W 5%	D3-D4-D5-D6-	
R50-R51	= Resistori da 6,8 k Ω 1/4 W 5%	D7-D8-D9-D10-	
R52-R53	= Resistori da 4,7 k Ω 1/4 W 5%	D11-D12-D13-D14-	
R54	= Resistore da 10 Ω 1/4 W 5%	D15-D16	= Diode al silicio 1N4148/1N914
R57	= Resistore da 27 k Ω 1/4 W 5%	RL1	= Relè min. 12 V doppio scambio
R58	= Resistore da 220 k Ω 1/4 W 5%	* * RL2	= Relè slitta
R60	= Resistore da 1 M Ω 1/4 W 5%	* SW4	= Interruttore semplice
R62	= Resistore da 390 Ω 1/4 W 5%	* MT1-MT2	= Vu-meter
R63	= Resistore da 220 Ω 1/4 W 5%	TR5-TR6	= Transistori n-p-n BC237
R66	= Resistore da 2,7 k Ω 1/4 W 5%	TR7-TR8	= Transistori n-p-n BC337
R67	= Resistore da 33 k Ω 1/4 W 5%	IC1-IC2	= Circuiti integrati LM 387
C9-C10-C41	= Cond. cer. a disco da 220 pF	IC3	= Circ. integr. DM7045 (SN7405)
C11-C12-C29-C30	= Cond. elettr. tant. 1 μ F 16 V	IC4	= Circuito integrato TDA7770
C13-C14	= Cond. elettr. tant. 47 μ F 6 V	IC5	= Circ. integr. TDA1412 c/ dissip.
C15-C16	= Cond. elettr. da 2,2 μ F 16 V	* * H1-H2	= Testina magnetica P-R
C23-C24-C25-C26-		* * EH	= Testina di cancellazione
C49-C52	= Cond. elettr. tant. 10 μ F 16 V	* * M1	= Motore volano
C17-C18	= Cond. in polie. da 33 nF	* * CR-R	= Interruttori cassetta
C19-C20	= Cond. in polie. da 2,2 nF	* 1	= Meccanica
C21-C22-C54-C55	= Cond. ceram. a disco 150 pF		
C27-C28	= Cond. ceram. a disco 820 pF	* Componenti esterni al circuito stampato	
C31-C32-C38-C51	= Cond. elettr. da 100 μ F 16 V	* * Componenti facenti parte della meccanica	

contatti «molex» come da prototipo onde evitare che un surriscaldamento causi generazioni di soffio (IC1-IC2). IC4 ha un contenitore particolare in quanto le due alette, oltre ad essere la massa generale dell'IC svolgono il compito di dissipatori di calore e quindi vanno saldate con abbondanza di stagno. Il piedino 2 di questo componente, va ripiegato sotto il contenitore dello stesso e quindi lasciato libero. IC5, regolatore di tensione a 12 V, va orientato correttamente e dissipato nel migliore dei modi, vedere a tal proposito la foto, per la stessa ragione citata in merito all'IC6 dell'alimentatore. Montate a questo punto tutti i condensatori lasciando per ultimi gli elettrolitici che sono i più ingombranti. Inutile aggiungere di curare la corretta polarità di questi ultimi specialmente per quelli al tantalio e di scegliere per gli altri tipi quelli di dimensioni più ridotte. Per ultimo saldare il relé RL1 per la commutazione della testina. Questo componente generale dell'apparecchio in quanto i suoi contatti di scambio devono essere dorati o perlomeno argentati per la semplice ragione che agiscono in un punto del circuito dove la sensibilità è elevatissima. Anche il relé è reperibile presso la GBC col numero di catalogo GR 1974-00. Qui giunti può considerarsi terminato anche il cablaggio della basetta «master».

I punti contrassegnati con i numeri dall'1 al 7 più la massa vanno collegati con i vari componenti posti sulla basetta supporto quali «switch» e «VU-meter» come chiaramente indicato nello schema elettrico. Le piazzole recanti le lettere dalla A alla N vengono collegate con le rispettive presenti sulla basetta della tastiera comandi. La connessione della massa della meccanica va effettuata nel punto visibile a fianco del resistore R39 usando della comune trecciola isolata. Si raccomanda di rispettare tale punto per l'allacciamento poiché in caso contrario, possono nascere disturbi allorché il motorino è in azione. Le uscite dei due canali vengono prelevate tramite cavo schermato stereo nei punti OUT-OUT e inviate alla presa DIN di uscita.

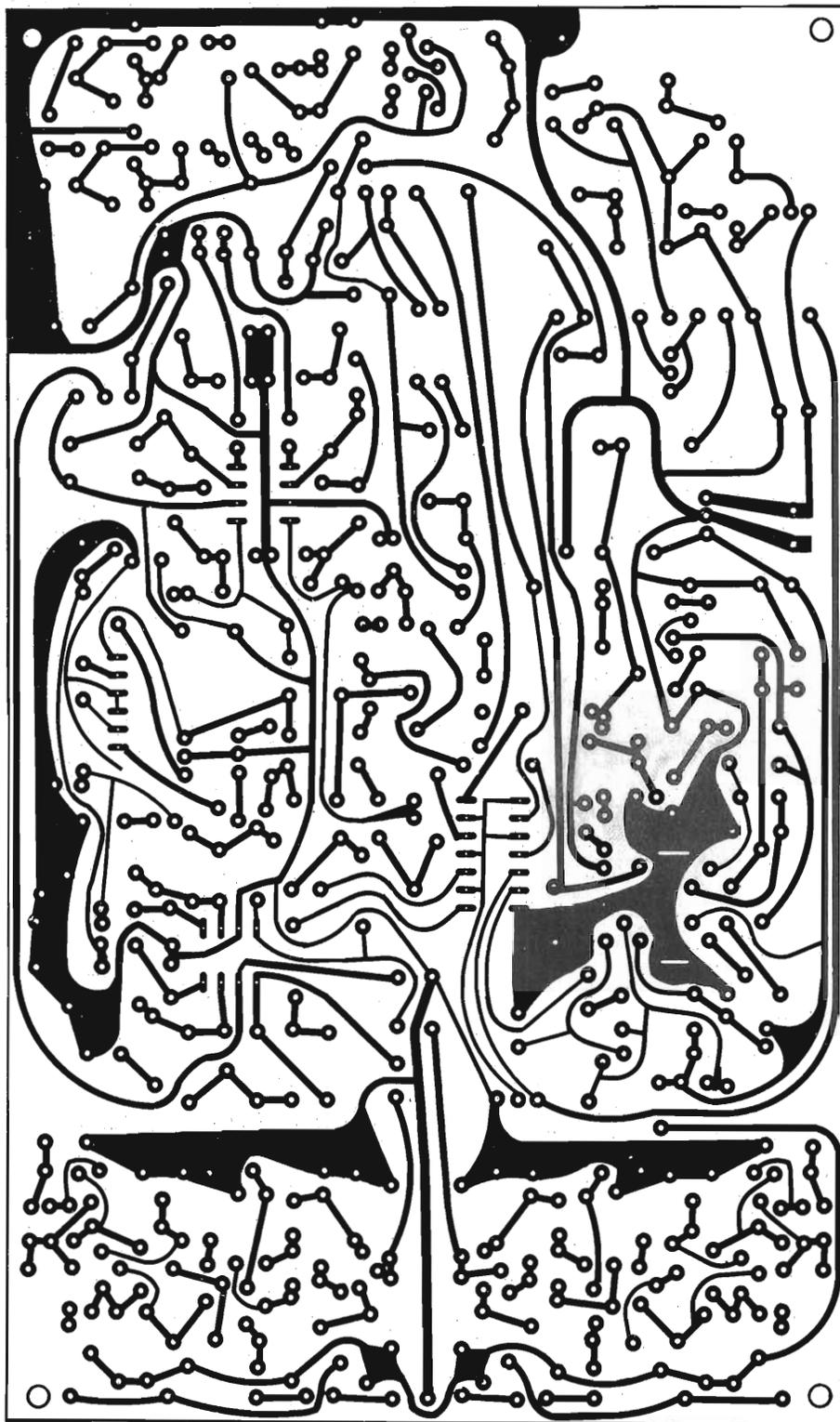


Fig. 5 - Circuito stampato «master» visto dal lato rame in scala 1:1. Si consiglia l'uso di piastra in vetronite.

Cablaggio generale

La scelta del contenitore stà al gusto del realizzatore, l'importante che esso sia metallico al fine di schermare i circuiti posti all'interno da fenomeni elettromagnetici provenienti dall'esterno. La meccanica va posizionata e fissata sul fondello per mezzo dei tre

distanziatori di cui è provvista. E' bene sistemare i fili che ne escono in modo da lasciar libero movimento alla slitta portatestine. Nel campione realizzato in laboratorio, abbiamo dotato la basetta della tastiera comandi di una squadretta in alluminio per facilitare il fissaggio in posizione verti-

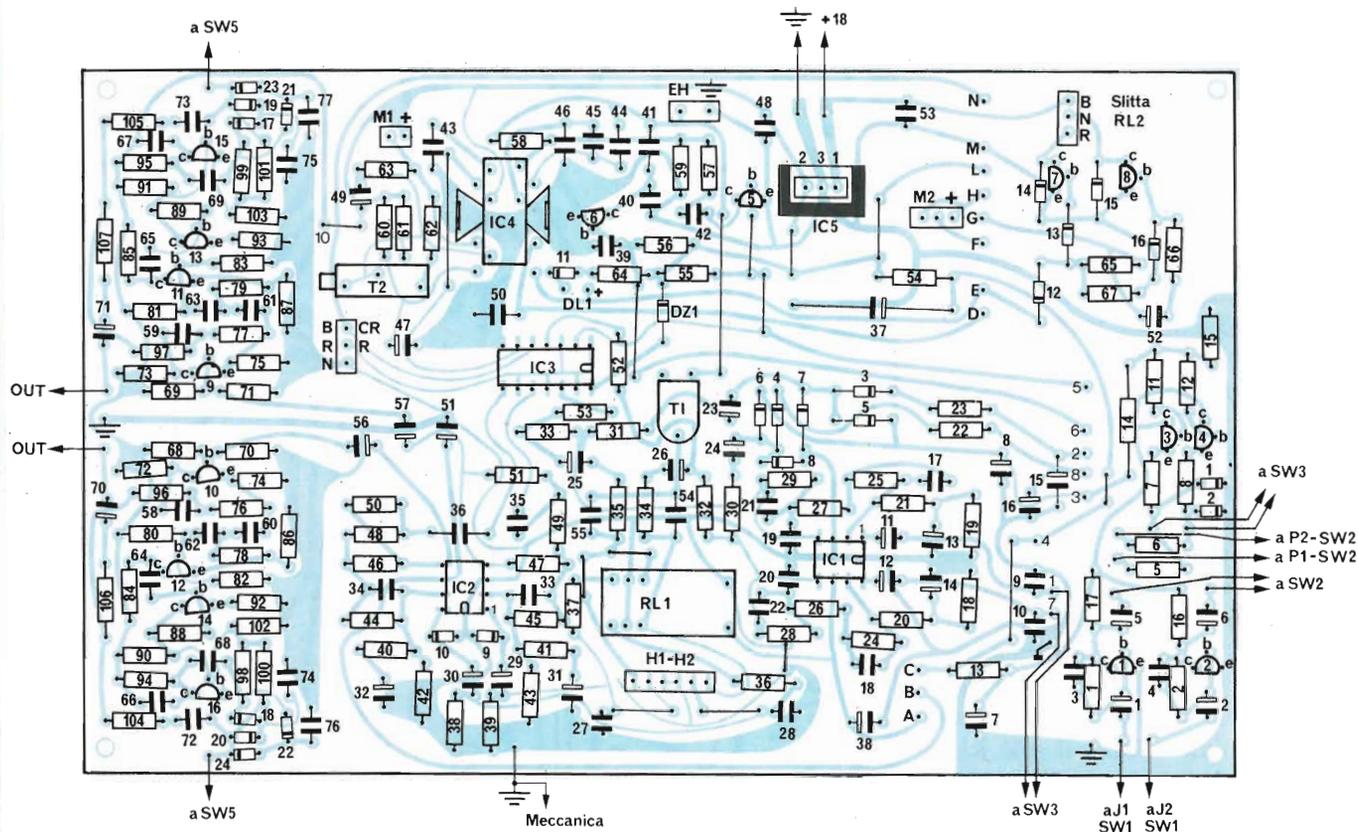


Fig. 6 - Disposizione dei componenti sulla piastra principale. Si scelgano componenti dalle dimensioni più ridotte possibili.

ELENCO COMPONENTI DEL DNL

R68-R69	= Resistori da 270 k Ω 1/4 W 5%
R70-R71	= Resistori da 150 k Ω 1/4 W 5%
R72-R73-R74-R75	= Resistori da 1,5 k Ω 1/4 W 5%
R76-R77-R94-R95	= Resistori da 5,6 k Ω 1/4 W 5%
R78-R79	= Resistori da 15 k Ω 1/4 W 5%
R80-R81	= Resistori da 680 k Ω 1/4 W 5%
R82-R83-R104-R105	= Resistori da 180 k Ω 1/4 W 5%
R84-R85	= Resistori da 3,9 k Ω 1/4 W 5%
R86-R87-R122	= Resistori da 2,2 k Ω 1/4 W 5%
R88-R89	= Resistori da 330 k Ω 1/4 W 5%
R90-R91-R100-R101	= Resistori da 22 k Ω 1/4 W 5%
R92-R93-R102-R103	= Resistori da 680 Ω 1/4 W 5%
R96-R97	= Resistori da 6,8 k Ω 1/4 W 5%
R98-R99	= Resistori da 120 k Ω 1/4 W 5%
R106-R107	= Resistori da 1 k Ω 1/4 W 5%
C56-C57	= Condensatori elettrolitici al tantalio da 10 μ F 16 V
C58-C59-C72-C73	= Condensatori in poliestere da 4,7 nF
C60-C61	= Condensatori in poliestere da 1,8 nF
C62-C63	= Condensatori ceramici a disco da 270 pF
C64-C65	= Condensatori in poliestere da 1,5 nF
C66-C67	= Condensatori in poliestere da 2,2 nF
C68-C69	= Condensatori ceramici a disco da 680 pF
C70-C71	= Condensatori elettrolitici al tantalio da 4,7 μ F 16 V
C74-C75-C76-C77	= Condensatori in poliestere da 22 nF
D17-D18-D19-D20-	
D21-D22-D23-D24	= Diodi al silicio 1N4148 oppure 1N914
TR9-TR10-TR11-TR12-	
TR13-TR14-TR15-TR16	= Transistori n-p-n BC239b
* SW5	= Deviatore doppio
* J4	= Presa pentapolare a norme DIN
* DL8	= Diodo led da 3 mm
* Componenti esterni al circuito stampato	

cale. Lo stampato «master» va fissato sul fondo con l'aiuto di quattro distanziatori cilindrici lunghi almeno 5 mm per evitare che saldature imperfette vadano a toccare la base metallica. Il lato più lungo della basetta dalla parte del relé andrà posto il più vicino possibile alla meccanica. Dal lato opposto, sempre sul fondello metallico, andrà sistemato l'alimentatore servendosi anche in questo caso di tre distanziatori. Le connessioni tra le varie basette vanno tenute più corte possibili. I conduttori di segnale devono essere in ogni caso schermati avendo cura di collegare la calza alla massa più vicina. A questo proposito per evitare noie si consiglia di collegare direttamente le masse delle varie basette al negativo del circuito di alimentazione. La piastra in bachelite che ha il compito di sorreggere le parti che sporgono dal pannello superiore pur non essendo obbligatoria è comoda e permette all'apparecchio di assumere un'estetica professionale. Sia gli «switch» di comando che gli strumenti indicatori del segnale di regi-

strazione sono reperibili presso la GBC. Per un più facile colpo d'occhio sulle funzioni che la piastra sta svolgendo abbiamo montato led segnalatori di diverso colore. I potenziometri da 50 k Ω che regolano il livello di registrazione sono del tipo «slider» ma nessuno vieta l'uso dei tipi rotativi normali compatibilmente al contenitore scelto. Pensiamo, a questo punto, di aver detto tutto circa la realizzazione dell'apparecchio e passiamo a descrivere le fasi di taratura.

Taratura

Per ottenere il massimo rendimento delle prestazioni fornibili dal montaggio, è necessaria una messa a punto che non comporta l'uso di strumenti eccelsi e che può essere eseguita assai velocemente. Collegarsi con un tester ai capi del motorino ad ingranaggi sui punti H (puntale positivo dello strumento) e F, quindi premere il tasto «avanti veloce» e regolare il trimmer T3 fino a leggere una tensione continua di 7 Vcc esatti, invertire i puntali e premere il pulsante «indietro veloce»: la lettura deve essere identica alla precedente. Fatto questo, il motorino degli spostamenti veloci risulta tarato anche per la raccolta nastro (>) in quanto il diodo zener DZ2 provvede a ridurre la tensione ai suoi capi a 2,5 Vcc. La velocità del motore volano dipende invece dalla regolazione del trimmer multigiri T2 posto sulla basetta «master» accanto a IC4 che è il regolatore elettronico. Benché tale messa a punto possa essere effettuata ad orecchio, consigliamo di munirsi di una cassetta campione e di un frequenzimetro. Dopo aver allacciato lo strumento all'uscita del registratore si riproduca la nota a 1000 Hz e si regoli T2 per analogia lettura. Il T1 ha il compito di fornire la corrente di polarizzazione alla testina di riproduzione-registrazione e la sua taratura può essere effettuata in due modi diversi. Il primo consiste nel porre in serie al trimmer, tagliando provvisoriamente il cavallotto che da questo va alla testina di cancellazione, un microamperometro in alternata. Senza segnale in ingresso registrazione, il T1 va regolato in modo da leggere una corrente di 400 μ A. Il secondo sistema comporta

ELENCO COMPONENTI DEL PREAMPLIFICATORE MICROFONICO CON ALC

R1-R2	= Resistori da 1 M Ω 1/4 W 5%
* R3-R4	= Resistori da 470 k Ω 1/4 W 5%
R5-R6	= Resistori da 47 k Ω 1/4 W 5%
R7-R8	= Resistori da 560 Ω 1/4 W 5%
* R9-R10	= Resistori da 22 k Ω 1/4 W 5%
R11-R12	= Resistori da 1 k Ω 1/4 W 5%
R13	= Resistore da 220 Ω 1/4 W 5%
R14	= Resistore da 330 k Ω 1/4 W 5%
R15	= Resistore da 470 k Ω 1/4 W 5%
R16-R17	= Resistori da 10 k Ω 1/4 W 5%
* P1-P2	= Potenziometri da 47 k Ω logaritmici
C1-C2-C5-C6	= Condensatori elettrolitici al tantalio da 10 μ F 12 V
C3-C4	= Condensatori ceramici a disco da 33 pF
C7-C8	= Condensatori elettrolitici da 100 μ F 16 V
D1-D2	= Diodi al silicio 1N4148 oppure 1N914
TR1-TR2	= Transistori n-p-n BC209b
TR3-TR4	= Transistori n-p-n BC208b
* SW1-SW2-SW3	= Deviatori doppi
* J1-J2	= Prese jack
* J3	= Presa DIN a 5 poli
* Componenti esterni al circuito stampato	

ELENCO COMPONENTI DEL SEGNALATORE Fe CrO₂ (eventuale)

Ro	= Resistore da 1 k Ω 1/4 W 5%
Lo	= Led da 3 mm
TRo	= Transistore n-p-n BC237

l'uso di un voltmetro elettronico e va eseguito in più prove registrando un segnale dalla frequenza di 6 kHz. Con successive regolazioni portare al massimo l'ampiezza del segnale d'uscita letta sul voltmetro in corrispondenza della minor distorsione. L'ultima messa a punto necessaria è quella dell'«azimut» ovvero l'inclinazione della facciata della testina di riproduzione-registrazione rispetto al nastro che scorre. La taratura viene eseguita agendo con un sottile cacciavite sul perno di fissaggio immediatamente posto sulla sinistra della testina stessa. L'«optimum» si ottiene per la massima ampiezza d'uscita riproducendo la cassetta campione col segnale a 6 ÷ 10 kHz. L'altezza della testina non va variata in quanto è già predisposta in modo idoneo.

Misure

Per completare la trattazione riportiamo qui di seguito gli esiti dei «test» a cui abbiamo sottoposto il nostro campione. I rilevamenti sono stati effettuati con strumenti all'avanguardia

presso il laboratorio tecnico della PANTA S.p.A.

La velocità di riavvolgimento del nastro è assai elevata basti pensare che una cassetta C-90 viene totalmente riavvolta in meno di 1 minuto e 50 secondi. Il rapporto segnale/rumore misurato con nastro BASF al biossido di cromo vale -48 dB se lineare, mentre se pesato scende a -56 dB in riproduzione («play») e -63 dB in pausa. Ovviamente i rilievi effettuati per un canale valgono in ugual maniera anche per l'altro. Il «wow e flutter» in riproduzione vale 0,30% in misura lineare e meno di 0,1% in misura pesata. Da notare che la misura della vibolazione va intesa riferita a valori di picco e non RMS. L'ondulazione su un segnale registrato dalla frequenza di 1 kHz ed ampiezza perfettamente costante, non supera i 0,3 dB. La distorsione di terza armonica rilevata ad una frequenza di 333 Hz (= 0 dB) è inferiore al 5% per i nastri all'ossido di ferro e non supera il 2,5% per quelli al biossido di cromo. La banda

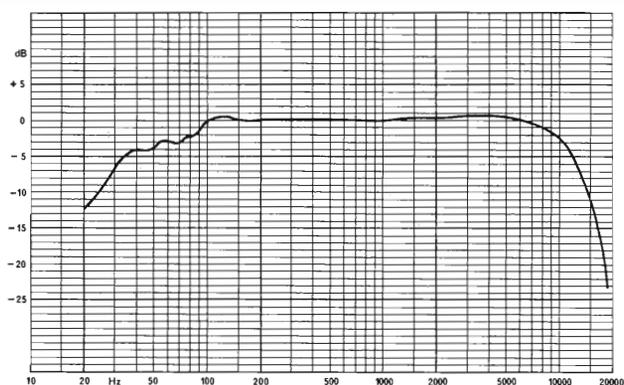


Fig. 7/a)

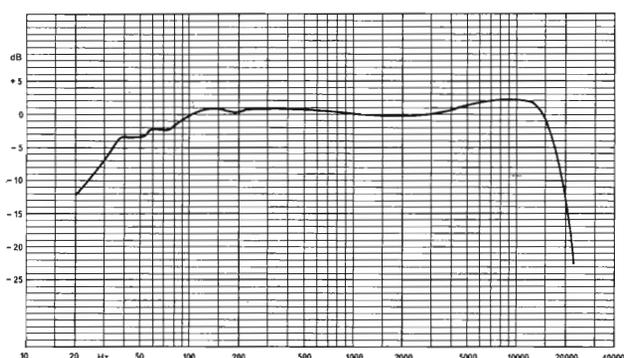


Fig. 7/b)

Fig. 7 - a) Curva di registrazione-riproduzione di una BASF all'ossido di ferro. b) Curva di registrazione-riproduzione di una BASF al biossido di cromo.

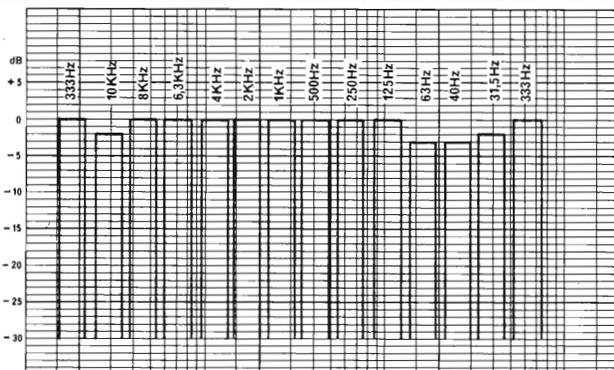


Fig. 8/a)

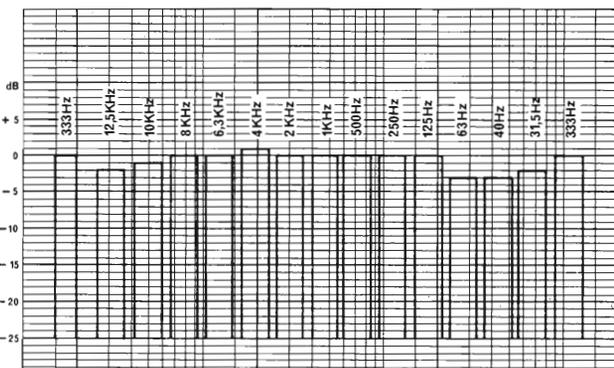


Fig. 8/b)

Fig. 8 - a) Curva di risposta in riproduzione facendo uso di un nastro DIN all'ossido di ferro. b) Curva di risposta in riproduzione facendo uso di un nastro DIN al biossido di cromo.

passante, come vedremo meglio dalle curve che seguono, corre da 30 Hz a 10 kHz entro 3 dB per i nastri all'ossido di ferro e da 30 Hz a 16 kHz (-3 dB) per le cassette al biossido di cromo. Vediamo ora la risposta in frequenza della piastra di registrazione su nastri di diversa natura. Sono state effettuate quattro curve di registrazione-riproduzione (figura 7) e due di sola riproduzione impiegando la cassetta campione a norme DIN (figura 8). In figura 7/a è rappresentata la curva di registrazione-riproduzione di un nastro BASF all'ossido di ferro. Come si può vedere, prendendo come riferimento 1 kHz = 0 dB, troviamo a -3 dB i 50 Hz e i 10 kHz. Tale curva, come quelle che seguiranno, è riferita ad uno solo dei canali. Uguali caratteristiche abbiamo riscontrato rilevando la risposta di un nastro SONY sempre all'ossido di ferro. La figura 7/b riporta invece il responso di una cassetta BASF al biossido di cromo. Salta subito all'occhio la differenza dalla precedente nel

comportamento alle frequenze più elevate infatti a -3 dB troviamo sempre i 50 Hz dal lato basso della banda mentre da quello alto si raggiungono facilmente i 16 kHz. E' possibile notare come dopo i 4 kHz circa si abbia una esaltazione dovuta all'inserzione del filtro posto sugli amplificatori di riproduzione introdotto dallo «switch» CR per mezzo della logica TTL. In figura 8/a abbiamo la curva di riproduzione ottenuta con un nastro a norme DIN trattato con l'ossido di ferro. La caratteristica viene tracciata assumendo i 333 Hz come riferimento a 0 dB. Anche in questo caso troviamo i 40 Hz ed i 10 kHz al disotto di 3 dB. Le cose migliori assai esaminando la curva di figura 8/b. ricavata col nastro campione a norme DIN al biossido di cromo. Su tutte le curve di risposta esaminate, possiamo notare come verso le frequenze più basse vi sia una certa attenuazione specialmente per valori inferiori ai 50 ÷ 70 Hz. Tale fenomeno, volutamente causato, è do-

vuto al basso valore di C31 (C32 per l'altro canale). Sostituendo questo componente, il cui valore è di 100 µF, con uno analogo da 220 µF il «buco» si riempie ottenendo così un responso piatto a partire da una frequenza di 30 Hz (a -3 dB).

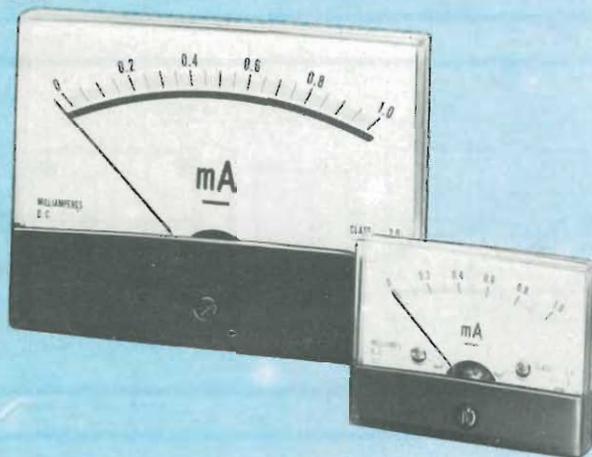
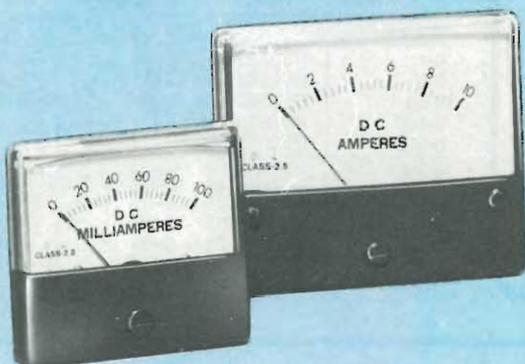
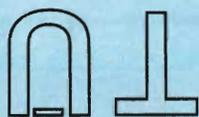
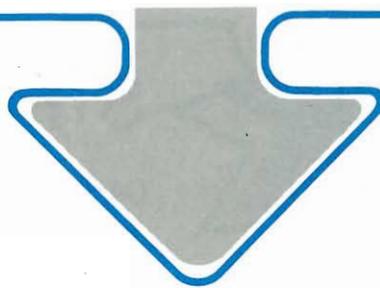
Conclusione

Terminiamo pensando di aver detto tutto circa le nozioni teoriche ed i dettagli pratici necessari alla realizzazione ed al corretto uso della piastra stereofonica. Siamo altresì certi che i lettori i quali intraprenderanno la sua realizzazione, rimarranno sicuramente soddisfatti dalle prestazioni dell'apparecchio che come caratteristiche tecniche eguaglia e talvolta supera quelli reperibili normalmente sul mercato che, come prezzo, non sono abbordabili da tutti gli hobbisti di Hi-Fi.

Comunichiamo a chi volesse costruire «La piastra» che la meccanica è reperibile presso la sede centrale della GBC di Cinisello B. col numero di codice RN/9999-00.

STRUMENTI DA PANNELLO A BOBINA MOBILE

- SERIE CLASSE 2,5
- SERIE CON SCALA A SPECCHIO
E QUADRANTE ILLUMINATO CLASSE 2

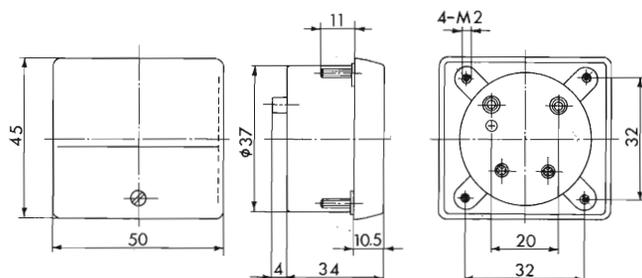
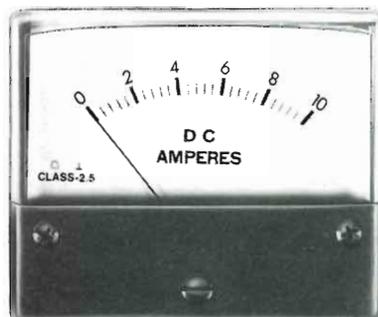


new

STRUMENTI

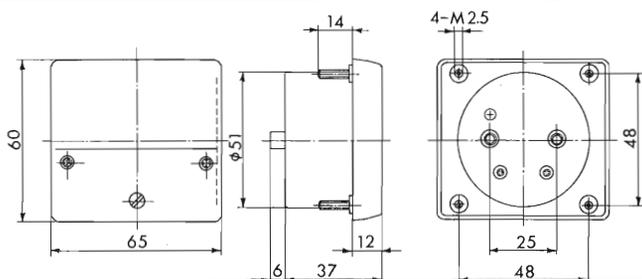


DA PANNELLO - A BOBINA MOBILE - CLASSE 2,5



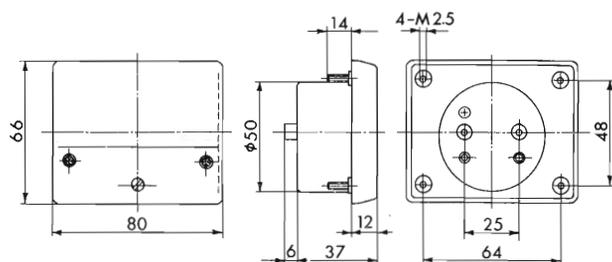
FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.	
0-1	TP/0552-01
0-5	TP/0552-05
0-50	TP/0552-50
0-100	TP/0553-10
0-500	TP/0553-50
A c.c.	
0-1	TP/0554-01
0-3	TP/0554-03
0-5	TP/0554-05
0-10	TP/0554-10
0-30	TP/0554-30

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
V c.c.	
0-15	TP/0555-15
0-30	TP/0555-30
0-60	TP/0555-60
V c.a.	
0-15	TP/0558-15
0-30	TP/0558-30
0-60	TP/0558-60
0-300	TP/0559-30



FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.	
0-1	TP/0562-01
0-5	TP/0562-05
0-50	TP/0562-50
0-100	TP/0563-10
0-500	TP/0563-50
A c.c.	
0-1	TP/0564-01
0-3	TP/0564-03
0-5	TP/0564-05
0-10	TP/0564-10
0-30	TP/0564-30

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
V c.c.	
0-15	TP/0565-15
0-30	TP/0565-30
0-60	TP/0565-60
V c.a.	
0-15	TP/0568-15
0-30	TP/0568-30
0-60	TP/0568-60
0-300	TP/0569-30



FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.	
0-1	TP/0582-01
0-5	TP/0582-05
0-50	TP/0582-50
0-100	TP/0583-10
0-500	TP/0583-50
A c.c.	
0-1	TP/0584-01
0-3	TP/0584-03
0-5	TP/0584-05
0-10	TP/0584-10
0-30	TP/0584-30

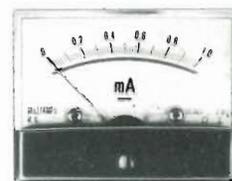
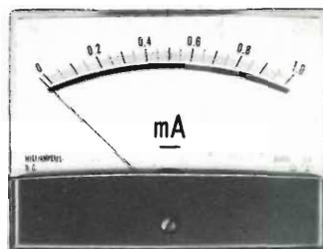
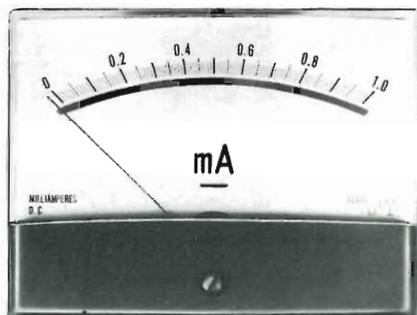
FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
V c.c.	
0-15	TP/0585-15
0-30	TP/0585-30
0-60	TP/0585-60
V c.a.	
0-15	TP/0588-15
0-30	TP/0588-30
0-60	TP/0588-60
0-300	TP/0589-30

I voltmetri in c.a. sono equipaggiati internamente di raddrizzatore a ponte

STRUMENTI



DA PANNELLO - A BOBINA MOBILE - CLASSE 2

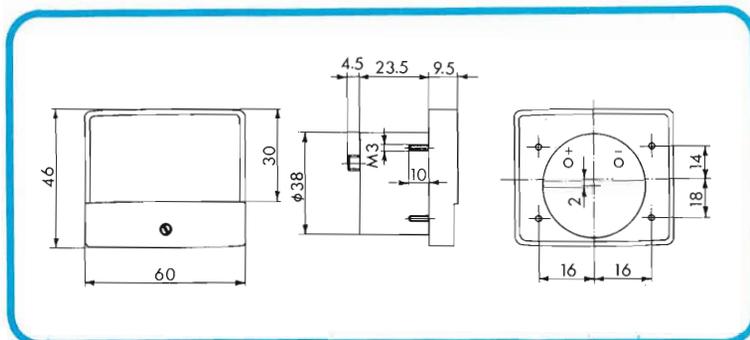


FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.	
0-1	TP/0662-01
0-50	TP/0662-50
0-100	TP/0663-10
0-500	TP/0663-50

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
A c.c.	
0-1	TP/0664-01
0-3	TP/0664-03
0-5	TP/0664-05
0-10	TP/0664-10
0-20	TP/0664-20

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
V c.c.	
0-15	TP/0665-15
0-30	TP/0665-30
0-60	TP/0665-60

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
V c.a.	
0-15	TP/0668-15
0-30	TP/0668-30
0-60	TP/0668-60
0-300	TP/0669-30

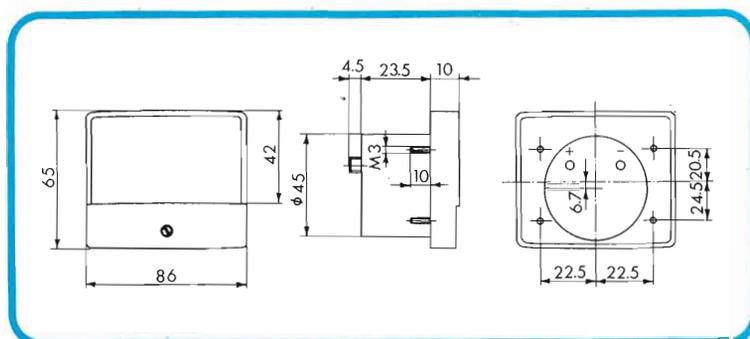


FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.	
0-1	TP/0682-01
0-50	TP/0682-50
0-100	TP/0683-10
0-500	TP/0683-50

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
A c.c.	
0-1	TP/0684-01
0-3	TP/0684-03
0-5	TP/0684-05
0-10	TP/0684-10
0-20	TP/0684-20

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
V c.c.	
0-15	TP/0685-15
0-30	TP/0685-30
0-60	TP/0685-60

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
V c.a.	
0-15	TP/0688-15
0-30	TP/0688-30
0-60	TP/0688-60
0-300	TP/0689-30

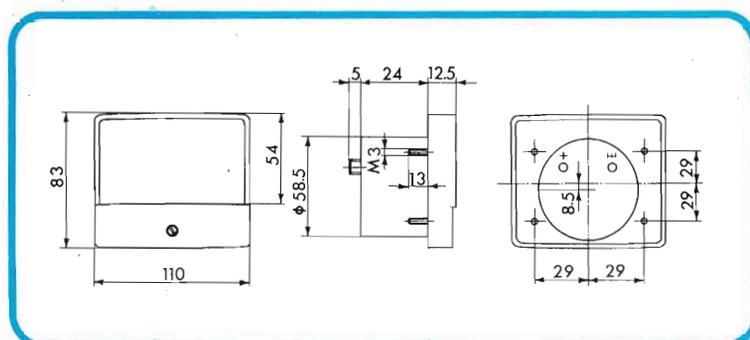


FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
mA c.c.	
0-1	TP/0712-01
0-50	TP/0712-50
0-100	TP/0713-10
0-500	TP/0713-50

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
A c.c.	
0-1	TP/0714-01
0-3	TP/0714-03
0-5	TP/0714-05
0-10	TP/0714-10
0-20	TP/0714-20

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
V c.c.	
0-15	TP/0715-15
0-30	TP/0715-30
0-60	TP/0715-60

FUNZIONI E PORTATE	CODICI G.B.C.
V c.a.	
0-15	TP/0718-15
0-30	TP/0718-30
0-60	TP/0718-60
0-300	TP/0719-30



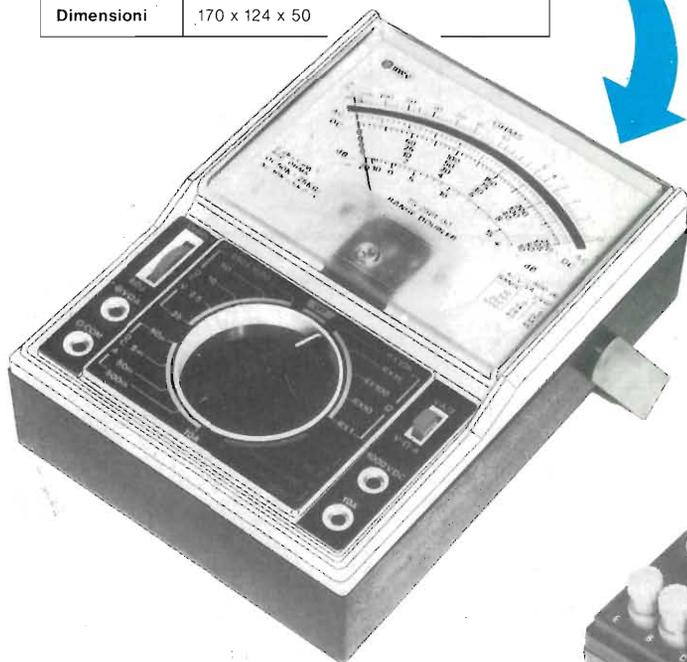
Con scala a specchio e quadrante illuminato

REDist Divisione della **G.B.C. Italiana**

Multitester "NYCE"
TS/2561-00

- 50.000 Ω/V
 - Duplicatore di portata
 - Scala a specchio per eliminare gli errori di parallasse
 - Movimento antiurto su rubini
- Specifiche tecniche

Portate	Tensioni c.c.	0-125-250 mV, 0-1,25-2,5-5-10-25-50-125-250-500-1.000 V
	Tensioni c.a.	0-5-10-25-50-125-250-500-1.000 V
	Correnti c.c.	0-25-50 μA 0-2,5-5-25-50-250-500 mA, 0-5-10 A
	Resistenze	0-2k-20 k-200 kΩ, 0-2M-20 MΩ, centro scala 10
	Decibels	-20+62 dB in 8 portate
Precisioni	Tensioni c.c.	± 4% 125 mV-2,5 V, 500-1.000 V ± 3% Fondo scala
	Tensioni c.a.	± 4% Fondo scala
	Correnti c.c.	± 4% Fondo scala
	Resistenze	± 3% Fondo scala
Sensibilità	Tensioni c.c.	50 kΩ/V (V-A2) 25 kΩ/V (V-Ω-A)
	Tensioni c.a.	10 kΩ/V (V-A/2) 5 kΩ/V (V-Ω-A)
Alimentazione	Una pila da 1,5 V - Una pila da 9 V	
Dimensioni	170 x 124 x 50	



Multitester "NYCE"

TS/2566-00

- 20.000 Ω/V
 - Versatile e compatto
 - Duplicatore di portata
 - Movimento antiurto su rubino
- Specifiche tecniche

Portate	Tensioni c.c.	0-0,25-2,5-25-150-500 V 0-0,5-5-50-300-1.000 V
	Tensioni c.a.	0-15-150-500 V 0-30-300-1.000 V
	Correnti c.c.	50 μA-100 μA 0-2,5-250 mA 0-5-500 mA
	Resistenze	x1x100x1 k-32 Ω centro scala
Precisioni	Tensioni c.c.	± 3% Fondo scala
	Tensioni c.a.	± 4% Fondo scala
	Correnti c.c.	± 3% Fondo scala
	Resistenze	± 3% Fondo scala
Sensibilità	Tensioni c.c.	20 kΩ/V 10 kΩ/V
	Tensioni c.a.	10 kΩ/V 5 kΩ/V
Alimentazione	Una pila da 1,5 V	
Dimensioni	108 x 78 x 25	



Multitester "NYCE"
TS/2567-00

- 100.000 Ω/V
 - Protezione con diodi e fusibile
 - Scala a specchio per eliminare gli errori di parallasse
 - Movimento antiurto
- Specifiche tecniche

Portate	Tensioni c.c.	0,25-2,5-10-50-250-1.000 V
	Tensioni c.a.	5-10-50-250-1.000 V
	Correnti c.c.	10 μA-2,5 mA-25 mA-500 mA-10 A
	Correnti c.a.	10 A
	Resistenze	x1x10x1.000x10.000 Ω
	Decibels	-10+16+62 dB
Misure Speciali	Con alimentazione interna 2 pile 1/2 torcia da 1,5 V	
	Transistors	HFE 0-1.000/ICO 0-50 μA
	Capacità	5 pF 30-μF/0,01-50 μF
Dimensioni	180 x 140 x 80	



TEST & MEASURING INSTRUMENTS



REDIST Divisione della
Distribuzione Componenti Elettronici

È in edicola il nuovo numero

L. 2000



In questo numero:

Considerazioni sui Microcomputers per applicazioni gestionali.

8086, Z8000, MC6800: un salto qualitativo nel campo dei microprocessori.

Corso sul Pascal - Struttura generale del linguaggio Pascal.

Confronto Tridimensionale Basic-Pascal

Il calcolatore per i giovani.

Dama Cinese.

Tester per i circuiti integrati TTL realizzato con il Nanocomputer NBZ80-S.

Il Microelaboratore nella composizione musicale.

la rivista di
hardware e software
dei microprocessori,
personal e home computer

Corso di elettronica digitale e calcolatori [3ª parte]

I moderni calcolatori digitali sono progettati, verificati e le loro operazioni analizzate usando tecniche e simbologie provenienti da un campo della matematica chiamato algebra moderna. Gli esperti di algebra hanno studiato per un periodo di oltre cento anni sistemi matematici chiamati Algebra di BOOLE. Nulla potrebbe essere più semplice e naturale per la ragione umana che le regole dell'Algebra di Boole, poichè esse traggono origine da studi su come noi ragioniamo, quali linee di ragionamento sono valide, cosa costituisce una dimostrazione, e altri problemi.

Il nome Algebra Booleana va ad onore di un ammirevole (1) matematico inglese, George Boole, che nel 1854 pubblicò un volume ormai classico, "Una ricerca sulle leggi del pensiero, sulle quali sono fondate le teorie matematiche della logica e delle probabilità". L'intenzione di Boole era di fare un'analisi matematica dei processi logici. Il lavoro di Boole è forse meglio presentato dal seguente brano del primo capitolo.

CAPITOLO 4

Algebra di BOOLE e reti logiche combinatorie.

Il proposito del seguente trattato è di investigare le leggi fondamentali di quelle operazioni mentali che formano il ragionamento: di dare ad esse un'espressione nel linguaggio simbolico di un'analisi matematica, e di costruire su questa un fondamento su cui stabilizzare la scienza della Logica e costruire un metodo per essa; di rendere lo stesso stesso la base di un metodo generale per la applicazione della teoria matematica delle Probabilità; e, finalmente, di ricavare dai vari elementi di verità portati alla luce nel corso di questa analisi alcune congetture probabili sulla natura e sulla struttura della mente umana.

Partendo con la sua analisi delle leggi del pensiero, Boole costruì un' "algebra logica". Questa analisi sulla natura della logica e, per ultimo, della matematica, aprì ai matematici e logici a lui successivi nuovi campi della matematica.

Due di questi, conosciuti come il "calcolo dei predicati" e "l'algebra degli insiemi" erano basati principalmente sul lavoro di Boole. Questo libro definirà l'algebra ora usata per il progetto e la manutenzione di circuiti logici come "algebra di Boole". (2)

L'algebra di Boole fu all'inizio usata per risolvere problemi nati nella progettazione di circuiti di commutazione a relays fatta da Claude E. Shannon, un assistente di ricerca nel dipartimento di Ingegneria Elettrotecnica al Massachusetts Institute of Technology. Una versione della tesi di Shannon, sritta al MIT, per la laurea di Master of Science, fu pubblicata sotto il titolo "Una analisi simbolica dei circuiti a relays e di commutazione". Questa pubblicazione presentava un metodo per rappresentare qualsiasi circuito composto da interruttori e relays mediante un insieme di espressioni matematiche, ed un sistema di

calcolo era stato sviluppato per manipolare queste espressioni. Il sistema di calcolo usato si dimostrava basato sulle regole dell'algebra di Boole. La tecnica di base descritta da Shannon fu adottata pressochè universalmente per il progetto e l'analisi di circuiti di commutazione. A causa della relazione di analogia tra le azioni dei relays e quelle dei moderni circuiti elettronici, la stessa tecnica sviluppata per la progettazione di circuiti e relays viene tuttora usata nella progettazione dei moderni calcolatori veloci.

Vi sono molti vantaggi a possedere uno strumento matematico per la descrizione del funzionamento interno di un calcolatore. Ad esempio, è spesso molto più conveniente calcolare con espressioni che rappresentano circuiti di commutazione piuttosto che usare schemi o anche diagrammi logici. Come una normale espressione algebrica può essere semplificata per mezzo dei teoremi, così pure l'espressione che descrive un dato circuito di commutazione può essere ridotta o semplificata. Ciò permette al progettista logico di semplificare la circuiteria usata, ottenendo economia di costruzione e affidabilità di operazione.

L'algebra di Boole fornisce inoltre una via facile ed economica per descrivere la circuiteria usata nei calcolatori. Insomma, una conoscenza dell'algebra di Boole è indispensabile nel campo dei calcolatori.

Concetti fondamentali di Algebra di Boole

Quando una variabile viene usata in una formula algebrica, normalmente si presume che la variabile possa assumere qualsiasi valore numerico.

Ad esempio, nella formula $2x+5y = z$ si assume che x , y e z possano spaziare in tutto il campo dei numeri reali.

Le variabili usate nelle equazioni Booleane hanno una caratteristica unica, e cioè di poter assumere solo due possibili valori. Questi due valori possono essere rappresentati dai simboli 0 e 1 (3). Come si è visto, se la lettera x è usata per definire un segnale di ingresso a un circuito, si capisce che ci sono solo due valori che x può assumere. Come precedentemente stabilito, uno 0 può rappresentare una tensione negativa e l'uno una tensione positiva, oppure 0 può rappresentare l'assenza di un impulso, e 1 la presenza dell'impulso. In ogni caso, il segnale di ingresso può essere pensato come rappresentazione di uno 0 o di un 1. Se una equazione che descrive dei circuiti logici ha diverse variabili, è chiaro che ciascuna di potrà assumere solo i valori 0 o 1. Ad esempio, nell'equazione $x+y = z$, z può valere solo 0 o 1, senza considerare i valori di x e y .

Questo concetto sarà più chiaro se si definisce un altro simbolo, il $+$ o somma logica. Quando il simbolo $+$ è posto tra due variabili, diciamo x e y , poichè sia x che y possono prendere solo i valori 0 e 1, si può definire il simbolo $+$ enumerando tutte le possibili combinazioni per x e y e il valore risultante per $x+y$.

Le possibili combinazioni di ingresso e uscita possono essere disposte come segue:

Corso di elettronica digitale e calcolatori [3ª parte]

$0+0 = 0$
 $1+0 = 1$
 $0+1 = 1$
 $1+1 = 1$

Questa è una tabella di "somma logica" e potrebbe rappresentare una tabella di normale addizione binaria, eccetto l'ultimo caso. Quando entrambe x e y rappresentano uni, il valore di $x+y$ è 1. Il simbolo $+$ quindi non ha il significato "normale", ma è un simbolo di addizione logica. L'equazione $x+y = z$ può essere letta "x o y è uguale a z" o "x più y uguale a z".

Questo concetto può essere esteso a un qualsivoglia numero di variabili; ad esempio, nell'equazione $A+B+C+D = E$, anche se A, B, C , e D hanno tutte il valore 1, la somma dei valori, cioè E , rappresenterà solo un 1.

Per evitare ambiguità, una quantità di altri simboli sono stati proposti per sostituire il simbolo $+$. Alcuni di questi sono \cup (4) \vee e \vee . La maggioranza di chi ha a che fare con calcolatori tuttavia usa ancora il simbolo $+$ che era quello originariamente proposto da Boole.

Moltiplicazione Logica

Una seconda operazione importante nell'algebra di Boole è l'operazione che chiameremo moltiplicazione logica. Le regole per la moltiplicazione logica possono ancora venir date semplicemente enumerando tutte le combinazioni possibili. Esse sono:

$0 \cdot 0 = 0$
 $0 \cdot 1 = 0$
 $1 \cdot 0 = 0$
 $1 \cdot 1 = 1$

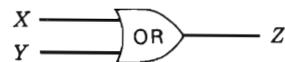
Quindi, ad esempio, se si scrive $z = x \cdot y$ e se si trova $x=0$ e $y=1$, allora $z = 0$. Solo quando x e y sono entrambe 1, allora z sarà 1.

Sia $+$ che \cdot obbediscono alla regola matematica chiamata proprietà associativa. Essa dice, per il $+$, che $(x+y) + z = x + (y+z)$ e per \cdot che $x \cdot (y \cdot z) = (x \cdot y) \cdot z$. Ciò significa che, ad esempio, si può scrivere $x+y+z$ senza ambiguità, poiché, in qualunque ordine si eseguano le somme logiche, il risultato sarà lo stesso; ovvero, sommare x e y e poi sommare z dà lo stesso risultato che sommare y e z e quindi sommare il risultato a x . Si può provare ciò sia per $+$ che per \cdot provando ancora tutte le combinazioni.

Si noti che, mentre sia $+$ che \cdot si possono usare liberamente, non possono essere usati contemporaneamente senza generare ambiguità se non si forniscono ulteriori regole. Ad esempio: $A \cdot B + C$ significa $(A \cdot B) + C$ oppure $A \cdot (B + C)$? Le due espressioni

danno risultati diversi per $A = 0$, $B = 0$ e $C = 1$, poiché si ha $(0 \cdot 0) + 1 = 1$ e $0 \cdot (0 + 1) = 0$, che sono diversi.

(Operando sempre da sinistra a destra si può evitare all'ambiguità, ed è un sistema usato in alcuni linguaggi di programmazione, ma non è usato usualmente da matematici o progettisti di calcolatori o personale di manutenzione). La regola è che \cdot va sempre eseguito prima di $+$. Quindi $x \cdot y + z$ è $(x \cdot y) + z$ e $x \cdot y + x' \cdot y'$ è $(x \cdot y) + (x' \cdot y')$.



INPUT		OUTPUT
X	Y	Z
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Fig. 1 - La porta «OR».

Porte OR e AND

Le operazioni $+$ e \cdot sono realizzate fisicamente da due tipi di circuiti elettronici chiamati porte OR e porte AND. Essi verranno trattati come "scatole nere", rimandando a poi le discussioni su come il circuito in effetti opera. Una porta è semplicemente un circuito che opera su uno o più segnali di ingresso producendo un segnale d'uscita. Uno dei più semplici e più frequentemente usati circuiti di porta è chiamato la porta OR e il suo simbolo come schema a blocchi è rappresentato in figura 1, assieme alla tabella delle combinazioni per ingressi e uscite della porta OR. Poiché gli ingressi x e y sono segnali con



INPUT		OUTPUT	
X	Y	Z	
0	0	0	$0 \cdot 0 = 0$
0	1	0	$0 \cdot 1 = 0$
1	0	0	$1 \cdot 0 = 0$
1	1	1	$1 \cdot 1 = 1$

Fig. 2 - La porta «AND».

- (1) George Boole era figlio di un calzolaio. La sua educazione scolastica finì alla media superiore. Nonostante ciò egli era uno scolaro brillante, e insegnò greco e latino nella sua stessa scuola, e fu un matematico che diede durevoli contributi nel campo delle equazioni differenziali, oltreché in algebra.
- (2) Questa algebra è spesso chiamata algebra di commutazione. Essa è in effetti solo una di molte versioni di quella che i matematici moderni chiamano algebra di Boole.
- (3) Oppure T e F o $+$ e $-$, ecc. "0" e "1" sono usati quasi universalmente per i calcolatori.
- (4) La equazione precedente potrebbe essere scritta $A \cup B \cup C = E$

Corso di elettronica digitale e calcolatori [3ª parte]

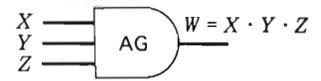
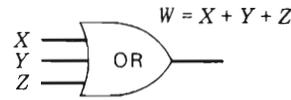
valore 0 o 1 in ogni istante, il segnale d'uscita z può essere semplicemente descritto facendo una lista di tutti i valori per x e y e il valore risultante per z . Uno studio della tabella in *figura 1* indica che la porta OR esegue la somma logica dei suoi ingressi.

Similmente, la porta AND in *figura 2* esegue la moltiplicazione logica degli ingressi, fornendo un'uscita z con valore $x \cdot y$, così che z è 1 solo se entrambi x e y sono 1.

Come le operazioni "+" e "." possono essere estese a molte variabili usando la proprietà associativa, le porte OR e AND possono avere più di due ingressi.

La *figura 3* mostra delle porte OR e AND a tre ingressi, e le tabelle delle combinazioni d'ingresso per ciascuna porta. Come si può sperare, le porte OR con ingressi x, y e z hanno uscita 1 se x o y o z è 1, così che si possa scrivere $x+y+z$ per definire la loro uscita.

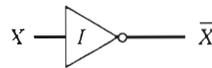
Così, l'uscita della porta AND con ingressi x, y e z è "1" solo se tutti e tre gli ingressi sono 1 e si può quindi scrivere che l'uscita è $x \cdot y \cdot z$. La cosa può essere estesa. Una porta OR a quattro ingressi ha uscita 1 se uno qualsiasi degli ingressi ha uscita 1 se uno qualsiasi degli ingressi è a 1, e una porta AND a quattro ingressi ha uscita 1 solo se tutti e quattro gli ingressi sono a 1. È spesso conveniente abbreviare $x \cdot y \cdot z$ in xyz e si userà spesso questa convenzione.



INPUT			OUTPUT
X	Y	Z	W
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

INPUT			OUTPUT
X	Y	Z	W
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

Fig. 3 - Porte OR e AND a 3 ingressi.

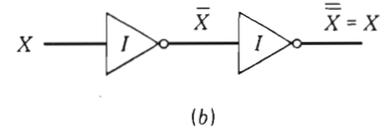


INPUT	OUTPUT
X	\bar{X}
0	1
1	0

$$\bar{0} = 1$$

$$\bar{1} = 0$$

(a)



(b)

Fig. 4 - a) invertitore - b) serie di 2 invertitori.

Complementazione e Invertitori

Le due operazioni definite finora sono ciò che gli esperti di algebra chiamano operazioni binarie poiché esse definiscono un'operazione su due variabili. Vi sono anche operazioni "singolari o unarie", che definiscono un'operazione su una singola variabile. Un esempio familiare di operazione unaria è "-", e noi scriviamo -5 o -10 o -x, volendo prendere il valore corrispondente negativo. ("- è usato anche come operazione binaria di sottrazione, e ciò lo rende un esempio familiare ma ambiguo). Nell'Algebra di Boole abbiamo un'operazione chiamata complementazione e il simbolo che si usa è "' , ,". Quindi si scrive "x'", per prendere il complemento di x o $(x+y)'$ per prendere il complemento di $x+y$. L'operazione di complementazione può essere definita molto semplicemente:

$$0' = 1$$

$$1' = 0$$

Il complemento di un valore si può prendere ripetutamente. Ad esempio possiamo ricavare $((x)')$; per $x=0$ è $((0)')' = (1)' = (0) = 1$; per $x=1$ è $((1)')' = (0)' = 1' = 0$.

Senza ambiguità si può scrivere x'' al posto di $((x)')$ o x'' al posto di $(x)'$.

Una regola utile è basata sul fatto che $x'' = x$; verificando, si trova che $0'' = 1' = 0$ e $1'' = 0' = 1$ (Questa regola, che la doppia complementazione dà il valore originale, è un'importante caratteristica del-

l'Algebra di Boole che in generale non vale per la maggior parte delle operazioni unarie. Ad esempio, si noti che la regola non vale per l'operazione di elevazione al quadrato: $(3^2)^2 = 81$, non 3).

L'operazione di complementazione è realizzata fisicamente da una porta o circuito chiamata invertitore. La *figura 4/a* mostra un invertitore e la tabella delle combinazioni per ingresso e uscita. La *figura 4/b* mostra anche che la connessione in serie di due invertitori dà un'uscita uguale all'ingresso, e quindi la rappresentazione grafica e circuitale della legge della doppia complementazione, $x'' = x$.

Molti altri simboli sono stati usati come simboli di complementazione. Ad esempio, il simbolo \sim è usato spesso dai logici, che scrivono $\sim x$ e leggono "la negazione di x ". Il simbolo "—", è stato usato da alcuni matematici e esperti di calcolatori; quindi " x ", è il complemento di x in questi sistemi. Il simbolo "—", è stato scelto dall'American Standards e dal Military Standards perché esiste sulla maggior parte delle telescriventi e delle stampanti per calcolatori inoltre queste stampanti sono usate per stampare diagrammi logici per calcolatori.

Così questo simbolo non richiede aggiunte o sovrascritture come è per il simbolo "—",. La scelta dei simboli è sempre difficile e c'è molto da dire sui

Corso di elettronica digitale e calcolatori [3ª parte]

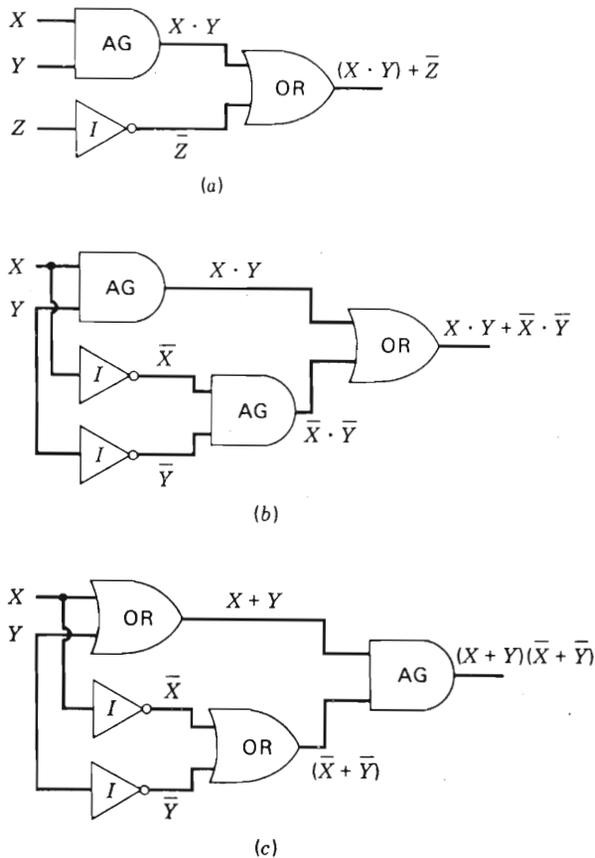


Fig. 5 - Esempio di 2 Reti logiche che usano porte (GATES).

vari punti di vista. Si è scelto qui di usare i simboli adottati dalle associazioni più importanti per le nostre porte OR, AND e invertitrici e continueremo a prendere i simboli da questi standard particolari.

Combinazione di porte

Le porte OR, AND e invertitrici descritte possono essere interconnesse per formare reti di porte o reti logiche. (Coloro che studiano teoria della commutazione chiamano queste reti, reti combinatorie). L'espressione in Algebra Booleana corrispondente ad una certa rete di porte può essere derivata procedendo sistematicamente dall'ingresso all'uscita delle porte. La figura 5/a mostra una rete logica con tre ingressi x,y,z e una espressione d'uscita $(x \cdot y) + \bar{z}$. Una rete che forma $(x \cdot y) + (\bar{x} \cdot \bar{y})$ e un'altra che forma $(x+y) \cdot (\bar{x} + \bar{y})$ sono mostrate in figura 5/b e 5/c.

Possiamo analizzare l'operazione di queste reti logiche usando le espressioni dell'Algebra di Boole e si possono ad esempio, nella verifica di un calcolatore, determinare quali porte hanno sbagliato esaminando gli ingressi della rete logica e le uscite e guardando se le operazioni Booleane sono eseguite correttamente. La documentazione per i circuiti di un calcolatore è fatta mediante schemi a blocchi, come in figura 6, che mostra un tipico diagramma.

L'uso dell'Algebra di Boole è esteso a tutta l'industria dei calcolatori. I programmatori ne usano i simboli e le operazioni, e i manuali delle istruzioni dei calcolatori li usano per la loro esposizione.

Esaminiamo ora il calcolo delle espressioni e qualche regola di base utile nel calcolo.

Calcolo di espressioni logiche

Le tabelle dei valori per le tre operazioni spiegate sono a volte chiamate tabelle delle combinazioni.

Per studiare una espressione logica è molto utile costruire una tabella di valori per le variabili e quindi calcolare l'espressione per ciascuna delle possibili combinazioni di variabili a turno. Considerando l'espressione $x + yz'$. Vi sono tre variabili in questa espressione, x, y, e z, ciascuna delle quali può valere 0 o 1. Le combinazioni possibili possono essere disposte in ordine crescente (5) come in tabella 1.

Una delle variabili, z, è complementata nell'espressione $x + yz'$; così, si aggiunge una colonna alla tabella dove si pone la lista dei valori di z' (vedi tabella 2).

Si aggiunge ora una colonna contenete i valori che yz' assume per ogni valore di x,y e z. Questa colonna conterrà 1 solo se sia y che z' sono a 1 (vedi tabella 3).

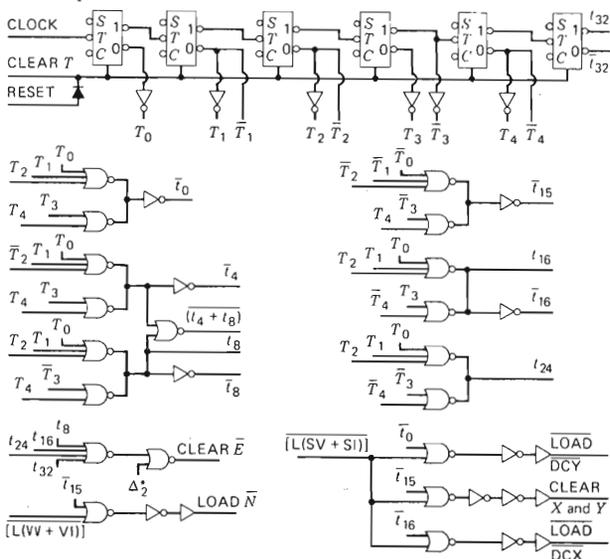


Fig. 6 - Schema a blocchi preso come esempio da quello di un computer.

(5) Notare che le variabili in ogni riga di questa tabella possono essere combinate in modo, da formare un numero binario. I numeri binari così formati andranno da 000 a 111 in binario, o da 0 a 7 in decimale. A volte ogni riga è numerata in decimale secondo il numero rappresentato. Ci si può quindi riferire ad una riga usando il suo numero decimale. Ad esempio, la riga 0 ha valori 0,0,0 per x,y e z, la riga 6 ha valori 1,1 e 0 e la riga 7 ha valori 1,1 e 1.

Corso di elettronica digitale e calcolatori [3ª parte]

Ora la somma logica dei valori di x ai valori calcolati per yz' viene eseguita nella colonna finale (vedi *tabella 4*).

La tabella finale contiene il valore di $x+yz'$ per ogni combinazione di ingressi x,y,z possibile. Ad esempio, quando $x=1$, $y=0$ e $z=1$, l'espressione ha valore 1.

Si veda la *tabella 6*. Ora vengono calcolati i veri valori che può assumere il termine entro parentesi, cioè $(x'+y')$: vedi *tabella 7*. I valori per $x'+y'$ vengono ora moltiplicati per i valori di y nella tabella, formando un'altra colonna che rappresenta $y(x'+y')$. Vedi *tabella 8*.

Finalmente, i valori di $y(x'+y')$ sono sommati ai

TABELLA 1

X	Y	Z
0	0	0
0	0	1
0	1	0
0	1	1
1	0	0
1	0	1
1	1	0
1	1	1

TABELLA 2

X	Y	Z	\bar{Z}
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	0

TAB. 5

X	Y
0	0
0	1
1	0
1	1

TABELLA 6

X	Y	X	Y
0	0	1	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	0	0

TABELLA 3

X	Y	Z	Z	YZ
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	1	0	1	1
0	1	1	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	1	0	1	1
1	1	1	0	0

TABELLA 7

X	Y	\bar{X}	\bar{Y}	$(\bar{X} + \bar{Y})$
0	0	1	1	1
0	1	1	0	1
1	0	0	1	1
1	1	0	0	0

TABELLA 4

X	Y	Z	\bar{Z}	YZ	$x \cdot Y\bar{Z}$
0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	0	0
0	1	0	1	1	1
0	1	1	0	0	0
1	0	0	1	0	1
1	0	1	0	0	1
1	1	0	1	1	1
1	1	1	0	0	1

TABELLA 8

X	Y	\bar{X}	\bar{Y}	$\bar{X} + \bar{Y}$	$Y(\bar{X} + \bar{Y})$
0	0	1	1	1	0
0	1	1	0	1	1
1	0	0	1	1	0
1	1	0	0	0	0

TABELLA 9

X	Y	\bar{X}	\bar{Y}	$\bar{X} + \bar{Y}$	$Y(\bar{X} + \bar{Y})$	$x + Y(\bar{X} + \bar{Y})$
0	0	1	1	1	0	0
0	1	1	0	1	1	1
1	0	0	1	1	0	1
1	1	0	0	0	0	1

Calcolo di espressioni contenenti parentesi

Il seguente esempio illustra la procedura per costruire una tabella della verità per l'espressione: $x+y(x'+y')$.

Nella espressione vi sono due variabili, x e y .

Dapprima si costruisce la tabella dei valori che x e y possono assumere (vedi *tabella 5*); ora, poiché l'espressione contiene sia x' che y' , si aggiungono due tabelle dove si scrivono i complementi delle variabili.

valori listati per la x , e si forma così la colonna finale e si completa la tabella. Vedi la *tabella 9*.

Un esame della colonna finale della tabella indica che i valori assunti dalla funzione $x+y(x'+y')$ sono identici ai valori trovati nella tabella della addizione logica. Questo indica che la funzione $x+y(x'+y')$ è identica alla funzione $x+y$.

Questa equivalenza è così stata stabilita da quella che ora chiamiamo "la prova della perfetta induzione". Se si fosse costruito un circuito logico per

DIZIONARIO DEI TERMINI TECNICI RADIO-TV

a cura di Amadio Gozzi

Il piccolo dizionario che qui pubblichiamo, raccoglie termini tecnici ricorrenti negli schemi elettrici e nei servizi tecnici relativi ai televisori in bianco e nero e a colori. Le due lingue straniere trattate, l'inglese e il tedesco, sono state scelte in base a precisi criteri.

L'inglese, per il fatto che si tratta di una lingua internazionale, usata praticamente dovunque in radiotecnica, anche perché i paesi di lingua anglosassone (oltre al Giappone che impiega l'inglese nelle relazioni tecnico-commerciali col resto del mondo), costituiscono aree geografiche sempre all'avanguardia nel campo della tecnica elettronica. I loro prodotti sono molto diffusi in Italia.

Il tedesco ha accresciuto la sua importanza da quando è stata introdotta nel nostro paese la televisione a colori con il sistema PAL, che come è noto è stato inventato in Germania (RFT). Molte Ditte italiane che producono televisori a colori, hanno stipulato con ditte tedesche contratti di collaborazione tecnica e commerciale. In seguito a ciò, molti componenti televisivi di una certa importanza vengono importati direttamente dalla Repubblica Federale Tedesca. Anche molta documentazione tecnica, come gli schemi elettrici e i servizi tecnici di intervento e taratura sono scritti in tedesco. La pubblicazione di questo dizionario è nata perciò da una reale esigenza manifestata dai colleghi riparatori, che è quella di potersi documentare a fondo prima di eseguire interventi su circuiti complessi quali sono quelli relativi ai televisori a colori.

Naturalmente, i pochi termini pubblicati non possono insegnare due lingue straniere a chi ne sia completamente digiuno. La conoscenza, almeno scolastica, di una di esse costituirebbe già un buon punto di partenza, per il fatto che molti termini tecnici si assomigliano nei due idiomi.

Al termine di questa breve presentazione, ci preme precisare che il presente dizionario è stato tratto dal «MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO-TV» edito dalla Jackson Italiana, libro che tratta in modo pratico ed esauriente i problemi tecnici e aziendali propri di chi svolge il Servizio di Assistenza Radio-TV.

INGLESE

ITALIANO

A

ABL (Automatic Brightness Limiter)
ACC (Automatic Colour Control)
Adjustment
AFC (Automatic Frequency Control)
AFT (Automatic Fine Tuning)
Alignment
Alternative Current (AC)
Amplifier
ANC (Automatic Noise Canceller)
Anode
Antenna
Assembly
Attention
Automatic
Automatic Gain Control (AGC)

Limitatore automatico di luminosità
Controllo automatico del colore
Regolazione
Controllo automatico di frequenza
Controllo automatico di sintonia fine
Allineamento
Corrente Alternata (CA)
Amplificatore
Soppressore automatico di disturbi
Anodo
Antenna
Assemblaggio, Assiemaggio
Attenzione
Automatico
Controllo Automatico di Guadagno (CAG)

B

Balance
Baloon
Bandwidth
Base
Bass
Battery
Beam
Bias
Black
Blanking
Blocking Oscillator
Blue
Board
Booster Voltage
Bottom
Bridge
Brightness
Brown
Burst
Button

Bilanciamento
Adattatore 300-75 Ω
Larghezza di banda
Base
Bassi (toni)
Batteria
Fascio (elettronico)
Polarizzazione
Nero
Spegnimento, cancellazione
Oscillatore bloccato
Blu
Piastra, basetta
Tensione rinforzata
Posizione inferiore
Ponte
Luminosità
Marrone
Sincronismo di colore
Tasto

C

Capacitor
Carrier
Cartridge
Cascade
Cassette
Cathode
Ceramic
Channel
Channel Selector
Chassis
Check (to)
Choke coil
Chopper
Chroma - Chrominance
Circuit
Clamping
Clipper
Coil
Collector
Color
Color killer
Component
Connection
Consumption
Contact
Contrast
Control
Control grid
Convergence
Correction
Cross-over
Current

Condensatore
Portante
Cartuccia fonorivelatrice
Cascata (di diodi, nel triplicatore EAT)
Cassetta
Catodo
Ceramico
Canale
Selettore di canali
Telaio
Controllare, misurare, rilevare
Bobina di arresto AF

Crominanza
Circuito

Bobina
Collettore
Colore
Soppressore del colore
Componente
Connessione
Consumo
Contatto
Contrasto
Controllo
Griglia controllo
Convergenza
Correzione
Incrocio
Corrente

INGLESE

ITALIANO

D

Damper
Decal
Decoder
Deflection yoke
Degaussing
Delay line
Detector
Diamond
Dimension
Diode
Direct Current (DC)
Distorsion
Dry cleaning
Drive
Duoplay
Dynamic

Smorzatore
Decal (zoccolo 10 piedini)
Decodificatore
Giogo di deflessione
Smagnetizzazione
Linea di ritardo
Rivelatore
Diamante
Dimensione
Diodo
Corrente Continua (CC)
Distorsione
Pulizia a secco
Pilotaggio
Riproduz. contemporanea di 2 registrazioni
Dinamico-a

E

Earphone
EHT (Extra High Tension)
Ejection
Electrolitic Capacitor
Emitter

Cuffia, auricolare
Extra Alta Tensione
Espulsione
Condensatore elettrolitico
Emettitore

F

Faster
Ferroceptor Aerial
Field
Filter
Final
Fine tuning
Flyback
Flyweel
Focusing
Frame
Frequency Modulation (FM)
Frequency range
Function
Fuse

Più veloce
Antenna a ferrite
Campo
Filtro
Finale
Sintonia fine
Impulso di ritorno
Volàno
Focalizzazione
Quadro
Modulazione di frequenza (MF)
Gamma di frequenze
Funzione
Fusibile

G

Gated A.G.C. tube
Green
Grey
Ground

Valvola Gated per C.A.G.
Verde
Grigio
Massa a telaio

H

Headphones
Heather
High Voltage (H.V.)
Hold
Horizontal
Horizontal Hold
Horizontal Linearity

Cuffie
Filamento di valvola
Extra Alta Tensione (E.A.T.)
Tenuta
Orizzontale
Tenuta orizzontale
Linearità orizzontale

I

Identification (Pal)
Impedance
Indicator
Input
Integrated Circuit (I.C.)
Intercarrier
Intermediate Frequency (IF)

Circuito di identificazione del colore
Impedenza
Indicatore
Ingresso
Circuito integrato
Media freq. suono 5,5 MHz
Media frequenza (MF)

K

Kathode
Kathode Ray Tube
Knob

Catodo
Tubo a raggi catodici (Cinescopio)
Manopolina

L

Lamp
Lead
Left Channel
Lever
Line
Line transformer
Linearity
Load
Long Wave (L.W.)
Loudspeaker
Luminance

Lampada
Collegamento
Canale sinistro
Leva
Riga
Trasformatore di riga
Linearità
Carico
Onde Lunghe (O.L.)
Altoparlante
Luminanza

M

Mains transformer
Mains voltage
Magnoval
Magnetic stray field
Manual
Marker
Matrix

Trasformatore di alimentazione
Tensione di rete
Magnoval (zoccolo grande a 9 piedini)
Campo magnetico
Manuale
Marcatore
Onde Medie (O.M.)

INGLESE

ITALIANO

M

Medium Wave (M.W.)
Meter
Microgroove
Microphone
Midrange
Mixer
Miniature
Monoaural
Motor
Multiplay
Multivibrator
Music
Muting

Matrizzatore
Misuratore, strumento di misura
Microsolco
Microfono
Altoparlante toni medi
Miscelatore
Miniatura (zoccolo a 7 piedini)
Monoaurale
Motore
Riproduz. contemporanea di più registraz.
Multivibratore
Musica
Silenziatore

N

Negative
Noise suppressor
Novel
N.T.C.
Number

Negativo
Antidisturbo
Novel (zoccolo a 9 piedini)
Termistore N.T.C.
Numero

O

Octal
Off
On
Oscillator
Oscilloscope
Output
Overload

Octal (zoccolo a 8 piedini)
Spento
Accesso
Oscillatore
Oscilloscopio
Uscita
Sovraccarico

P

Paper
Pattern
Pause Key
Peaking coil
Pick-up
Picture
Picture tube
Pin
Pincushion
Play
Plug
Posistor
Positive
Potentiometer
Power
Preamplifier
Primary
Printed Board
Probe
Program
PTC (Positive Temperature Coefficient)
Pulse
Purity

Carta
Immagine di prova, monoscopio
Tasto di pausa
Bobina di compensazione
Braccio fonografico completo
Video, immagine
Cinescopio
Piedino
Cuscino (effetto)
Ascolto
Spinotto
Termistore PTC
Positivo
Potenziometro
Potenza
Preamplificatore
Primario
Basetta circuito stampato
Puntale
Programma
Termistore a coefficiente positivo di temp.
Impulso
Purezza

R

Raster
Radio
Range
Ratio detector
Reactance tube
Receiver
Record
Record player
Recorder (Tape)
Recording
Recording level control
Rectifier
Red
Remote Control
Reference Carrier
Resistor
Rewind key
Right channel

Schermo luminoso senza video
Radio
Gamma (di misura)
Rivelatore a rapporto
Valvola a reattanza
Ricevitore
Disco
Giradischi
Registratore
Registrazione
Controllo livello registrazione
Raddrizzatore
Rosso
Comando a distanza
Portante di riferimento colore (4,43 MHz)
Resistenza
Tasto di riavvolgimento
Canale destro

S

Saturation
Schematic
Screen
Screw
Set
Self-tapping
Service
Set (to)
Shift
Shield
Shielded cable
Short Wave (S.W.)
Side
Signal
Signal-Noise ratio
Silicon
Symmetry
Size
Slide
Slower

Saturazione
Schema elettrico
Schermo
Vite
Apparato
Autofilettante
Servizio Assistenza
Posizionare
Deriva
Schermatura
Cavo schermato
Onde Corte (O.C.)
Lato
Segnale
Rapporto segnale-disturbo
Silicio
Simmetria
Dimensione
Guida
Più lento

INGLESE

ITALIANO

S

Socket
Sound
Sound carrier
Speaker
Speed
Spot
Stage
Static
Start key
Stereo
Stop key
Stroboscope
Sweep generator
Switch
Synchronism
Sync. separator

Zoccolo
Suono
Portante suono 5.5 MHz
Altoparlante
Velocità
Punto luminoso
Stadio
Statico-a
Tasto di avvio
Stereo
Tasto di arresto
Stroboscopio
Generatore wobbulato
Interruttore
Sincronismo
Separatore di sincronismi

T

Tape
Television
Test point
Time base
Tone
Tonearm
Top
Track Selector switch
Transformer
Transmitter
Trap
Treble
Tripler
Tuner
Turntable
Tweeter

Nastro
Televisione
Punto di misura
Base tempi
Tono
Braccio di giradischi
Alto
Selettore di piste
Trasformatore
Trasmettitore
Trappola
Acuti (toni)
Triplificatore
Sintonizzatore
Piatto per giradischi
Altoparlante per acuti

U

Ultra High Frequency (UHF)

U.H.F.

V

Vacuum Tube Volt Meter (VTVM)
Very High Frequency (V.H.F.)
Vertical
Vertical Hold
Vertical Linearity
Video
Video carrier
Violet
Voltage
Voltage Dependent Resistor
Volume

Voltmetro a valvola
V.H.F.
Verticale
Tenuta verticale
Linearità verticale
Video
Portante video
Viola
Tensione
Varistore (V.D.R.)
Volume

W

Warning
Wave
Waveform
Weight
Wet groove cleaning
White
Width
Wind key
Wire wound resistor
Woofers

Attenzione
Onda
Forma d'onda (oscilloscopica)
Peso
Pulizia a film liquido
Bianco
Ampiezza orizzontale
Tasto di avvolgimento
Resistenza a filo
Altoparlante per bassi

Y

Yellow

Giallo

TEDESCO

ITALIANO

A

Abgleichen
Ablenksystem
Abmessung
Abschirmung
Abstimmung
Abtastung
Achtung
Amplitudensieb
Analog
Anode
Antenne
Anschüsse
Antiskatingkraft
Anzeiger
Aufnahme
Aus
Ausgang
Ausschalter
Aussteuerungs regler

Allineamento
Sistema di deflessione
Dimensione
Schermatura
Sintonia
Controllo
Attenzione
Separatore
Analogico
Anodo
Antenna
Connessione
Antiskating
Indicatore
Assorbimento
Spento
Uscita
Interruttore
Comando livello registrazione

B

Balance regler
Band
Basis
Batterie

Bilanciatore
Nastro
Base
Batteria

TEDESCO

ITALIANO

B

Begrenzer
Bereich
Beschleunigungsgitter
Bestückung
Bild
Bildbreite
Bildfrequenz
Bildhöhe
Bildlage
Bildröhre
Bildschirm
Bildträger
Blau
Boosterspannung
Braun
Breite
Buchsen

Limitatore
Gamma
Griglia schermo
Componente
Quadro - Immagine
Ampiezza orizzontale
Frequenza di quadro
Ampiezza verticale
Posizione immagine
Cinescopio
Schermo cinescopio
Portante video
Blu
Tensione rialzata
Marrone
Ampiezza
Zoccolo, presa

C

Capazität
Cassette

Capacità
Cassetta

Decoder
Dekal
Demodulator
Diamant
Differenz träger
Diode
Drehwiderstand
Drehkondensator
Drosselspule
Duoplay

Decodificatore
Decal (10 piedini)
Demodulatore
Diamante
Frequenza 5.5 MHz
Diode
Resistenza a filo
Condensatore variabile
Bobina di arresto
Ascolto contemporaneo di 2 registrazioni

D

Electrolytcondensator
Ein
Eingag
Einheit
Einstellung
Emitter
Empfänger
End
Endstufe
Entmagnetisierung
Entstörkappe
Entzerrung

Condensatore elettrolitico
Accesso
Ingresso
Unità
Regolazione
Emettitore
Ricevitore
Fine, finale
Finale
Bobina di smagnetizzazione
Schermatura
Distorsione

E

Falle
Farb
Farbart

Trappola
Colore
Crominanza

F

Farbaschaltung
Farbstärke
Fehler
Fein abstimmung
Fernregler
Ferroreceptor antenne
Fernseh
Filter
Fokus
Funk
Für

Soppressore colore
Saturazione del colore
Difetto, guasto
Sintonia fine
Comando a distanza
Antenna a ferrite
Televisione
Filtro
Focalizzazione
Radio
Per

G

Gelb
Gerät
Geschwindigkeit
Gewicht
Gitter
Gleichrichter
Gleich Strom (G.S.)
Graü
Gross
Grün
Grund

Giallo
Apparato - Apparecchio
Velocità
Peso
Griglia
Raddrizzatore
Corrente Continua (C.C.)
Grigio
Grande, grosso
Verde
Massa a telaio

H

Halb
Halbleiter
Helligkeit
Heiss
Heizung
Hoch
Hochspannung (H.S.)
Höhen
Horizontal
Horizontal linearität
Horizontal versiebung

Metà
Semiconduttore
Luminosità
Positivo
Filamento
Alto
Extra Alta Tensione (E.A.T.)
Toni alti
Orizzontale
Linearità orizzontale
Spostamento orizzontale

I

Impedanz
Impuls
Impulsabtrennstufe
Integrierte shaltungen
Isolier

Impedenza
Impulso
Stadio separatore di impulsi
Circuito integrato
Isolante

TEDESCO

ITALIANO

K

Kabel
Kalt
Kanal
Kanal waler
Kaskade
Kathode
Koramik
Kern
Klang
Kipp
Kissen
Kondensator
Kontakte
Kontrast
Konvergenzeinheit
Kopfhörer
Korrektur
Kreis
Krominanz
Kuhblech
Kurtz Welle (K.W.)

L

Lampe
Langsamer
Langwelle (L.W.)
Laterale
Laufzeit
Laut sprecher
Lauts arke
Leiter platte
Leistungsaufnahme
Leuchdichte
Linearität
Linker kanal
Lösch
Löt

M

Magnetischestrefefeld
Masse
Mess
Messpunkt
Meter
Mikrofon
Miniaturo
Misch
Mit
Mittel Welle (M.W.)
Multiplay
Multiplizierer
Multivibrator
Musik

N

Nachsteuer röhre
Nasse abstastung
Netzspannung
Negativ
Netztransformatoren
NF
Novol
Nur

O

Oben
Ohne
Okta

P

Pul umschalter
Papier
Pausentaste
Phasen diskriminator
Platte
Plattenspieler
Polarität
Potentiometer
Positiv
Primär kreis
Programm

R

Rausch
Rechter kanal
Referenz träger oszillator
Regler
Röhre
Rohrenvoltmeter
Rosa

Cavo
Negativo
Canale
Selettore di canali
Cascata (di diodi)
Catodo
Ceramico
Nucleo
Tono
Sincronismo (impulso)
Cuscino (effetto)
Condensatore
Contatto
Contrasto
Unità di convergenza
Cuffia
Correzione
Circuito
Crominanza
Plastra di raffreddamento
Onde Corte (O.C.)

Lampadina
Laterale
Onde Lunghe (O.L.)
Laterale
Ritardo
Altoparlante
Volume
Circuito stampato
Consumo
Luminanza
Linearità
Canale sinistro
Cancellazione
Saldatura

Campo magnetico
Massa (telaio)
Misurare
Punto di misura
Misuratore
Microfono
Miniaturo (7 piedini)
Miscelatore
Con
Onde Medie (O.M.)
Ascolto contemporaneo di più registrazioni
Moltiplicatore
Multivibratore
Musica

Tubo a reattanza
Pulizia a film liquido
Tensione di rete
Negativo
Trasformatore di alimentazione
Bassa frequenza
Novol (9 piedini)
Soltanto

Alto
Senza
Octal (8 piedini)

Invertitore sottoportante
Carta
Tasto di pausa
Comparatore di fase
Disco - piastra - placca
Giradischi
Polarità
Potenziometro
Positivo
Circuito primario
Programma

Rumore
Canale destro
Rigeneratore sottoportante
Regolatore
Valvola
Voltmetro sottoportante
Rosa (colore)

TEDESCO

ITALIANO

R

Rot
Rucklauf taste
Rundfunkemanger

S

Sagezahn
Sattigung
Schall
Schalt diode
Schaltplan
Schalter
Schärfe
Schieben taste
Schneller
Schraube
Schwarz
Schwing
Seite
Sender
Sicherung
Spannung
Spannungswerte
Sperr
Spielstellung
Spitze-spitze (SS)
Spule
Spurwahl schalter
Start taste
Statische
Stecker
Stellung
Steuer
Steuergitter
Störspannungsabstand
Storunter drückung
Stroboskop
Strom
Stufe
Synchronismus
Sync. abtrennung

T

Tast
Taste
Tastrohre
Teil
Tiefen
Ton
Tonabnehmer (TA)
Tonabnehmer system
Tonarm
Tonbandgeräte (TB)
Ton träger
Trafo
Träge
Träger
Treibler
Trockene abstastung
Tuner
Tyristor

U

UltraKurtzWelle (U.K.W.)
Ultraschall
Umschaltung
Unten

V

Verbinden
Vertical
Vertical linearität
Vestarker
Verzögerungsleitung
Video
Violett
Vorlauf taste
Vorverstärker

W

Wandler
Wechselstrom (W.S.)
Weiss
Welle
Wert
Wiedergabe
Wobbler

Z

Zahl
Zeile
Zeilenrafo
Zeilenfrequenz.
Zwischenfrequenz. (Z.F.)

Rosso
Tasto di riavvolgimento
Apparecchio radio

Dente di sega
Saturazione
Suono
Damper
Schema
Commutatore - Interruttore
Definizione
Leva
Più veloce
Vite
Nero
Oscillante
Lato
Trasmettitore
Fusibile
Tensione
Valore di tensione
Blocco
Ascolto
Da picco a picco (oscillogrammi)
Bobina
Selettore di pista
Tasto di avvio
Statica
Spinotto
Posizione
Comando, controllo
Griglia controllo
Rapporto segnale-disturbo
Antidisturbo
Stroboscopio
Corrente
Stadio
Sincronismo
Separatore di sincronismi

Impulso di blocco-sblocco (Key)
Tasto
Valvola gated
Sezione
Toni bassi
Suono
Pick-up - Fono
Cartuccia
Braccio del pick-up
Registratore
Portante suono
Trasformatore
Ad azione ritardata
Portante
Pilota
Pulizia a secco
Sintonizzatore
Tristore

Modulazione di frequenza (M.F.)
Ultrasonico
Commutazione
Sotto

Collegare
Verticale
Linearità verticale
Amplificatore
Linea di ritardo
Video
Viola
Tasto di avvolgimento
Preamplificatore

Trasformatore
Corrente Alternata (C.A.)
Bianco
Onda
Livello
Ascolto
Generatore wobbolato

Numero
Riga
Trasformatore di riga
Frequenza orizzontale
Media Frequenza (M.F.)

Corso di elettronica digitale e calcolatori [3ª parte]

ciascuna delle due espressioni, un circuito avrebbe richiesto due inverter, due porte OR ed una porta AND, mentre l'altro avrebbe richiesto una sola porta OR. Entrambi i circuiti avrebbero eseguito la stessa identica funzione, fornendo una uscita identica per ogni combinazione delle variabili di ingresso. Però, e qui è l'importanza del discorso, nel primo caso noi avremmo speso di più, in termini di spazio e di costo, soprattutto, dei circuiti logici. Da qui l'importanza enorme di sapere semplificare le espressioni logiche fino a giungere ad una espressione non ulteriormente semplificabile, che rappresenterà sempre l'ottimo fra prestazioni e numero dei componenti. Per cui, concludendo il paragrafo, è assai importante che il lettore impari tutte le regole di semplificazione.

Leggi di base dell'Algebra di Boole.

Sono state presentate alcune relazioni fondamentali di Algebra di Boole.

Una lista completa delle operazioni di base è presentata qui sotto (*).

Anche se esse sembrano semplici, queste regole possono essere usate per costruire un'Algebra di Boole (**), determinando tutte le relazioni che seguono:

Se $x = 0$, allora $x = 1$

e

Se $x = 1$, allora $x = 0$

Somma logica	Prodotto logico	Regole di complementazione
$0+0=0$	$0 \cdot 0 = 0$	$\overline{\overline{0}} = 1$
$0+1=1$	$0 \cdot 1 = 0$	$\overline{\overline{1}} = 0$
$1+0=1$	$1 \cdot 0 = 0$	
$1+1=1$	$1 \cdot 1 = 1$	

Un elenco di relazioni utili è presentato in *tabella*. Essa contiene la maggior parte delle regole di base utili alla manipolazione di espressioni algebriche Booleane. Ciascuna di queste regole può essere dimostrata usando la "prova per perfetta induzione". Un esempio di dimostrazione per la regola 3 della *tabella 10* è la seguente: La variabile x può assumere solo i valori 0 o 1; se x ha valore 0, allora $0+0=0$, se x ha valore 1, allora $1+1=1$, e quindi $x+x=x$.

La stessa tecnica può essere usata per dimostrare le rimanenti regole. La regola 9 afferma che il risultato di una doppia complementazione su una variabile

(*) In effetti vi è una scelta tra insiemi diversi di postulati che possono essere usati per definire un'algebra. La trattazione qui fatta dell'Algebra di Boole è derivata da quella di E.V. Huntington e M.H. Stone.

(**) Notare che queste regole sono usate per costruire un esempio, o realizzazione di un'Algebra di Boole. Si noti che, in senso stretto, un'Algebra di Boole consiste di un insieme B di elementi che chiamiamo 0 e 1, un operatore di addizione $+$, un operatore di prodotto \cdot , e un operatore di complementazione $\overline{}$. Vi sono altre algebre di Boole (in numero infinito), ma questa era l'algebra originale di Boole, che viene a volte chiamata algebra di commutazione per identificarla più precisamente, ma è la stessa cosa di "calcolo dei predicati" ad esempio.

TABELLA 10

1. $0 + X = X$
2. $1 + X = 1$
3. $X + X = X$
4. $X + \overline{X} = 1$
5. $0 \cdot X = 0$
6. $1 \cdot X = X$
7. $X \cdot X = X$
8. $X \cdot \overline{X} = 0$
9. $\overline{\overline{X}} = X$
10. $X + Y = Y + X$
11. $X \cdot Y = Y \cdot X$
12. $X + (Y + Z) = (X + Y) + Z$
13. $X(YZ) = (XY)Z$
14. $X(Y + Z) = XY + XZ$
15. $X + XZ = X$
16. $X(X + Y) = X$
17. $(X + Y)(X + Z) = X + YZ$
18. $X + \overline{X}Y = X + Y$
19. $X\overline{Y} + YZ + \overline{Y}Z = X\overline{Y} + Z$

TABELLA 11

x	Y	Z	ZY	x + YZ
0	0	0	0	0
0	0	1	0	0
0	1	0	0	0
0	1	1	1	1
1	0	0	0	1
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

dà come risultato la variabile originale. Se $x = 0$, il suo primo complemento è 1, e il secondo è 0, mentre se $x = 1$, il suo primo complemento è 0, e il secondo è 1, e quindi $\overline{\overline{x}} = x$.

Le regole 10 e 11, conosciute come "proprietà commutative", esprimono il fatto che l'ordine nel quale si effettua la combinazione dei terminali non si ripercuote sul risultato della combinazione. La regola 10 è la proprietà commutativa della addizione, che afferma che l'ordine di addizione non ha effetto sulla somma ($x+y=y+x$). La regola 11 è la proprietà commutativa della moltiplicazione ($xy=yx$) che afferma che l'ordine dei fattori non ha effetto sul prodotto.

Le regole 12 e 13 sono le proprietà associative. La regola 12 afferma che nella addizione di alcuni terminali, la somma che si ottiene sommando il primo termine al secondo e poi la somma parziale al terzo è uguale a quella ottenuta sommando il secondo al terzo terminale e quindi la somma parziale al primo $x+(y+z)=(x+y)+z$.

La regola 13 è la proprietà associativa della moltiplicazione, che afferma che nel prodotto di tre fattori,

Corso di elettronica digitale e calcolatori [3ª parte]

due qualsiasi possono essere moltiplicati per primi, seguiti dal terzo, $x(yz) = (xy)z$.

La regola 14, proprietà distributiva, afferma che il prodotto di un monomio (x) per un polinomio ($y+z$) è uguale alla somma dei prodotti del monomio con ciascuno dei termini del polinomio, $x(y+z) = xy+xz$.

Le tre proprietà, commutativa, associativa e distributiva, possono essere estese ad includere un numero qualsivoglia di termini.

Ad esempio, la proprietà commutativa per l'addizione afferma che $x+y = y+x$. Questo si può estendere a

$$x+x+z+A = A+y+z+x$$

La proprietà commutativa per la moltiplicazione può essere analogamente estesa a $xyz = yzx$.

Queste due proprietà sono utili nell'elaborazione dei termini di una equazione. Le proprietà sono utili nell'elaborazione dei termini di una equazione. Le proprietà sono utili per raggruppare i termini di una equazione.

La proprietà distributiva può essere estesa in diversi modi:

$$x(y+z+A) = xy + xz + xA$$

Se si devono moltiplicare due polinomi come $(w+x)$ e $(y+z)$, uno dei polinomi viene trattato come un monomio e viene moltiplicato per i termini dell'altro.

I risultati vengono poi moltiplicati in accordo con la proprietà distributiva.

Ad esempio:

$$(w+x)(y+z) = w(y+z) + x(y+z) = wy + wz + xy + xz$$

Prova per induzione perfetta.

Si noti che, tra le altre, la regola 17 non è applicabile all'algebra "normale". La regola può essere ottenuta dalle regole precedenti come segue:

$$(x+y)(x+z) = xx+xz+xy+yz \quad \text{ma, per la regola 7, } xx=x \text{ e quindi}$$

$$\begin{aligned} &= x+xz+xy+yz \\ &= x+xy+xz+yz \\ &= x(1+y)+z(x+y) \end{aligned} \quad \text{dove, per la regola 2, } (1+y)=1 \text{ e quindi}$$

$$\begin{aligned} &= x+xz+yz \\ &= x(1+z)+yz \end{aligned} \quad \text{dove, per la regola 2, } (1+z)=1 \text{ e quindi}$$

$$= x+yz \quad \text{quindi si conclude che}$$

$$(x+y)(x+z) = x+yz$$

Poiché la regola 17 non si applica all'algebra ordinaria, è interessante verificare la regola usando la

dimostrazione per perfetta induzione. Sarà quindi necessario costruire tabelle della verità per i membri destro e sinistro dell'equazione e confrontare i risultati (vedi *tabelle 11 e 12*).

L'ultima colonna della tabella per la funzione $x+yz$ è identica all'ultima colonna della tabella per $(x+y)(x+z)$. Ciò dimostra (mediante la prova per perfetta induzione) che le due espressioni sono equivalenti.

Le regole 15 e 16 sono pure regole assenti all'algebra "normale". Di seguito si riporta la dimostrazione della regola 15 usando le regole precedenti:

$$x+xz = x(1+z) \text{ proprietà distributiva, e poichè}$$

$$(1+z) = 1 \text{ per la regola 2}$$

$$x+xz = x(1) \text{ e } x(1) = x \text{ per la regola 6}$$

Per cui

$$x+xz = x$$

È utile dimostrare la regola 15 usando la prova per perfetta induzione.

Ecco ora la dimostrazione della regola 16 usando le regole che la precedono.

$$x(x+y) = xx+xy \quad \text{proprietà distributiva e, poichè } xx=x$$

$$= x+xy$$

$$= x(1+y) \quad \text{dove } 1+y=1 \text{ per la regola 2}$$

$$= x$$

È istruttivo dimostrare questa regola anche per perfetta induzione.

TABELLA 12

x	y	z	x+y	x+z	(x+y)(x+z)
0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0
0	1	0	1	0	0
0	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1
1	0	1	1	1	1
1	1	0	1	1	1
1	1	1	1	1	1

Semplificazione di espressioni.

Le regole che si sono viste possono essere usate per semplificare espressioni Booleane, così come le regole dell'algebra ordinaria possono essere usate per semplificare espressioni.

Si consideri l'espressione

$$(x+y)(x+\bar{y})(\bar{x}+z)$$

I primi due termini sono $(x+y)(x+\bar{y})$: questi termini possono essere moltiplicati insieme, e poichè $x+x\bar{y}=x$ e $y\bar{y}=0$, ridotti a x .

L'espressione è così stata ridotta a $x(\bar{x}+z)$, che può essere espressa come $x\bar{x}+xz$ (regola 14) ed essendo $x\bar{x}=0$, l'intera espressione $(x+y)(x+\bar{y})(\bar{x}+z)$ può essere ridotta a xz .

Corso di elettronica digitale e calcolatori [3ª parte]

Un'altra espressione che può essere semplificata è $xyz + x\bar{y}z + xy\bar{z}$.

Dapprima si riscrivono i tre termini $xyz + x\bar{y}z + xy\bar{z}$ come $x(yz + \bar{y}z + y\bar{z})$ usando la regola 14.

Poi, usando ancora la regola 14: $x[y(z + \bar{z}) + \bar{y}z]$; e poiché $z + \bar{z} = 1$, si ottiene $x(y + \bar{y}z)$.

L'espressione $x(y + \bar{y}z)$ può essere ridotta ulteriormente a $x(y + z)$ usando la regola 18.

L'espressione finale può essere scritta in due modi: $x(y + z)$ o $xy + xz$. La prima espressione è in generale preferibile se l'equazione va realizzata con un circuito elettronico, perchè richiede solamente un AND e un OR.

Teoremi di De Morgan

Le seguenti due regole sono note come Teoremi di De Morgan:

$$\overline{(x+y)} = \bar{x}\bar{y}$$

$$\overline{(x \cdot y)} = \bar{x} + \bar{y}$$

Mediante questi teoremi può essere trovato il complemento di qualunque espressione Booleana, o parte di essa. In queste regole, si usano due passi per la costruzione del complemento:

1) Vengono sostituiti i simboli di moltiplicazione con quelli di addizione e viceversa.

2) Ciascun termine nell'espressione viene complementato.

L'uso dei teoremi di De Morgan può essere chiarito trovando il complemento della espressione $(x + yz)$. Anzitutto, è importante notare che un segno di moltiplicazione è sottinteso e che l'espressione potrebbe venir scritta $x + (y \cdot z)$. Per complementarla, il simbolo di addizione viene sostituito con quello di moltiplicazione e i due termini vengono complementati, cioè $\bar{x}(\bar{y} \cdot \bar{z})$; si complementa ora il termine rimanente, ottenendo $\bar{x}(\bar{y} + \bar{z})$.

Si è trovata la seguente equivalenza: $\overline{(x + yz)} = \bar{x}(\bar{y} + \bar{z})$.

Il complemento di $(\bar{w}x + yz)$ può essere costruito in due passi:

1. Sostituzione del simbolo di addizione
2. Complementazione di ogni termine

$$\overline{(\bar{w} \cdot x) \cdot (y \cdot z)}$$

Diventa $(w + \bar{x})(\bar{y} + \bar{z})$. Notare che poiché w e z erano già complementati, essi diventano non complementati in ragione del teorema:

$$\overline{\bar{x}} = x, \dots$$

A volte è necessario complementare entrambi i membri di un'equazione. Ciò si può fare allo stesso modo di prima:

$$wx + yz = 0$$

Complementando ambo i membri,

$$\overline{(wx + yz)} = 1$$

$$(\bar{w} + \bar{x})(\bar{y} + \bar{z}) = 1$$

Dualità di fondo dell'Algebra Booleana.

I teoremi di De Morgan esprimono la dualità di fondo permea tutta l'Algebra di Boole.

I postulati ed i teoremi che sono stati presentati

TABELLA 13

INGRESSI		USCITA
x	y	z
0	0	1
0	1	0
1	0	1
1	1	1

TABELLA 14

INGRESSI		USCITA	TERMINI DEL PRODOTTO
x	y	z	
0	0	1	$\bar{X}\bar{Y}$
0	1	0	$\bar{X}Y$
1	0	1	$X\bar{Y}$
1	1	1	XY

possono tutti essere divisi in coppie.

Ad esempio, $(x + y) + z = x + (y + z)$ è il "duale" di $(xy)z = x(yz)$, e $x + 0 = x$ è il duale di $x \cdot 1 = x$.

Spesso le regole o i teoremi sono elencati in un ordine che illustra la dualità dell'algebra. Dimostrando i teoremi o le regole dell'algebra, è quindi necessario dimostrare solo un teorema, perchè ciò implica necessariamente la validità del teorema "duale". Ad esempio, se si dimostra che $x + xy = x$, si può immediatamente aggiungere il teorema $x(x + y) = x$ alla lista dei teoremi dimostrati, in quanto "duale" della prima espressione (1) base di "due per uno".

Derivazione di un'espressione Booleana.

Nel progetto di un circuito logico, il progettista lavora su due insiemi di dati noti: (a) i vari stati che gli ingressi della rete logica possono assumere, e (b) le uscite desiderate per ogni condizione di ingresso. L'espressione logica viene derivata da questi insiemi di dati. Si consideri un problema specifico. Una rete logica ha due ingressi, x e y , e un'uscita z . La relazione tra ingressi e uscite sia la seguente:

1. Se x e y sono entrambi 0, l'uscita z sia 1
2. Se x è 0 e y è 1, l'uscita z sia 0
3. Se x è 1 e y è 0, l'uscita z sia 1
4. Se x è 1 e y è 1, l'uscita z sia 1

Queste relazioni possono essere espresse mediante una tabella come mostrato in *tabella 13*. È ora necessario aggiungere alla tabella un'altra colonna. Tale tabella consisterà di una lista di "termini prodotto" ottenuti dai valori delle variabili di ingresso. La nuova colonna conterrà ciascuna delle variabili di ingresso elencate in ogni riga della tabella, con la lettera relativa al corrispondente ingresso complementata se il valore è 0, e non complementata se il suo valore è 1. I termini ottenuti in questo modo sono detti "termini prodotto". Con due variabili di ingresso x e y , ogni riga della tabella conterrà un termine prodotto composto da x e y , con x e y che possono o no essere complementati, in dipendenza dai valori di ingresso per quella riga (vedere *tabella 14*).

Ogni qualvolta z è uguale a 1, il termine prodotto di x e y per la riga corrispondente viene preso e inserito

(1) Complementando $x + xy = x$, si ottiene $\bar{x}(\bar{x} + \bar{y}) = \bar{x}$ e simboli non complementati possono essere usati al posto di quelli complementati senza inficiare la validità intrinseca della formula.

Corso di elettronica digitale e calcolatori [3ª parte]

TABELLA 15

x	Y	Y	x · Y
0	0	1	1
0	1	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1

TABELLA 16

INGRESSI		USCITA	
QUANDO	X = 0, Y = 0, Z = 0	1	
	X = 0, Y = 0, Z = 1	0	
	X = 0, Y = 1, Z = 0	1	
	0	1	0
	1	0	0
	1	0	1
	1	1	0
	1	1	1
	1	1	0

in una "somma di prodotti". Quindi vengono qui presi i termini prodotto dalla prima, terza e quarta riga. Essi sono $\bar{x}\bar{y}$, $x\bar{y}$, xy .

Ora abbiamo tre termini, ciascuno prodotto di due variabili.

La somma di questi prodotti è eguale all'espressione desiderata. Ci si riferisce a questo tipo di espressione come alla "espansione canonica" per quella funzione. L'espressione completa in forma normale è:

$$\bar{x}\bar{y} + x\bar{y} + xy = z$$

Il membro sinistro della espressione può essere semplificato come segue:

$$\begin{aligned} \bar{x}\bar{y} + x\bar{y} + xy &= z \\ \bar{x}\bar{y} + x(\bar{y} + y) &= z \\ \bar{x}\bar{y} + x &= z \end{aligned}$$

e finalmente la regola 18 di *tabella 10*, $x + \bar{y} = z$

La tabella della verità può ora essere costruita per verificare la funzione che è stata derivata, come in *tabella 15*.

L'ultima colonna di questa tabella è in accordo con l'ultima colonna della tabella di verità della funzione desiderata, mostrando che le due espressioni sono equivalenti.

L'espressione $x + \bar{y}$ può essere costruita in due modi. Se sono disponibili solo gli ingressi x e y , come può essere il caso di ingressi al circuito provenienti da un'altra rete logica o da determinati tipi di celle di memoria, è necessario un invertitore per formare y .

TABELLA 17

INGRESSI			USCITA
X	Y	Z	A
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	0

TABELLA 18

INGRESSI			USCITA	TERMINI DEL PRODOTTO
X	Y	Z	A	
0	0	0	1	$\bar{X}\bar{Y}\bar{Z}$
0	0	1	0	$\bar{X}\bar{Y}Z$
0	1	0	1	$\bar{X}Y\bar{Z}$
0	1	1	0	$\bar{X}YZ$
1	0	0	1	$X\bar{Y}\bar{Z}$
1	0	1	0	$X\bar{Y}Z$
1	1	0	1	$XY\bar{Z}$
1	1	1	0	XYZ

In tal caso il circuito richiede un invertitore ed una porta OR.

Generalmente però è disponibile anche il complemento dell'ingresso y e per costruire l'espressione in questo secondo modo basta una sola porta OR.

Un'altra espressione, con tre ingressi (denominati x, y e z) viene ora derivata. Assumiamo che le relazioni desiderate tra gli ingressi e l'uscita siano state determinate e siano quelle di *tabella 16*.

1 Viene formata una tabella della verità (*tabella 17*).

2 Viene aggiunta una colonna che elenca gli ingressi x, y, z in accordo col loro valore nella riga di ingresso (*tabella 18*).

3 Vengono selezionati i termini prodotto di ogni riga nella quale l'uscita è 1 ($\bar{x}\bar{y}\bar{z}, \bar{x}\bar{y}z, x\bar{y}\bar{z}$ e $xy\bar{z}$) e l'espressione desiderata è la somma di questi prodotti ($\bar{x}\bar{y}\bar{z} + \bar{x}\bar{y}z + x\bar{y}\bar{z} + xy\bar{z}$). Quindi l'espressione completa in forma standard per la rete desiderata è

$$\bar{x}\bar{y}\bar{z} + \bar{x}\bar{y}z + x\bar{y}\bar{z} + xy\bar{z} = A$$

Questa espressione si può semplificare nel modo seguente:

$$\begin{aligned} \bar{x}\bar{y}\bar{z} + \bar{x}\bar{y}z + x\bar{y}\bar{z} + xy\bar{z} &= A \\ \bar{x}(\bar{y}z + y\bar{z}) + x(\bar{y}z + y\bar{z}) &= A \\ \bar{x}[\bar{z}(\bar{y} + y)] + [z(\bar{y} + y)] &= A \\ \bar{x}\bar{z} + x\bar{z} &= A \\ \bar{z} &= A \end{aligned}$$

La funzione può quindi essere eseguita da un semplice invertitore collegato all'ingresso z . Guardando la tabella della verità si nota che l'uscita A è sempre uguale al complemento della variabile di ingresso z .

Applicazioni dei semiconduttori

a cura di N. Clark

1 SINTETIZZATORE DI FREQUENZA PER BANDA CITTADINA CON IL CIRCUITO INTEGRATO PLL MOS S187

I ricetrasmittitori CB necessitano generalmente di due quarzi per ogni canale: uno per la frequenza di trasmissione e uno per la frequenza di oscillatore del ricevitore. In apparecchi pluricanali è più economico utilizzare un unico quarzo per diversi canali.

La figura 1 illustra uno schema a blocchi di un generatore di frequenza portante corredato col circuito integrato MOS S187. In un circuito digitale PLL, la frequenza da controllare viene confrontata con una frequenza di riferimento stabilizzata a quarzo.

Un comparatore di fase pilota il diodo di sintonia del VCO tramite un integratore R_1/C_1 a seconda della frequenza e della fase. Una frequenza di riferimento stabilizzata a quarzo (per esempio di 1,28 MHz) viene applicata, attraverso un divisore di frequenza ($\div 1024$), ad un ingresso del comparatore di fase.

Con ciò si ottiene una «frequenza di confronto» di 1,25 kHz. Al secondo ingresso del comparatore di fase viene applicata una frequenza ricavata dal VCO. Se questa frequenza rientra nella gamma di «Pull-in» del circuito, la frequenza di VCO viene modificata dal diodo di sintonia finché le frequenze ai due ingressi del comparatore sono uguali. Il transistor con canale n all'uscita del comparatore può assumere potenziale alto, basso o aperto (tristrato) per il controllo della frequenza di VCO. La divisione della frequenza di VCO al valore della frequenza di confronto è ottenuta con un predivisore esterno ($\div 60/64$) e i divisori sincroni A e B integrati nell'S187. La programmazione dei divisori di sincronismo (attivi «High») si ottiene agli ingressi $A_1 - A_{64}$ e $B_1 - B_{256}$ tramite la matrice di diodi S353.

La relazione tra la frequenza f_o di VCO e la frequenza di confronto è data da:

$$\frac{f_o}{f_{conf.}} = (Q - P) \times a \times P \times b$$

dove

a = rapporto di divisione del partitore di sincronismo A

b = rapporto di divisione del partitore di sincronismo B

P = rapporto di divisione 60 } predivisore

Q = rapporto di divisione 64 } predivisore

$f_{conf.} = (1,28 \text{ MHz} : 1024) = 1,25 \text{ kHz}$.

Nel caso in questione f_o è data da $f_o = (4a + 60b) \times 1,25 \text{ (kHz)}$ cioè un aumento di 1 di a provoca un aumento di frequenza di $(4 \times 1,25) = 5 \text{ kHz}$ e un aumento di 1 di b provoca un aumento di 75 kHz.

Le frequenze scelte nel circuito di figura 2 e la programmazione della matrice di diodi C353 sono riportate in tabella 1.

Nella programmazione della matrice di diodi S353 (distruzione dei diodi non utilizzati), il substrato (terminale 1) deve essere collegato a massa.

Poiché il numero di ingressi della matrice di diodi è limitato a 10, nel circuito illustrato sono disponibili solo 5 coppie di canali di trasmissione e ricezione (tabella 2). Per ogni ulteriori 5 coppie di canali è sempre necessaria una matrice di diodi S353 addizionale.

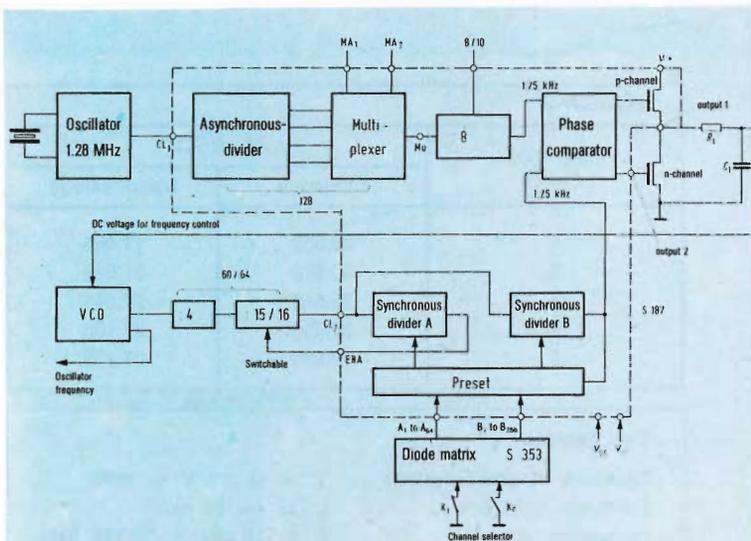


Fig. 1

Frequenza kHz	Divisore			Programmazione della matrice dei diodi								
	A	B		A3	A4	A5	A6	A7	A8	A9	A10	
26,550	15	353	E1	X	X	X	X					
27,005	106	353	E2		X		X		X	X		
26,570	19	353	E3	X	X			X				
27,025	110	353	E4		X	X	X		X	X		
26,610	27	353	E5	X	X		X	X				
27,065	118	353	E6		X	X		X	X	X		
26,650	35	353	E7	X	X				X		X	
27,105	126	353	E8		X	X	X	X	X		X	
26,680	41	353	E9	X			X		X			
27,135	102	353	E10		X	X			X	X		X

X = diodo interrotto

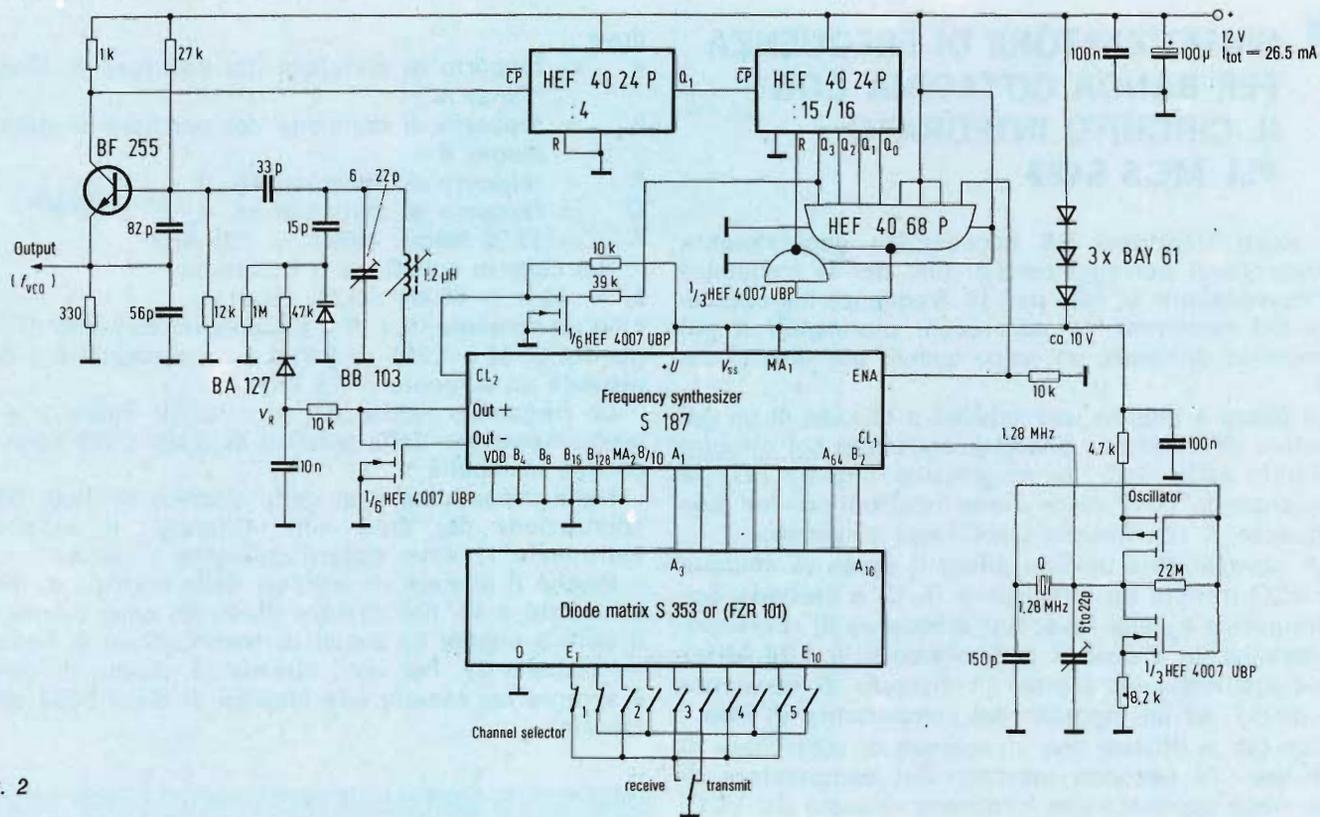


Fig. 2

Selettore canali	f VCO	
	ricezione	trasmissione
1	26,550	27,005
2	26,570	27,025
3	26,610	27,065
4	26,650	27,105
5	26,680	27,135

Dati tecnici	
Tensione di alimentazione	$V_s = + 12 V \pm 15\%$
Corrente assorbita	$I_s = \text{ca. } 26 \text{ mA}$
Frequenza di VCO	$f_o = 26,550 \div 27,135 \text{ kHz}$

Descrizione del circuito

Allo scopo di limitare il consumo di corrente, il circuito periferico è stato idealizzato in tecnica C-MOS. L'oscillatore controllato in tensione (VCO) è stato realizzato in modo tale da coprire tutti i canali, con intervallo di 10 kHz, nella gamma di frequenza da 27,005 MHz a 27,135 kHz (canali tedeschi da 4 a 15) come pure sono state fissate (ridotte di 455 kHz) le relative frequenze di oscillatore del ricevitore. Poiché la frequenza di 27 MHz è relativamente alta per i circuiti integrati C-MOS, si è dovuto prevedere un predivisore fisso (4 : 1). Questo è stato realizzato con un contatore binario a 7 bit in tecnica LOC-MOS tipo HEF 4024 P, che ha una frequenza tipica di conteggio di 30 MHz. Un secondo circuito integrato HEF 4024 P agisce come predivisore variabile ($\div 15/16$).

La commutazione del predivisor da $\div 15$ a $\div 16$ avviene tramite una porta NAND a 8 ingressi tipo HEF 4068 P. Di questi 8 ingressi ne vengono utilizzati solo 5, mentre i rimanenti 3 vengono collegati al potenziale H. Il segnale di commutazione giunge alla uscita ENA dell'S187. Quando le uscite Q_0 , Q_1 , Q_2 e Q_3 del predivisor e la uscita ENA sono al potenziale H, il predivisor viene azzerato attraverso l'ingresso di «Reset». Ciò avviene quando il contatore raggiunge 15. Con segnale L all'uscita ENA, il predivisor divide per 16 e si riporta da solo a zero.

Affinché il segnale H sia disponibile all'ingresso di «Reset» per il ripristino del predivisor, bisogna inserire un «Inverter» ausiliario (per es. 1/3 HEF 4007 UBP). La frequenza predivisa viene riportata all'ingresso CL_2 dell'S187 tramite uno stadio adattatore di livello (1/6 HEF 4007 UBP). L'uscita tristato dell'S187 viene completata con il transistore a canale N 1/6 HEF 4007 UBP.

La tensione di esercizio di + 10 V per l'S187 viene ricavata dalla tensione di esercizio di + 12 V tramite 3 diodi BAY 61.

Con questa tensione di + 10 V funziona anche l'oscillatore della frequenza di riferimento (1,28 MHz).

Il circuito completo funziona correttamente con una tensione di esercizio V_s di + 12 V \pm 15%.

ELENCO DEI COMPONENTI

1 circuito integrato	S187
1 circuito integrato	S353
2 circuiti integrati	HEF 4024 P Contatore binario 7 bit LOC-MOS (Philips)
1 circuito integrato	HEF 4068 P Porta NAND a 8 ingr. LOC-MOS (Philips)
2 circuiti integrati	HEF 4007 UBP Porta NAND C-MOS
1 transistore	BF 255
1 diodo	BB 103
1 diodo	BA 127
3 diodi	BAY 61
1 cond. ceramico	15 pF
1 cond. styroflex	33 pF
1 cond. styroflex	56 pF
1 cond. ceramico	82 pF
1 cond. styroflex	150 pF
1 cond. a strati MKH	10 nF
2 cond. ceramici	100 nF
1 cond. elettrolitico	100 μ F/16 V
1 quarzo	1,280 kHz ($C_L = 30$ pF)
1 bobina	1,2 μ H

2 TRASMETTITORI PER TELECOMANDO A RAGGI INFRAROSSI CON 60 ISTRUZIONI

Il sistema Siemens IR-60 è un sistema di telecomando ottimizzato per trasmissione a raggi infrarossi. Con l'impiego di luce infrarossa quale mezzo di trasmissione si ottengono dei sensibili vantaggi nei confronti degli ultrasuoni.

Non si hanno disturbi provocati da riflessioni del-

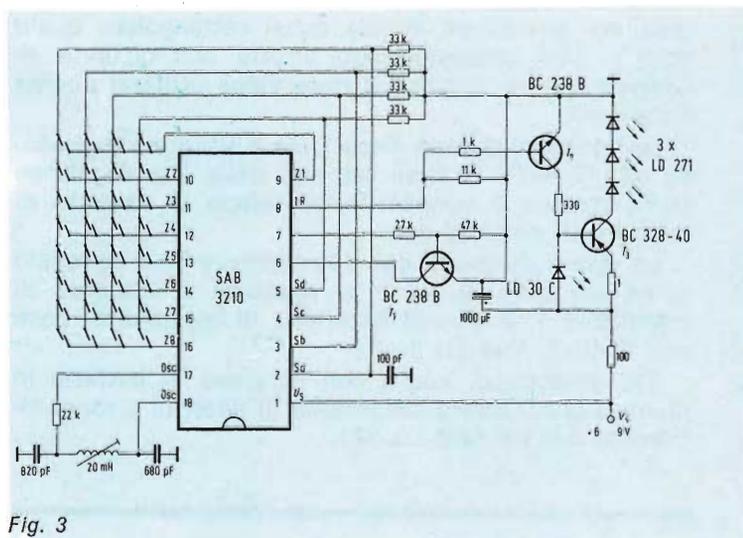


Fig. 3

ELENCO DEI COMPONENTI

1 Circuito integrato	SAB 3210
2 Transistori	BC 238 B
1 Transistore	BC 328-40
1 Led	LD 30 C
3 Led	LD 271
1 Condensatore ceramico	100 pF/63 V
1 Condensatore styroflex	680 pF/25 V
1 Condensatore styroflex	820 pF/25 V
1 Condensatore elettrolitico	1000 μ F/10 V
1 Bobina (Toko Co.)	20 mH

le pareti, ronzii di distorsione ed effetto «doppler». Si ottiene un'elevata velocità di trasmissione delle informazioni e, grazie all'impiego della tecnica di modulazione ad impulsi, sono ottenibili più elevate potenze di picco nell'esercizio intermittente.

Il circuito integrato di trasmettitore, funzionante in una vasta gamma di tensione di 5 ... 10 V, si presta molto bene per il funzionamento a batteria. L'assorbimento di corrente nel funzionamento in trasmissione, senza stadio finale, ammonta a 3 mA. L'uscita di controllo 7 (figura 3) pilota il transistore NPN T_1 , che durante la pausa separa il circuito dalla batteria riducendo quindi la corrente di riposo sotto i 10 μ A. Per inserire il trasmettitore e trasmettere una istruzione, una delle quattro colonne deve essere collegata con una delle otto linee. Con ciò possono essere trasmesse 32 informazioni. Un ampliamento a 60 istruzioni è possibile con 2 diodi per 4 istruzioni. Il trasmettitore converte le istruzioni stabilite dai tasti in un codice bifase a 6 bit. Prima di trasmettere le istruzioni viene inserito un bit di «start».

Tramite una programmazione a maschera, il bit di «start» può essere stabilito ad H oppure ad L. Con ciò è possibile telecomandare, con lo stesso sistema di telecomando, un televisore ed un radioricettore nello stesso locale indipendentemente l'uno dall'altro. Dopo la trasmissione dell'ultima istruzione desiderata, viene trasmesso un segnale di chiusura che annuncia il rilascio del tasto.

Il «clock» per il circuito integrato ammonta a circa 60 kHz. Il circuito integrato contiene un oscillatore che può essere eccitato con un circuito LC esterno.

All'uscita dell'oscillatore può essere ricavata una tensione con forma d'onda quasi rettangolare quale «clock» per accoppiamento diretto con un'unità ricevente quando il trasmettitore viene utilizzato come «scanner».

Le istruzioni durano circa 7 ms e vengono trasmesse ad intervalli di circa 120 ms. Nella interrogazione della matrice è consentito un tempo di assenza di contatto di circa 20 ms.

Lo stadio di uscita del trasmettitore T_3 è collegato come sorgente di corrente costante (resistenza di emettitore 1Ω + stabilizzazione di tensione di base con il diodo Led LD 30 C).

Ciò garantisce, anche con tensione di batteria in diminuzione, l'intera erogazione di potenza a raggi infrarossi dai tre Led LD 271.

catore incorporato nella parte ricevente del circuito integrato SAB 3209. Tutte le istruzioni vengono fornite dal ricevitore come istruzioni di «repeat» con la frequenza di ripetizione del segnale a raggi infrarossi in arrivo, ad una interfaccia seriale.

Gli stadi di uscita «open drain» con resistenza di carico integrata possono agire contemporaneamente come ingressi. Le istruzioni possono quindi essere immesse attraverso l'interfaccia seriale con priorità assoluta sugli ingressi al terminale RSIG.

Le istruzioni a raggi infrarossi vengono quindi ulteriormente elaborate se sono passate attraverso questa interfaccia seriale.

Per poter inserire l'apparecchio con il telecomando, le tensioni di alimentazione devono essere applicate in esercizio «Standby» sia per il preamplificatore come pure per il circuito integrato SAB 3209 del ricevitore.

Per il controllo viene utilizzato il piedino 12 (ON OFF).

Il piedino agisce come ingresso quando viene pilotato da una sorgente a bassa impedenza, per esempio con un contatto strisciante sull'interruttore di rete. All'uscita questo pilota l'alimentatore tramite un transistor. Quando il programma viene chiamato con alcune altre istruzioni, l'apparecchio viene inserito attraverso queste uscite (ON = LOW; STANDBY = HIGH).

Il circuito integrato contiene 3 memorie per la re-

3 RICEVITORE PER TELECOMANDO A RAGGI INFRAROSSI CON 60 ISTRUZIONI

I segnali provenienti dal trasmettitore ed elaborati dal preamplificatore con una ampiezza minima di 1 Vpp, vengono nuovamente amplificati nell'amplifi-

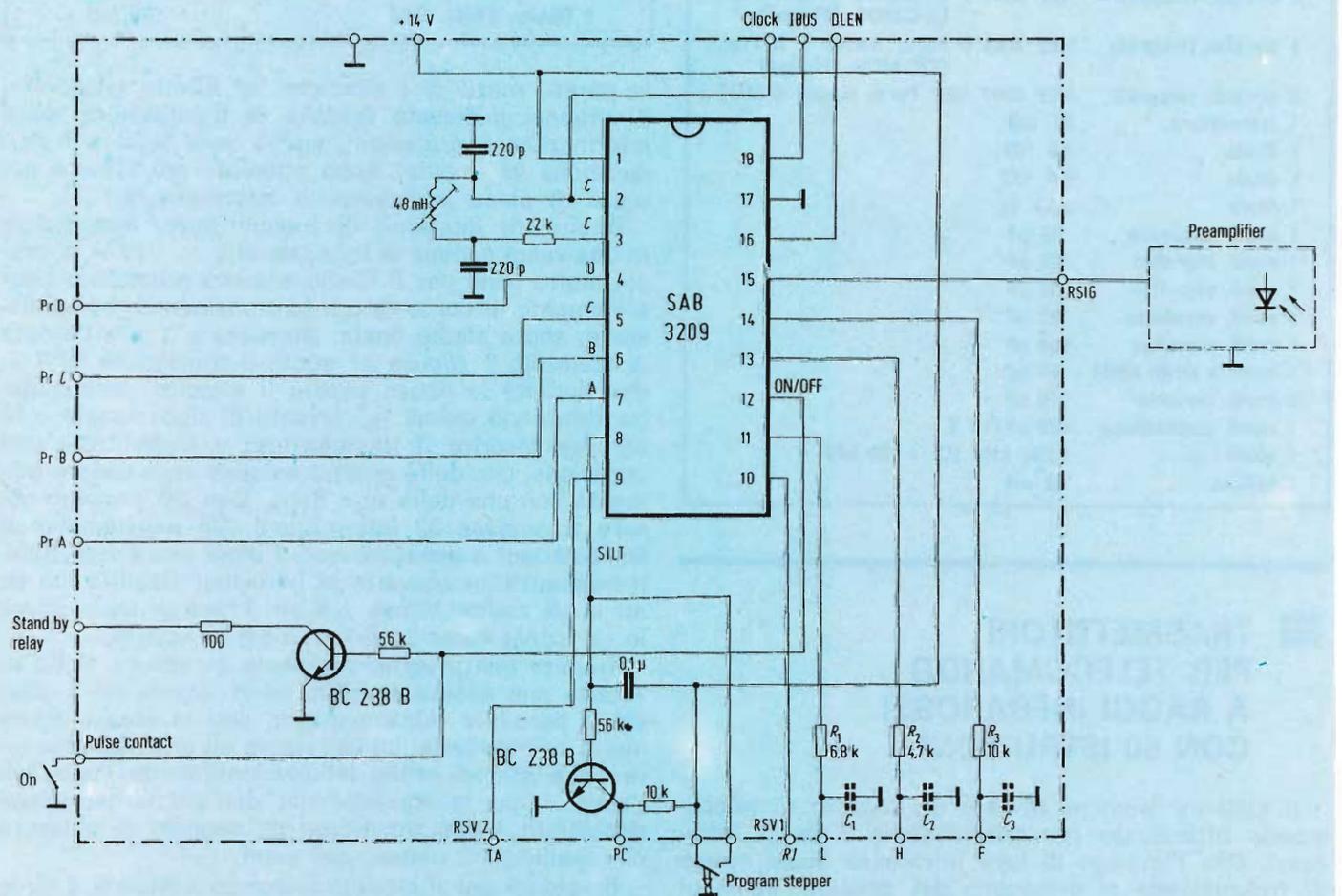


Fig. 4

golazione di volume, luminosità e saturazione di colore.

La tensione di uscita analogica può essere regolata in circa 64 stadi. La velocità di regolazione corrisponde alla frequenza di successione delle istruzioni di «repeat» (circa 8 Hz). Le tensioni vengono generate ad onda quadra con una frequenza di circa 1 kHz con un rapporto di pulsazioni corrispondente al valore analogico. Le tensioni analogiche vengono generate in filtri «passa-basso» esterni nella formazione di ogni valore medio temporale.

Con l'istruzione «basic set analog», le memorie analogiche vengono portate in una condizione base programmabile a maschera che per il circuito integrato SAB 3209 è $v_{VOLU} = 1/3$, $v_{BRIG} = v_{COLO} = 1/2$ con $v = t_{HIGT}/T$. Viene portata in questa condizione base quando viene inserita la tensione di alimentazione. All'inserimento, tramite un tasto separato, si può scegliere tra le istruzioni «Basic set analog/on» e «Keyboard backspace/on». Con l'istruzione «basic set analog/on», l'apparecchio viene inserito nella condizione base, mentre con l'istruzione «Keyboard backspace/on» l'apparecchio viene inserito nella posizione preselezionata della memoria analogica.

L'uscita del volume viene mantenuta automaticamente su «Low»,

- quando è inserito il flip-flop di suono istantaneo
- quando il circuito integrato è in condizione di «Standby»
- quando il piedino SILT giace ad «High»

La memoria di programma è costituita da un contatore ad anello a 4 bit che può chiamare 16 programmi. Esso fornisce le sue informazioni alle quattro uscite PRGA, PRGB, PRGC, PRGD.

I 16 programmi del telecomando, selezionando i numeri da 1 a 16 oppure con conteggio avanti o indietro del contatore ad anello. Inserendo la tensione di alimentazione, viene inserita la memoria su un programma che può essere selezionato da una programmazione a maschera. (Per il tipo SAB 3209 è il programma 1 con LLLH).

Le uscite della memoria di programma agiscono anche come ingressi e, tramite una sorgente esterna a bassa impedenza, possono essere messe in condizione di «set e di «reset».

Quando la memoria di programma riceve una istruzione dal trasmettitore del telecomando oppure viene inserita la tensione di alimentazione, si presenta un impulso positivo all'uscita SILT. Fino a quando è applicato il potenziale positivo, l'uscita del volume viene mantenuta a «Low» (circuito di silenzio).

L'uscita è collegata con un condensatore da 0,1 μF per ampliare il circuito di silenzio.

Il piedino può essere utilizzato anche come ingresso. Se dall'esterno viene momentaneamente applicato un potenziale positivo, il contatore di programma avanza di un passo.

In condizione «Standby», l'uscita SILT è staticamente positiva. Con l'istruzione «Instant sound» viene inserito un flip-flop. Il flip-flop viene formato

- a) con l'istruzione «Volt»
- b) nelle condizioni «Standby»
- c) con una istruzione alla memoria di programma
- d) con l'istruzione «Basic set analog»

Fino a quando il flip-flop di «Instant sound» è inserito, l'uscita del volume viene mantenuta a «Low».

Fino a quando viene ricevuta una istruzione, l'uscita (piedino 10) fornisce impulsi di 8 μs (Livello High) con la frequenza di successione del segnale a raggi infrarossi (circa 8 Hz).

ELENCO DEI COMPONENTI	
1 Circuito integrato	SAB 3209
2 Transistori	BC 238 B
2 Condensatori styroflex	220 pF
1 Condensatore a strati MKH	0,1 μF
1 Bobina (Toko Co.)	48 mH

4 MULTIVIBRATORE A FREQUENZA VARIABILE

Il diagramma di impulsi per il circuito di figura 5 è riprodotto in figura 6. La tensione di riferimento V_{10} 5,5 ÷ 6,5 V è applicata al piedino 7 (bordo inferiore della finestra). Il piedino 6 è collegato con V_s e quindi è inoperativo.

Poiché a $V_{in} = 0$, l'oscillatore vibra in modo inde-

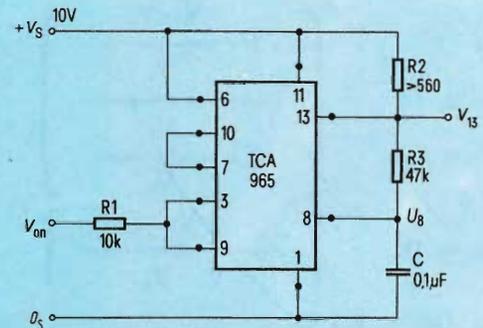


Fig. 5

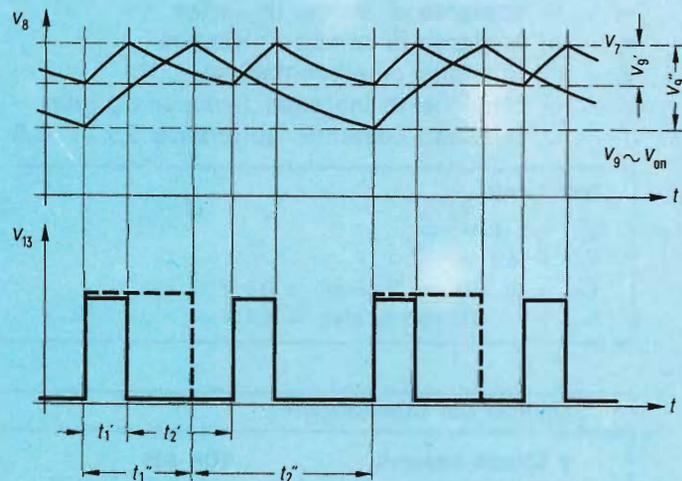


Fig. 6

"MOC 1005" accoppiatore ottico

Tra i diversi accoppiatori ottici IC (di base formati da un LED più un fototransistore) che il mercato propone, uno assai valida è il Motorola «MOC1005» che vanta ottime curve e ben 5000 V di isolamento tra circuito di controllo e circuito controllato!

Ne parliamo in questa nota, proponendo anche alcuni circuiti tipici di utilizzo.

di M. Sironi

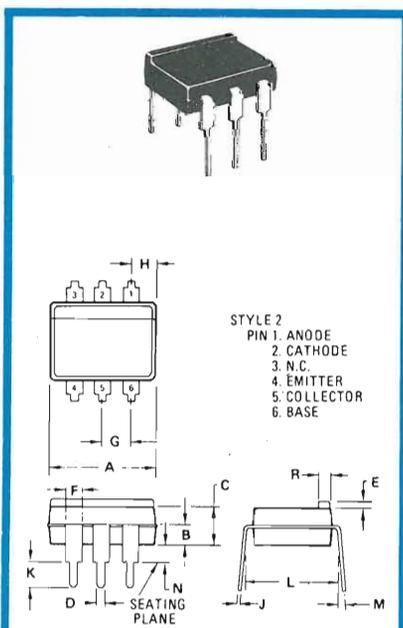


Fig. 1 - Case dell'accoppiatore ottico.

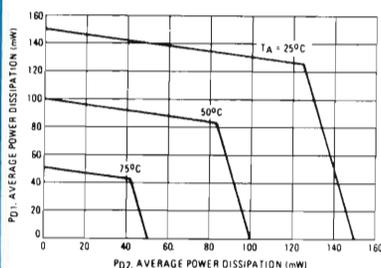


Fig. 2 - Curve della dissipazione massima del dispositivo.

L'IC accoppiatore ottico Motorola «MOC1005» comprende un LED infrarosso ed un fototransistore a tensione piuttosto elevata ($BV_{ceo} = 80 \text{ V}$) ma è un dispositivo a basso costo che può interessare chiunque sviluppi circuiti elettronici, per i più vari impieghi. Diamo per scontato che la stragrande maggioranza di lettori conosca questo genere di dispositivi, ma per gli altri, diremo semplicemente che un accoppiatore ottico, è un sistema di controllo elettronico ad alta velocità che interfaccia circuiti che abbiano una natura tale da necessitare della più completa separazione. In pratica il LED si illumina con la corrente fornita dal settore di controllo, e può lavorare anche a frequenze molto superiori all'audio, diciamo dell'ordine dei 200-300 kHz; a sua volta il fototransistore lavora alla medesima «velocità» e funge da sorta di «fotoresistenza» per il settore controllato. Naturalmente nulla impedisce di far funzionare il LED in CC, ed in tal caso, il circuito di controllo manuale (potenziometro) può essere remoto, visto che non regola segnali, ma solo modeste intensità continue.

La figura 1 mostra il «Case» del MOC1005 e le relative connessioni; la flangetta sporgente in alto indica il lato in cui sono disposti i terminali 1 - 2 - 3.

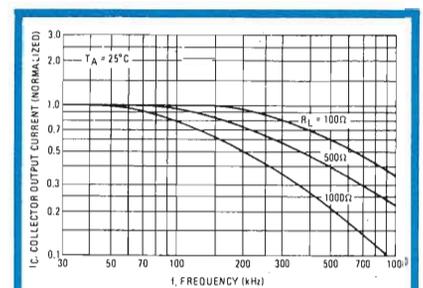


Fig. 3 - Curve del responso in frequenza al variare del carico (R_L).

I valori massimi per gli elementi contenuti sono i seguenti:
LED infrarosso:

Tensione inversa (V_r): 3 V.
Corrente diretta (I_f): 80 mA.
Dissipazione totale (PD): 150 mW.

Fototransistore:

Tensione VCE: 30 V. Tensione V_{cbo} : 70 V. Potenza dissipabile a 25 °C: 150 mW.

La dissipazione massima del dispositivo alle varie temperature ambientali è mostrata nella figura 2, mentre il responso in frequenza appare nella fig. 3.

Per alcune applicazioni indicative, vedremo prima di tutto la figura 4 che indica come possa essere collaudato il dispositivo con un segnale sovrapposto ad una polarizzazione fissa per il LED. L'uscita è ovviamente ai capi di R_L che indicativamente può valere 1000 Ω o simili. La figura 5, mostra il circuito di

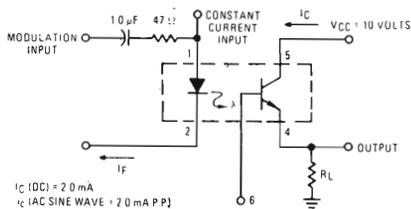


Fig. 4 - Circuito di prova e valutazione.

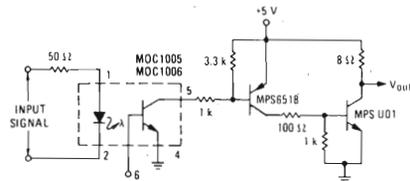


Fig. 5 - Amplificatore di potenza per il fotoaccoppiatore.

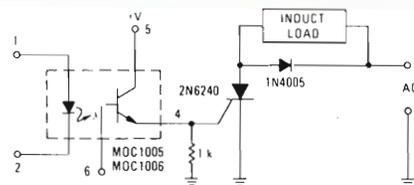


Fig. 6 - Controllo di carichi funzionanti a rete-luce mediante il fotoaccoppiatore.

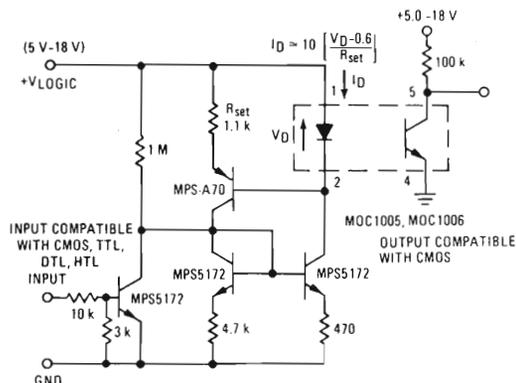


Fig. 7 - Interfaccia da qualunque sistema logico ad un sistema C-MOS.

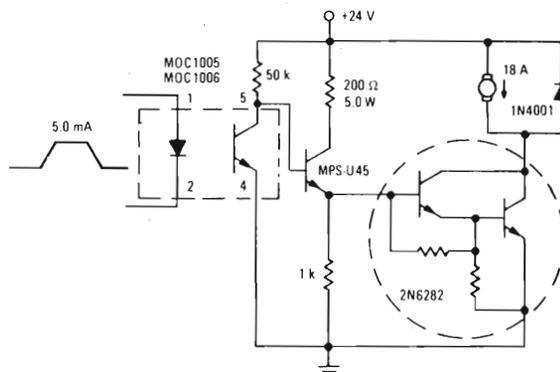


Fig. 8 - Controllo di un motore elettrico dalla notevole potenza, ottenuto con segnali impulsivi pseudoquadri.

un amplificatore di potenza in CC per il fototransistore che consente di operare carichi importanti. Nella figura 6, si vede come una logica o altra debole sorgente di intensità possa produrre la commutazione di un carico che lavora alimentato dalla rete luce; in questo caso il fototransistore eccita il gate di uno SCR che abilita il solenoide o

altro sistema induttivo (induct load).

Ancora nella figura 7, è riportato un interessante sistema di interfaccia tra qualunque logica TTL, DTL, HTL ed una C-MOS. Per la massima velocità di commutazione, si può rivedere la figura 3.

Buon ultimo, nella figura 8, appare il circuito di controllo

per motori elettrici dalla notevole potenza ottenuto con impulsi all'ingresso dall'intensità di soli 5 mA. In questo caso al fototransistore segue uno stadio pilota (MPS-U45) e la corrente che circola nel motore è regolata dal robusto Darlington 2N-6282; il diodo 1N4001 protegge il Darlington dai picchi inversi generati dalle spazzole.

PIANOFORTE ELETTRONICO IN KIT

Avviso per i lettori



Comunichiamo ai lettori che il Kit del Pianoforte a circuiti precollaudati è disponibile a L. 320.000. Agli abbonati sconto del 10% su tutti gli accessori opzionali forniti su richiesta. Consegna 30-60 gg. Prenotazioni - L. 160.000 quale anticipo a mezzo assegno circolare o versamento sul C.C. postale N. 35480201, vanno indirizzate a:

S.T.C. Ing. T. Klinger - Via Palmanova 30
20132 MILANO



Timer digitale

di R. Pancaldi

In una recente intervista pubblicata dalla consorella «Elektor», il vice presidente della ITT, Douglas Stevenson, ha dichiarato che a suo parere, quanto prima televisori, radiricevitori, VTR e simili, sarebbero stati tutti muniti di un programmatore regolabile a tempo, sì da non perdere, ad esempio una puntata di uno spettacolo per distrazione, o non lasciare inutilmente accesi gli apparecchi (magari a causa di un non insolito appisolamento). Il dispositivo che presentiamo, nel suo genere anticipa i tempi; rende possibile già oggi l'applicazione «del domani» indicata, consentendo l'accensione e lo spegnimento completamente automatico di sistemi elettronici di qualunque tipo, con un programma variamente impostabile. In alternativa, è possibile utilizzarlo per azionare le luci della casa o del negozio ad orari prestabiliti, il riscaldamento, i piccoli elettrodomestici, gl'impianti antifurto e via dicendo.

L'apparecchio che presentiamo, realizza il connubio tra l'orologio digitale, il timer ed il programmatore. Mostra infatti l'ora precisa, come ogni orologio elettronico LED da consolle, ma al tempo stesso, tramite un relais azionato da un circuito di memoria, permette di accendere e mantenere acceso un qualunque dispositivo elettronico o elettrico per il tempo necessario, quindi di porlo a riposo. Funziona con la rete-luce a 220 V, ed i contatti di lavoro, a 220 V, sopportano una corrente di 5A su carico resistivo. In determinati casi, per esempio ove si tratti di azionare impianti di riscaldamento, il carico può essere più forte, ma ciò non rappresenta un problema, in quanto il relais incorporato può controllarne un'altro esterno dalla potenza adatta ad ogni applicazione, o eventualmente un triac dalla grande potenza, o altri dispositivi di azionamento sussidiari.

Il controllo di apparecchi televisivi, VTR, VCR, radiorecettori ed altre apparecchiature per lo svago, invece è fattibile in modo diretto: il termine «TIMER DIGITALE» che appare nel titolo, si riferisce all'azionamento di impianti HI-FI per la sveglia; difatti, le radiosvegliie, talvolta non assolvono il loro compito nel modo ottimale ma non per loro colpa. Sovente, sintonizzate sulla stazione locale, scaricano su chi si è appena risvegliato notiziari zeppi di allarmanti notizie di politica internazionale, annunci di attentati, assassini, informazioni di varia atrocità, tali da

guastare l'inizio della giornata anche alla persona più coriacea. In alternativa, buttano già dal letto gli amanti della musica caremistica con un rock scatenato, o tendono a riaddormentare gli amanti del Jazz con un brano di Sibelius. Molto meglio, allora, l'attivazione del riproduttore ad alta fedeltà casalingo, o di un qualunque registratore a nastro, che non essendo legato ai mutevoli programmi radiofonici, suonerà ciò per cui è predisposto, Mozart o Frank Zappa, a seconda delle preferenze, con esclusione certa di notizie calamitose che risultano una sorta di pugno nello stomato per chi ha appena riaperto gli occhi.

In sostanza, la precisione e l'ottima affidabilità dell'UK 772, (in vendita presso tutte le filiali G.B.C.) permettono di programmare qualsiasi evento e poi dimenticarsene senza «nodi mentali al fazzoletto»; la memoria dell'orologio, rammenta ogni comando senza fallo.

Più apparecchi di questo tipo, possono automatizzare la casa ad un livello che oggi riteniamo da fantascienza, ma che un domani non certo lontano costituirà l'abitudine; per esempio, possono svegliare dolcemente il proprietario con la musica preferita, avendo acceso in precedenza lo scaldabagno elettrico, poi far preparare toast e caffè, e finalmente accendere la radio per il notiziario (ben sperando!), ed ancora preriscaldare l'eventuale motore diesel dell'auto, mettere in azione l'antifurto dopo che la porta è chiusa, spegnere le luci che non servono e le apparec-

chiature impiegate in precedenza.

Si potrebbe parlare di «domestici automatici», quei domestici che oggi nessuno si può più permettere, ed alla fin fine, è bene siano sostituiti da robot, non soggetti ad umori ed insensibili a complessi di frustrazione.

Il concatenamento di azioni descritte prima, è comunque un po' al limite; in genere s'impiegherà un solo apparecchio, o al massimo una coppia, per quelle funzioni che si giudicano veramente indispensabili.

Vediamo ora lo schema elettrico dell'automatismo: *figura 1*. Il «cervello» dell'orologio-temporizzatore, è il circuito integrato a larga scala (LSI) IC2, che comprende le funzioni di orologio a 4 cifre operante sulle 24 ore, di pilotaggio tramite decodifica per un display a sette segmenti, di apertura-chiusura di un circuito elettrico, di ripetizione del ciclo di funzionamento in chiusura, di can-

cellazione ed adattamento del programma. Il costruttore dell'AY5-1230, questa la sigla dell'IC, ha anche introdotto nel «chip» un circuito «foolproof» (letteralmente: a prova di sciocco!) che provvede a spegnere dopo dieci minuti l'apparecchiatura servita se si dimentica di mettere in memoria l'OFF-TIME, o tempo di spegnimento, di fine-lavoro.

Gli elettroluminescenti LED 1, LED 2, LED 3, manifestano immediatamente il quadro della situazione del programma. Mediante un deviatore a tre posizioni, si può controllare il momento dell'accensione, dello spegnimento ed all'occorrenza mutarlo. Il pulsante PROGRAM CANCEL permette di azzerare il programma, mentre il doppio deviatore PROGRAM REPEAT se non è inserito, dà luogo al funzionamento per una sola giornata, mentre se è inserito provoca la medesima funzione ogni giorno suc-

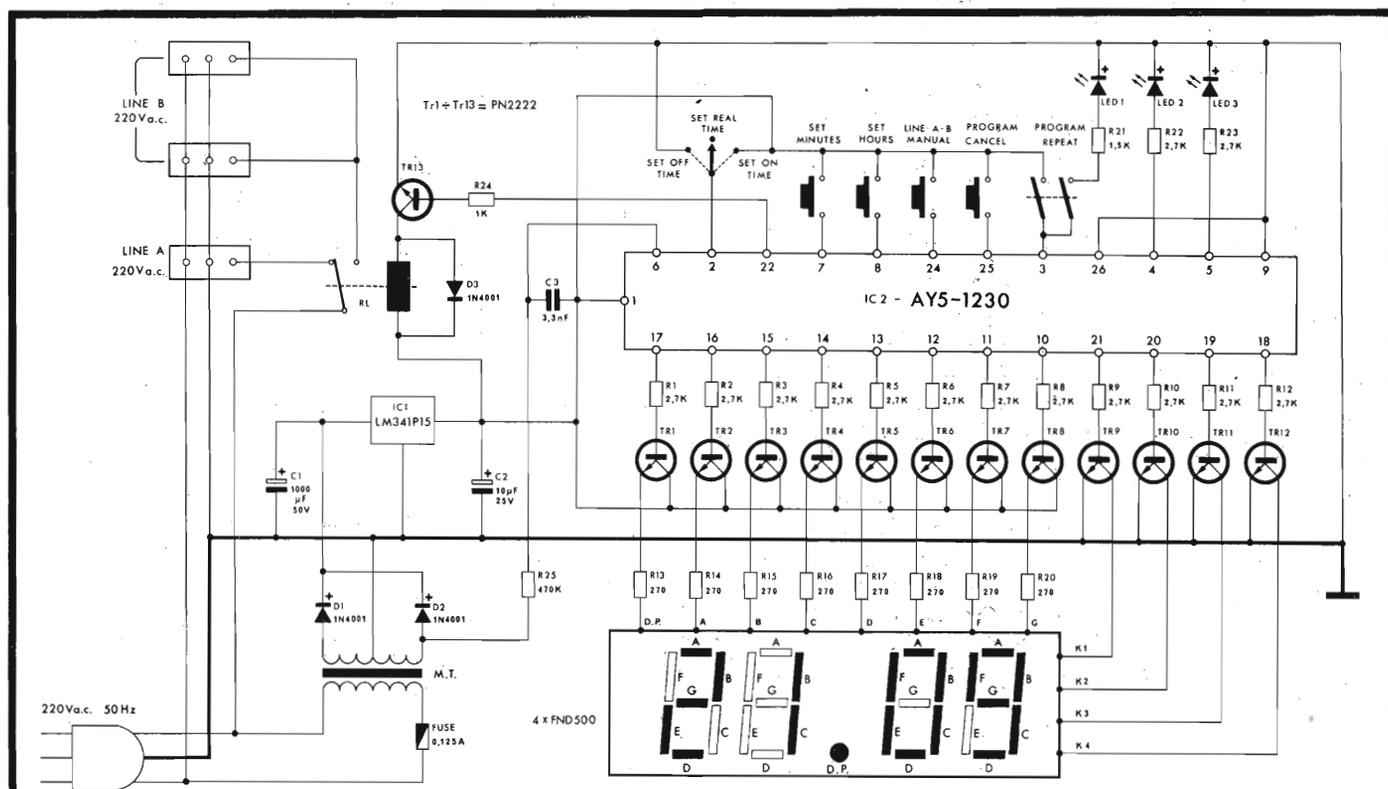


Fig. 1 - Schema elettrico dello strumento, il cui «cervello» è l'integrato IC2 - AYS - 1230.

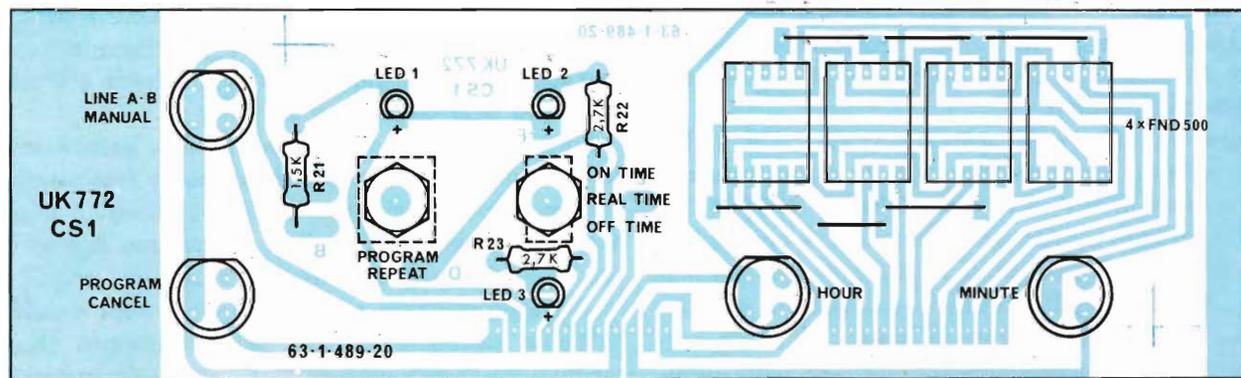


Fig. 2 - Circuito stampato e disposizione dei componenti della basetta comprendente il display, i LED ed i comandi.

cessivo, nel giro delle ventiquattr'ore. Com'è noto, gli LSI, al momento sono quasi tutti previsti per erogare correnti d'uscita piuttosto deboli, mentre il display ad alta luminosità dell'apparecchio, ne pretende delle relativamente forti. Come interfaccia, s'impiegano quindi i transistori da TR1 a TR12, che portano la corrente piuttosto limitata dell'IC a quella che serve per i segmenti LED. Il transistore TR13 svolge la stessa funzione per il relais RL.

Le prese d'uscita sono connesse ai contatti di RL in modo tale che una linea (LINE A) esegua contemporaneamente la funzione complementare delle altre due linee (LINE B). L'alimentazione dalla rete, tramite il fusibile di protezione (FUSE) giunge al trasformatore di alimentazione M.T. che ne abbassa il valore. La tensione abbassata, presente al secondario, è rettificata dai diodi D1 e D2, funzionanti a doppia semionda, livellata dai condensatori

C1 - C2, infine stabilizzata dall'IC1, classico regolatore a tre terminali, che la mantiene a 15 V.

Vediamo ora come è concepito praticamente l'apparecchio. Vi sono due circuiti stampati, *figura 2 e figura 3*; il primo comprende il display, i LED delle indicazioni aggiuntive ed i comandi. L'altro, tutto «il resto» dell'apparecchio, come dire l'IC LCI, i transistori che fungono da interfaccia, il relais, l'alimentazione completa, i diversi componenti passivi.

I due, ultimato il montaggio vanno inseriti nel mobiletto previsto, che è in materiale plastico antiurto, con il pannello anteriore e posteriore in alluminio.

I comandi sono tutti sul pannello anteriore, com'è ovvio; da destra a sinistra, sotto il display vi sono i pulsanti di predisposizione delle ore (HOUR) e dei minuti (MINUTE), che sono indipendenti, per la massima comodità di

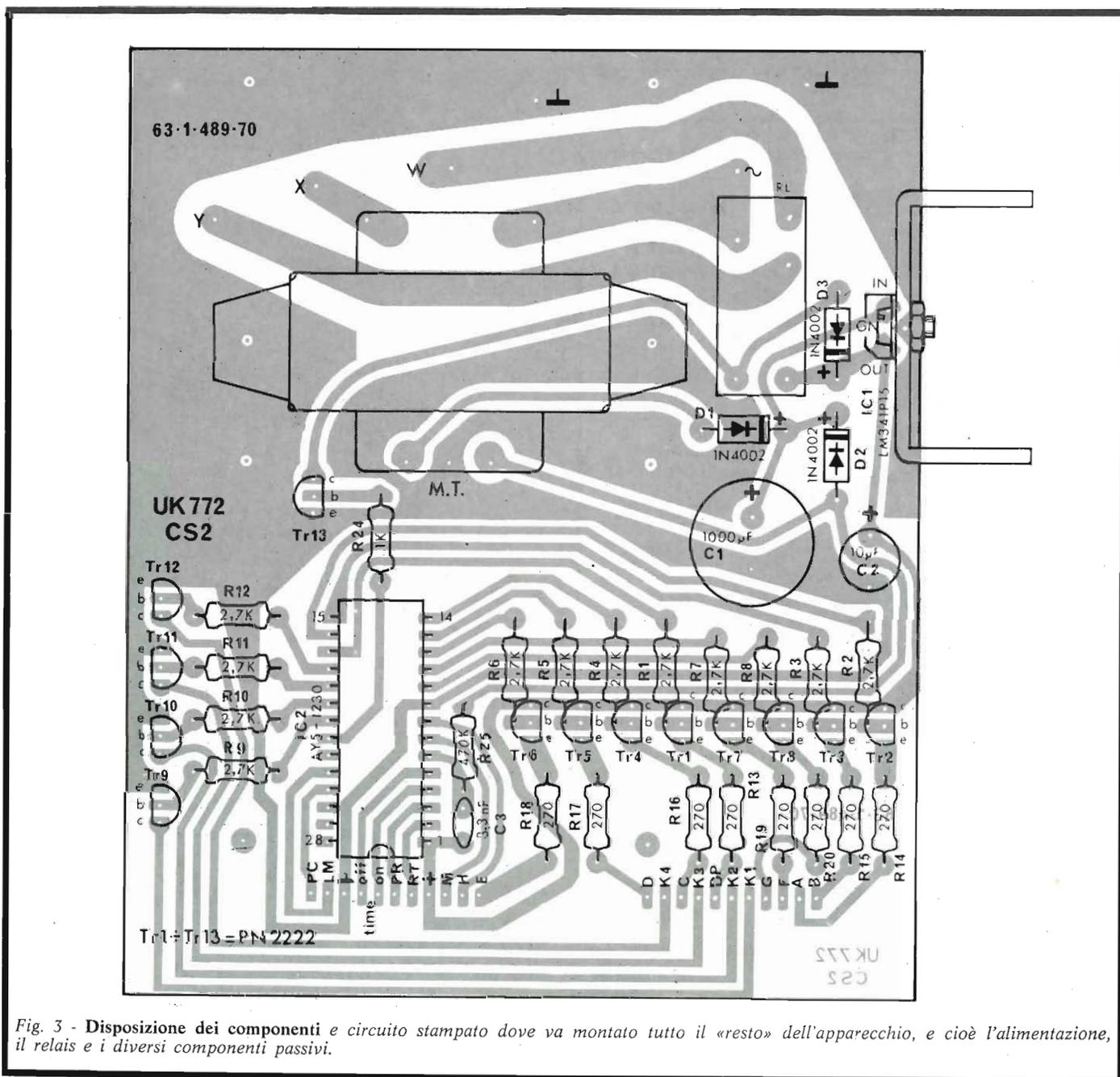


Fig. 3 - Disposizione dei componenti e circuito stampato dove va montato tutto il «resto» dell'apparecchio, e cioè l'alimentazione, il relais e i diversi componenti passivi.

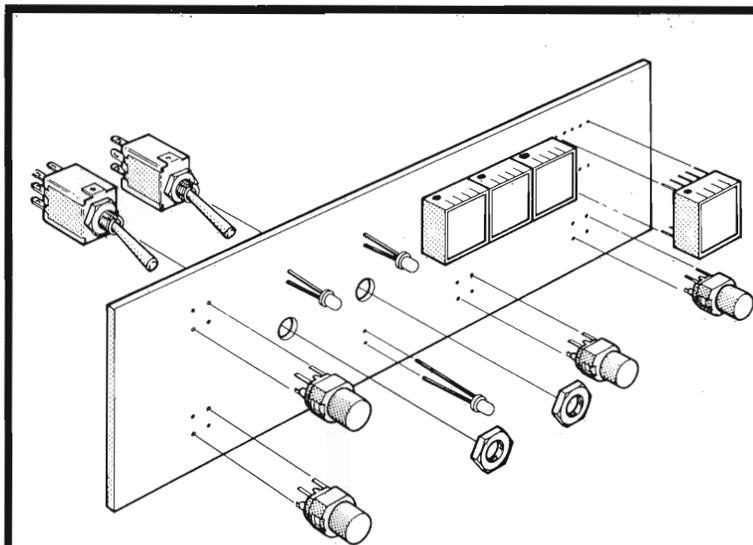


Fig. 4 - Gruppo comandi dell'apparecchio.

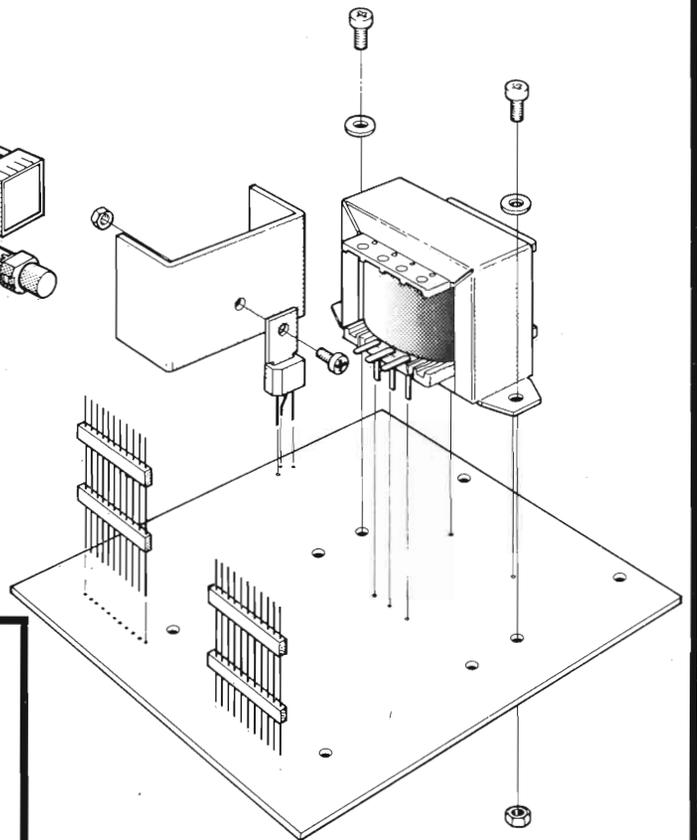


Fig. 5 - Esploso di montaggio del trasformatore e del regolatore di tensione.

ELENCO COMPONENTI

R1-R2-R3-R4- R5-R6-R7-R8- R9-R10-R11- R12-R22-R23	= Res. str. carb. 2,7 kΩ ± 5% 0,25 W
R21	= Res. str. carb. 1,5 kΩ ± 5% 0,25 W
R24	= Res. str. carb. 1 kΩ ± 5% 0,25 W
R25	= Res. str. carb. 470 kΩ ± 5% 0,25 W
R13-R14-R15- R16-R17-R18- R19-R20	= Res. str. carb. 270 Ω ± 5% 0,5 W
C1	= Cond. elett. 1000 μF 50 V m.v.
C2	= Cond. elett. 10 μF 25 V m.v.
C3	= Cond. cer. 3,3 nF ± 10% 50 V
D1-D2-D3	= Diodo 1N4001 = 1N4002
TR1-TR2-TR3- TR4-TR5-TR6- TR7-TR8-TR9- TR10-TR11- TR12-TR13	= Transistori PN2222
IC1	= Circuito Int. LM341P15 = 78M15C
IC2	= Circuito Int. AY5-1230
—	= Display FND 500
MT	= Trasn. alim.
—	= Zoccolo per c.i. 28 piedini
LED2-LED3	= Led rosso
LED1	= Led verde
RL	= Relè
—	= Portafusibile

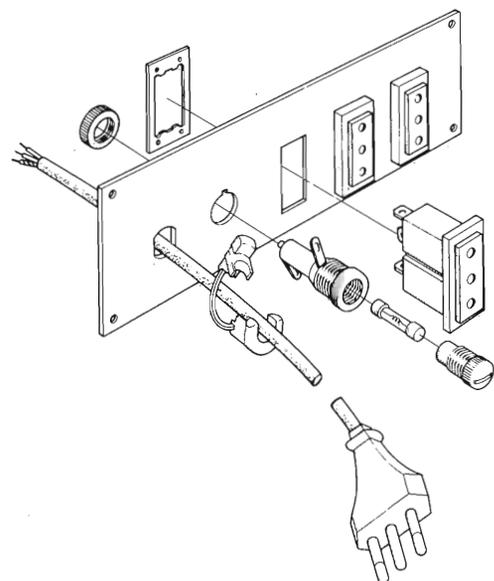


Fig. 6 - Esatta fase di montaggio del pannello posteriore.

rimessa a punto: un giro di 60 minuti provocato dal pulsante di destra, non provoca l'avanzamento di un'ora. Le ore vanno predisposte con il pulsante di sinistra.

Al centro del pannello vi è il deviatore di visualizzazione e predisposizione del tempo di programma (ON TIME) e della fine del ciclo di lavoro (OFF TIME). La posizione centrale mostra il tempo nel modo comune.

Verso la sinistra dell'apparecchio, l'interruttore PRO-

GRAM REPEAT consente di comandare la ripetizione di tutto il ciclo di lavoro «acceso-spento», ed infine sulla sinistra del pannello, lato opposto al display, vi sono i due pulsanti LINE-A-B MANUAL che serve alla commutazione del programma, e PROGRAM CANCEL, cancellazione del programma esistente, per una nuova impostazione.

Sul pannello posteriore vi sono le tre prese di utilizza-

zione, il fusibile di linea ed il cavo di rete. Tutte le prese sono fornite di conduttore di terra, secondo le norme C.E.I. Il montaggio dell'apparecchio può iniziare dallo stampato visto nella *figura 3*.

La norma generale da seguire nell'assemblaggio degli apparecchi un po' complessi, è sempre quella di iniziare dalle parti più piccole, aderenti alla base, poi di passare a quelle più ingombranti e pesanti. Si monteranno quindi per prime le resistenze (da R1 ad R25) poi i diodi, poi lo zoccolo dell'IC2. Questo integrato, non deve essere inserito sul supporto se non prima del collaudo, quindi al momento lo si terrà da parte, sul suo supporto di spugna conduttrice, evitando di toccare comunque i «pin». Connessi i transistori, si assemblerà il settore alimentazione, e con questo si monterà anche il relais. Il lavoro eseguito dovrà essere controllato come sempre si fa, sotto una buona luce, rivedendo sia i valori che le polarità delle parti, sia la qualità delle resistenze.

Se il pannello mostra di essere esente da errori, si passerà al display e gruppo dei comandi: *figura 4*.

Gli indicatori LED a sette segmenti devono essere correttamente orientati, con il lato che presenta gli intagli in alto. I pulsanti devono essere perfettamente allineati alla superficie della basetta; collegando i LED 4, 5, si deve fare attenzione alla polarità.

Ora, completato il pannello posteriore come mostra la *figura 6*, si passerà all'assemblaggio finale. I collegamenti saranno eseguiti con cura e pazienza, stando attenti a non dimenticarne alcuno, e riscontrando di frequente la parte di lavoro fatta e quella ancora da farsi.

Una volta che finalmente il tutto sia pronto, dopo l'ultimo ed ancor più approfondito controllo, spinto ai dettagli, anche a quei particolari che sembrano scontati, ed invece poi risultano i più... «traditori», l'IC2 potrà essere inserito sul suo zoccolo, curando bene il verso, e lavorando con delicatezza, in modo da non piegare alcun terminale.

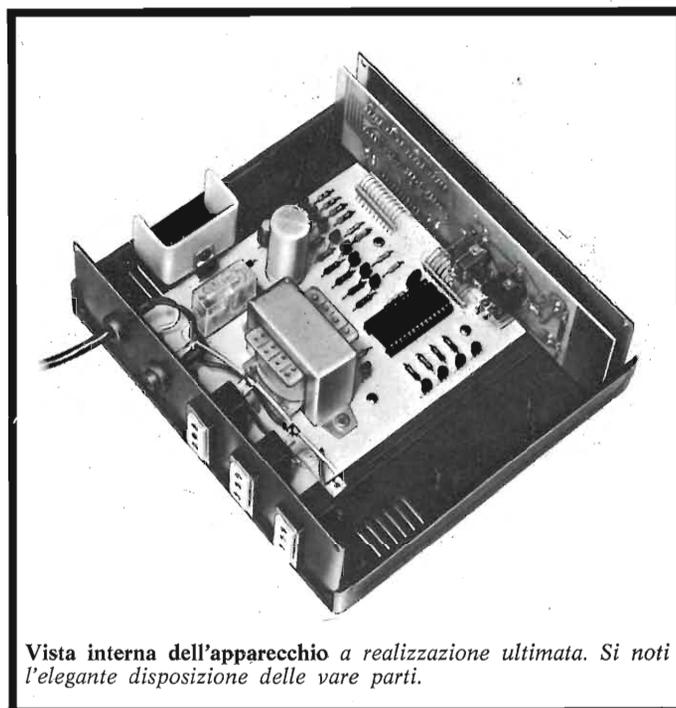
L'apparecchio ora è pronto per il collaudo.

Dopo un'ultimissima occhiata, infilate la spina nella presa di rete, il display dovrà accendersi con l'indicazione di 00.00.

Si porterà ora il deviatore centrale su REAL TIME e con i pulsanti delle ore e dei minuti si «rimetterà l'ora» impiegando come campione «l'ora esatta» data dal telefono, o da un altro orologio preciso.

A questo punto, il deviatore sarà commutato per ON TIME, e così facendo, sul display apparirà l'indicazione 00.00, con il punto lampeggiante. Nello stesso modo in cui si regola l'ora esatta, si programmerà l'istante di inizio-lavoro. Il LED rosso superiore indicherà che il comando è stato immesso nella memoria.

Ora, il deviatore sarà posto su OFF TIME e si effettuerà la medesima programmazione. Non importa la lunghezza del tempo scelto; può andare da pochi minuti a varie ore. Se l'inizio del lavoro deve coincidere con la sveglia, ci si regolerà a seconda delle proprie abitudini e necessità, se invece si tratta di azionare il televisore, la miglior cosa è consultare il Radiocorriere o settimanali



Vista interna dell'apparecchio a realizzazione ultimata. Si noti l'elegante disposizione delle vare parti.

specializzati analoghi. OFF TIME, ovviamente è il tempo di spegnimento, e l'indicazione che anche questo comando è stato posto in memoria, corrisponderà all'accensione del LED rosso inferiore. Se ci si dimentica d'impostare il tempo di spegnimento, e di conseguenza il LED inferiore resta spento, la memoria secondaria «foolproof» spegnerà l'apparecchiatura servita dieci minuti dopo l'azionamento.

E' da notare che il complesso può essere usato diverse volte nell'arco di un giorno, volendo. Per esempio, prima per dare la sveglia, poi per accendere il televisore ad un orario prestabilito, o le luci di casa, o altro. In questo caso, una volta ottenuta la sveglia, si potrà impiegare il pulsante PROGRAM CANCEL per annullare i comandi impostati ed inserire gli altri, esattamente come detto prima, ovvero con l'ON TIME e l'OFF TIME.

Se, al contrario, l'apparecchio è adibito ad una sola funzione, però da ripetere giorno dopo giorno, alla stessa ora, si porterà in alto la levetta del PROGRAM REPEAT e per la conferma che il lavoro sarà svolto come ordinato, si accenderà il LED verde. In relazione ai carichi, il pulsante LINE A-B MANUAL commuta le prese indipendentemente dal relais; la presa LINE è servita da un contatto normalmente chiuso, e le prese LINE B da un contatto normalmente aperto. In seguito alla commutazione, le posizioni dei contatti s'invertono per tornare alla normalità a fine lavoro. Se tramite il pulsante LINE A-B MANUAL si lasciano i contatti nella posizione inversa, non si avrà l'azionamento all'inizio del ciclo, ma solo alla fine del ciclo, e tutto il tempo di riposo diverrà di lavoro. Se tramite il PROGRAM CANCEL si annulla il contenuto in memoria, e si dispone al centro il deviatore ON TIME - OFF TIME, ovvero lo si colloca nella posizione REAL TIME, tutti i LED indicatori si spegneranno e l'apparecchio funzionerà come un normale orologio da consolle.



di Paolo Bozzola - terza parte

Costruzione di un moderno terminale video interattivo

Come già vi sarete resi conto dal discorso aperto nelle due puntate precedenti, i nostri articoli sono redatti in modo da essere un valido e definitivo ausilio al costruttore che si accinge ad iniziare il setup del suo sistema di sviluppo. Peraltro noi diamo per scontate parecchie cose, come, per esempio, l'essere familiarizzati col proprio microprocessore, nel caso nostro KIM -1 oppure AIM. In successivi articoli, del resto, io stesso mi riserverò un poco di spazio per addentrarmi insieme a voi nei segreti dell'hardware e del software di codesti microprocessori single board.

Dunque abbiamo iniziato l'impostazione del nostro sistema di sviluppo partendo dalla costruzione del terminale video: terminata la descrizione di questo (cioè nella prossima quarta parte), passeremo poi alla fase "due": presentandovi, cioè, il vero e proprio processore centrale.

Ricordiamo qui, del resto, che "sistema di sviluppo" significa avere per le mani un computer completo, nel vero e proprio senso della parola, ed espandibile, anche; e questa è la cosa che si deve tenere maggiormente in considerazione in quanto nulla, di ciò che vi sarà qui presentato, presuppone l'eliminazione di parti descritte in precedenza. Il sistema cresce con voi ed insieme a voi!

PRESENTAZIONE DELLA TASTIERA ASCII

Il terminale video basato sulla scheda VAB-2 che, se avete seguito le precedenti puntate, deve oramai essere pronto all'uso sulla vostra scrivania, non aspetta altro che una bella tastiera codificata che possa pilotarlo nelle sue funzioni.

Se ricordate ciò che vi avevamo descritto semplicemente nella prima parte di questo "manuale", il chip 3870 sul VAB era microprogrammato in modo da poter "leggere" al suo port di ingresso un determinato codice.

La lettura avveniva in presenza di un segnale di controllo in forma di "step" (basso-alto) che avevamo chiamato "STROBE".

Il microprogramma interno al VAB, infatti, situato su ROM e quindi sempiterno e indistruttibile, riconosce Dati di zeri ed uni in codice ASCII solo e solamente quando lo STROBE è presente. E' dunque un metodo molto comodo per "avvisare" che è pronto il nuovo codice da leggere e la tastiera ASCII è predisposta proprio a questo.

Perchè, ora, abbiamo bisogno di una tastiera ASCII?

La risposta è semplice, ma richiede di procedere su due strade parallele.

La prima ci mostra che se la nostra scelta di costruirci un Videoterminale è derivata dalla necessità di avere un monito programmabile (esempio: tengo in vetrina un televisore che mostri ai clienti, in forma singolare ma decisamente bella e rinnovabile, le novità del giorno) è ovvio allora pretendere che ciò che scriviamo in effetti sul video si possa ottenere con le stesse modalità d'uso di una macchina da scrivere. Ecco allora spiegato il bisogno di una tastiera alfanumerica, capace, cioè, di "scrivere" sia lettere (maiuscole e minuscole), che numeri, nonché segni vari.

La seconda via è quella che prevede la costruzione del videoterminale come strumento essenziale nel dialogo col microprocessore.

In tale caso noi sappiamo che abbiamo varie possibilità di "dialogo" con il microprocessore.

Normalmente, infatti, l'hobbista che acquista un board dedicato ad un chip (lampante il caso degli acquirenti del KIM-1) all'inizio vuole avere il più possibile "tutto su una scheda sola". Ovvero tutti i mezzi più economici ma immediati per comunicare col suo nuovo gioiellino. Ecco dunque che comunicare significa:

- a) poter scrivere programmi ed inserirli nella memoria del computer;
- b) leggere (editing) attraverso la memoria verificandone il contenuto byte per byte;
- c) leggere e registrare nastri-formato cassette per avere dump o load di masse di dati in breve tempo;
- d) infine comunicare significa potere in qualche modo "vedere" quello che si sta facendo o accade nel computer.

A tale scopo, dunque, il sistema più "normale" (e vedi il KIM che è il micro più diffuso negli USA fra la fascia consumer) è quello di dotare il board in questione di un display, usualmente formato da 6 Digit (4 display a cifra singola per l'indirizzo e 2 per il dato) e di una tastiera cosiddetta "Esadecimale", cioè che ha i tasti usualmente numerati da 0 a F (hex), più alcuni altri comandi di controllo, tipicamente GO (RUN),

STOP, RESET, etc. Il "MONITOR" contenuto in RUM nel board, è poi quel programma che dice al chip micro come "gestire" tale piccolo terminale onboard. Sempre prendendo il KIM come riferimento, troviamo poi il cosiddetto "Cassette interface". E questo ci permette di registrare nastri o di leggerli, evitando così penosi caricamenti del programma ogni volta tramite la tastiera esadecimale.

Bene, detto questo, è inutile ora affermare che ben presto, nello sperimentatore esigente e che vuole ingrandire il suo sistema, questa situazione diventa "insostenibile". Ovvero il solo accenno alla tastiera esadecimale è causa di crampi, pirosi gastrica, astenia e cefalea diffusa.

Il primo passo, dunque, ed eccoci qui, è di applicare una bella tastiera esterna.

PARENTESI

Occorre per forza, in quanto, per pignoleria, io non lascio mai nessun "buco" scoperto, e preferisco risolvere ogni dubbio anche a costo di piccole digressioni.

Dunque, a tal punto la domanda logica è: "MA E' PROPRIO NECESSARIO UN TERMINALE VIDEO PER SOSTITUIRE LA TASTIERA ESADECIMALE? NON È SUFFICIENTE APPLICARE IN QUALCHE MODO LA NUOVA TASTIERA ASCII AL COMPUTER, RISPARMIANDO COSÌ MONITOR E SCHEDA VIDEO STESSA?"

La risposta è NO.

Le ragioni sono molteplici, e tutte derivanti da valutazioni dei collegamenti e della loro efficacia, e non, state bene attenti, dalla impossibilità a eseguire tutto ciò.

Infatti voi potete prendere per esempio il KIM, ed il suo port I/O (add 1700). All'accensione il DDR (data direction register) è posto automaticamente a 00 e quindi gli otto bit del PORT sono usati come ingressi.

Adesso voi prendete la tastiera, che ha il "data" di 7 bit + un bit di STROBE e occupate il Port.

Fate un programma del tipo:

Start

Uno Leggi il Port I/O

Riconosci se il Bit di Strobe è on

se "si" vai a "uno", altrimenti:

metti il dato buono nell'accumulatore

usalo nel sottoprogramma che

gestisce tale dato

se hai finito ritorna a uno

Avrete capito immediatamente che:

a) avere un tale programma che gira nel vostro computer è molto scomodo.

b) dovete inoltre curare che sia molto complesso perchè esegua tutte le funzioni che volete (esempio: accesso diretto alla locazione xxxx, inserimento dati, etc);

c) vi accorgete che un tale programma occupa interamente il vostro tempo macchina e non ne rimane per i vostri programmi utente;

d) in tale caso dovete modificare l'entry point e l'uscita di questo programma in modo che esso sia di una subroutine di

tanto in tanto chiamata per leggere la tastiera; per cui poi nei vostri programmi utente dovete tenere conto anche di questo... etc. etc. Bene, è una cosa mostruosa, SOLO PER DUPLICARE, IN PRATICA, QUELLO CHE IL MONITOR INTERNO AL COMPUTER ESEGUE GIÀ DI PER SÈ.

E poi, non dimentichiamocelo, usereste una tastiera ASCII solo nei tasti esadecimali, e quindi sarebbe uno spreco.

Fine della parentesi.

Dunque adesso è stabilito che l'insieme COMPUTER + SCHEDA VIDEO + TASTIERA ALFANUMERICA = COMPUTER + TERMINALE VIDEO è ok. E sia.

E allora vediamo perché, tra tutte le tastiere alfanumeriche, scegliamo proprio quelle ASCII.

Sappiamo che, in qualche modo, un "Dato" deve giungere alla scheda video che in seguito provvederà lei stessa ad inviare al computer ordini per la esecuzione del comando.

Il processore sulla scheda video è programmato (microprogrammato) per accettare la codifica "American Standard Code for Information Interchange", che prevede una codifica dei simboli letterali e numerici, nonché delle interpunzioni, secondo le tabelle presentate nella scorsa puntata.

Qui invece, vi presentiamo la faccenda in tabella 1, mentre nelle tabelle 2 e 3 trovate rispettivamente la disposizione dei piedini dell'Integrato-Encoder usato nella nostra tastiera, e la configurazione tipica d'uso di un 2376 commerciale.

Ricordo, infatti, che il 2376 che usiamo noi nella nostra tastiera è identico nel funzionamento globale al 2376 C, ma ha una ROM diversa per adattarsi alla disposizione dei controlli particolare della nostra tastiera ASCII.

Infine, in figura 1, ecco lo schema elettrico della nostra tastiera, compreso nel circuitino esterno che dovete, con molta semplicità, del resto, autocostruirvi se desiderate l'opzione "Autorepeat".

FUNZIONAMENTO DELLA TASTIERA ASCII 756

Innanzitutto non spaventatevi assolutamente per la reperibilità del tutto: la tastiera ASCII ed il contenitore sono infatti disponibili in un completissimo KIT che vi può essere fornito dall'Autore di questo articolo, e cioè Paolo Bozzola, via Molinari 20, 25100 Brescia (tel 030-54878). Dunque, con sottocchio la pagina riportante la figura 1, vediamo come funziona la tastiera.

Il 2376 è un circuito integrato complesso che non ci dilungheremo molto a descrivere nei dettagli: infatti la teoria su cui si basa non è delle più immediate se si pretende di spiegarla in poche righe.

Sugli ENCODERS digitali ritorneremo in appositi articoli.

Per ora, ci basti conoscere che il 2376 che usiamo ha delle entrate e delle uscite che corrispondono a righe e colonne di una vera e propria "matrice".

Ovverossia il circuito interno provvede a inviare un segnale

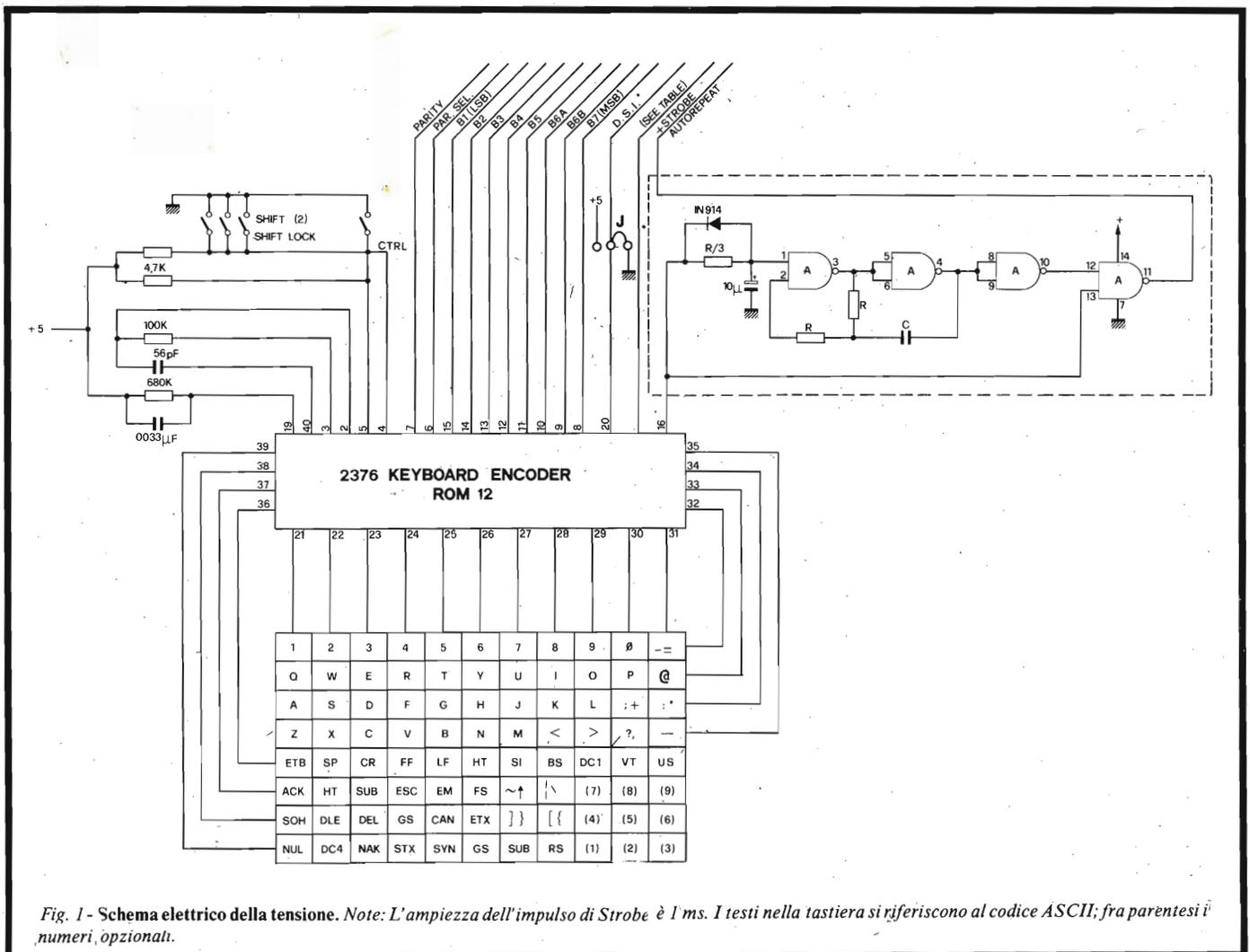


Fig. 1 - Schema elettrico della tensione. Note: L'ampiezza dell'impulso di Strobe è 1 ms. I testi nella tastiera si riferiscono al codice ASCII; fra parentesi i numeri, opzionali.

digitale su un filo (esempio: la prima riga della matrice) e, allo stesso tempo, si mette in attesa di un'eventuale risposta ad una delle entrate collegate ai fili "colonne" della matrice.

Se adesso, supponiamo, all'incrocio fra riga "1" (pin 32) e la colonna "1" (pin 21) viene causato un corto (cioè l'interruttore ivi posto viene pigiato) l'entrata 1 (pin 21) potrà ricevere il segnale emesso dal pin 32 (un uno logico, di solito). Solo allora viene riconosciuto "ON" l'incrocio numero 1, ed il codice relativo al simbolo posto sul pulsante di quell'incrocio viene emesso sul port di uscita (vedi tabella 4), dopo essere stato ovviamente "pescato" dalla ROM contenuta internamente al 2376.

Tale codice è quello che noi usiamo, unitamente al segnale di "riconoscimento - tasto - premuto", che non è altro che lo STROBE che ci serve.

Adesso estrapolate il lungo discorso fatto fin'ora a TUTTI gli incroci della matrice, e quindi a tutti i possibili tasti della tastiera; sappiate poi che un clock interno (R/C attorno ai pin 2,3 e 40) provvede automaticamente all'esame successivo di tutti gli incroci con una frequenza superiore ai 50 kHz; ed infine sappiate che un circuito antirimbalzo (pin 19, RC) provvede ad eliminare eventuali errori dovuti a microrimbalzi nello switch.

Abbiamo, a questo punto, detto tutto su come funziona l'Encoder. Siate sicuri, dunque, che appena premete un tasto

passerà solo una frazione di secondo prima che il tasto che premete venga riconosciuto.

Ricordate: TASTO PREMUTO - RICONOSCIMENTO - EMISSIONE DELLO STROBE - EMISSIONE DEL CODICE ASCII; questi sono i passi nel comportamento dell'Encoder.

APPLICAZIONE DELL'AUTOREPEAT

Quando avrete per le mani il circuito stampato, doppia faccia, della tastiera, troverete che il pin 16 è collegato alla striscia del connettore doppio a 18 poli di uscita. (Vedi tab. 4). Se volete aggiungere l'opzione "autorepeat", dovrete, con cautela, interrompere questo collegamento ed inserire in mezzo il circuito che in figura 1 è racchiuso fra la linea tratteggiata. Che cosa è l'"Autorepeat"? Supponiamo che voi vogliate scrivere una riga di asterischi o, in ogni caso, ripetere per un buon numero di volte lo stesso simbolo.

Senza autorepeat voi dovete continuamente pigiare e ripi- gliare il tasto corrispondente a quel simbolo. La cosa in se non è trascendentale, ma certi preferiscono potere ottenere gli stessi risultati semplicemente tenendo pigiato il tasto.

A questo punto interviene l'autorepeat: esso è infatti un circuito che normalmente non interviene, in quanto normalmente ogni tasto, quando è premuto, lo è solo per una fra- zione di secondo. Se però, pigiato un tasto, lo MANTENETE

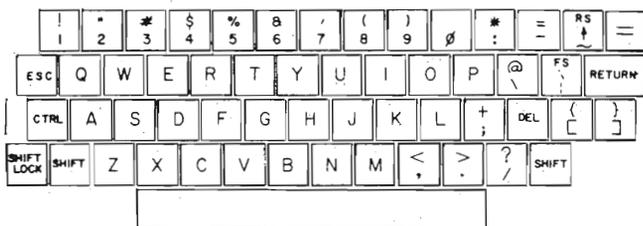


Fig. 2 - Disposizione dei tasti.

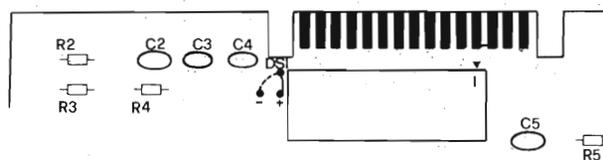


Fig. 3 - Disposizione dei componenti sullo stampato della tastiera, in prossimità dell'integrato.

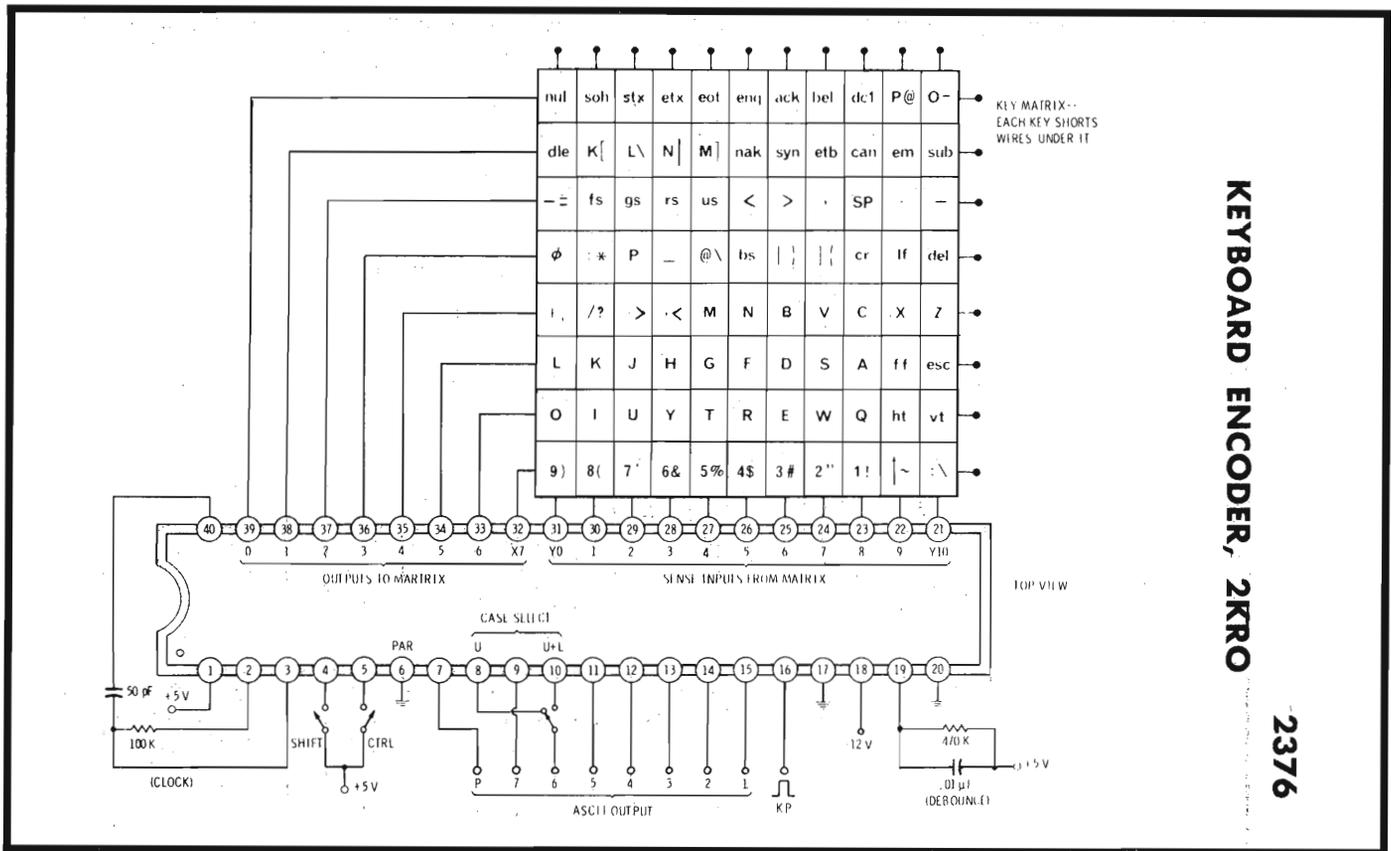
AMERICAN STANDARD CODE FOR INFORMATION INTERCHANGE (ASCII)

b7		b6		b5		b4		b3		b2		b1		Column	
↓		↓		↓		↓		↓		↓		↓		→	
Row		↓		↓		↓		↓		↓		↓		→	
		0 0		0 0		0 1		0 1		1 0		1 0		1 1	
		0		1		2		3		4		5		6	
0	0	0	0	0	NUL	DLE	SP	9	@	P				p	
0	0	0	1	1	SOH	DC1	!	1	A	Q				q	
0	0	1	0	2	STX	DC2	"	2	B	R				r	
0	0	1	1	3	ETX	DC3	#	3	C	S				s	
0	1	0	0	4	EOT	DC4	\$	4	D	T				t	
0	1	0	1	5	ENQ	NAK	%	5	E	U				u	
0	1	1	0	6	ACK	SYN	&	6	F	V				v	
0	1	1	1	7	BEL	ETB	'	7	G	W				w	
1	0	0	0	8	BS	CAN	(8	H	X				x	
1	0	0	1	9	HT	EM)	9	I	Y				y	
1	0	1	0	10	LF	SUB	*	:	J	Z				z	
1	0	1	1	11	VT	ESC	+	;	K	[{	
1	1	0	0	12	FF	FS	,	<	L	/					
1	1	0	1	13	CR	GS	-	=	M]				~	
1	1	1	0	14	SO	RS	.	>	N	^				~	
1	1	1	1	15	SI	US	/	?	O	_				o	DEL

2376 KEYBOARD ENCODER PIN ASSIGNMENTS

1	Vcc (+5v)	21	Y	10
2	Freq. Control	22	Y	9
3	Freq. Control	23	Y	8
4	Shift Input	24	Y	7
5	Control Input	25	Y	6
6	Parity Invert	26	Y	5
7	Parity Output	27	Y	4
8	Data Output B7 (MSB)	28	Y	3
9	Data Output B6B (UC)	29	Y	2
10	Data Output B6A (UC/LC)	30	Y	1
11	Data Output B5	31	Y	0
12	Data Output B4	32	X	7
13	Data Output B3	33	X	6
14	Data Output B2	34	X	5
15	Data Output B1 (LSB)	35	X	4
16	Strobe Output (level)	36	X	3
17	Vss (ground)	37	X	2
18	Vgg (-12v)	38	X	1
19	Strobe Control	39	X	0
20	DSI (Data and Strobe Invert)	40	Freq. Control	

NOTE: G.R.I. Keyboards use a custom-programmed ROM, designed especially for your keyboard.



KEYBOARD ENCODER, 2376

premuta, dopo un secondo (“tempo di intervento” dell’Auto-repeat) il circuito costruito attorno al 4011 di figura 1 provvede ad interrompere il segnale di “STROBE” alla frequenza di circa 10 Hz.

Ora ricordiamo:

a) il computer 3870 sulla scheda video considera VALIDO il dato che riceve SOLO quando il segnale di STROBE è un uno logico;

b) fintantochè il tasto è tenuto pigiato sul bus in uscita al 2376 il codice NON VARIA.

Morale: è come se noi continuassimo ad inviare al 3870 sul VAB una serie di dati identici fra di loro.

E quindi abbiamo ottenuto il nostro scopo.

In figura 1, il condensatore da 10 µF si carica tramite R/3, e quando al pin 1 del 4011 la tensione supera il livello di soglia della zona “ON”, l’oscillatore parte, con una frequenza di circa 10 Hz. Questo, in ogni caso, accade ovviamente quando al pin 16 c’è il gradino, di +5 V, di Strobe.

Quando il clock è in funzione, esso genera una quadra che, applicata all’ultimo NAND del 4011, interrompe lo STROBE dieci volte circa ogni secondo, ottenendo l’effetto voluto.

Il piccolo circuito opzionale è facilmente cablabile su un piccolo pezzetto di Perf-Board, che poi si può incollare semplicemente con dell’Attak su un tratto libero della superficie dello stampato. L’alimentazione va prelevata dal connettore della uscita.

Ultima nota va scritta a proposito dei tre più uno pulsanti che si trovano, nella figura 1, in alto sulla sinistra.

Essi hanno la funzione di:

a) SHIFT (due tasti previsti): come nella macchina da scrivere tali controlli servono per ottenere le “maiuscole”, ovvero i segni posti superiormente nei tasti.

b) SHIFT LOCK: è l’unico, dei tasti, che non sia a pulsante. Serve come nella macchina da scrivere per “bloccare” le maiuscole.

c) CONTROL KEY: tale pulsante va premuto insieme a determinate lettere per generare i codici dei “controlli”, ove questi non siano già previsti con tasto a se sulla tastiera. Esempio: il “Rubout” (DEL) è già previsto come tasto a se; per generare, invece, un “Form Feed”, voi dovete premere “CONTROL+L”. Ricordate che, nel linguaggio computer e nei manuali in genere, operazioni che coinvolgono CONTROL e un altro tasto si scrivono così: L^c, J^c, K^c. Cioè come dire, appunto, CONTROL L, CONTROL J etc.

Ultimissima nota: riguarda le alimentazioni e le modalità di funzionamento.

Per le prime, diremo che il 2376 abbisogna di +5 V (100 mA), GND e -12 V (20 mA). Se avete costruito il terminale come descritto nelle parti precedenti, avrete ora senz’altro a disposizione queste alimentazioni.

Per quanto riguarda i modi di funzionamento, diremo che il 2376 è molto versatile. Infatti voi potete scegliere fra Dati in uscita con logica positiva (0=GND, 1=5 V) o logica negativa (1=GND, 0=5 V). Idem vale per lo STROBE.

La scelta dipende esclusivamente dal posizionamento del cavallotto denominato J in figura 1. Se questo è collegato come in figura, i nostri dati e lo Strobe saranno generati in logica positiva, così come servono a noi per pilotare il VAB.

Altrimenti, collegando il pin 20 a massa (pin 20 è, appunto, il “DSI”, cioè “Data & Strobe Invert”), otterremo l’effetto contrario.

Ultima opzione riguarda la scelta dei caratteri.

Il nostro 2376 genera i codici per maiuscole e minuscole, e quindi per avere “ABCDEF” dobbiamo premere lo shift.

Altrimenti, come è ovvio, otterremo "abcdef". Del resto, per la impostazione del codice ASCII, i numeri, al contrario che nel 99% delle macchine da scrivere, si ottengono SENZA dover premere lo shift. La cosa è assai scomoda quando, lo vedremo nel prossimo articolo ove parleremo del collegamento al microprocessore, si dialoga col computer: infatti i linguaggi più evoluti disponibili (tipico il BASIC) e, a maggior ragione, il linguaggio macchina, sono gestiti in modo da comprendere gli "statements" solamente in caratteri alfabetici maiuscoli.

Sorge allora il bisogno di qualche meccanismo che elimini la necessità di dover premere shift SOLO per le lettere.

E occorre anche, del resto, potere conservare intatte le possibilità di avere normali minuscole.

Ebbene, i più acuti di vista fra i lettori di questo articolo avranno senza dubbio già notato come in figura 1 vi siano due pins del 2376 che portano il nome di "B6A" e "B6B". Se, come è visibile meglio nella tabella 3, colleghiamo tali due pins ad un deviatore, abbiamo la possibilità definitiva di questa scelta fra i cosiddetti "CARATTERI UPPERCASE" (cioè simboli etc ma solamente lettere maiuscole) ed i "CARATTERI UPPERCASE+LOWERCASE", cioè maiuscole e minuscole.

Ricordo ancora che in tabella 3 i pins non corrispondono a quelli del 2376 usato da noi, che è differente da quello commerciale.

A questo punto mi sembra che tutto, dalla nostra tastiera ASCII, sia stato sviscerato: possiamo quindi passare alla descrizione dei particolari costruttivi.

MONTAGGIO DEL KIT DELLA TASTIERA ASCII

Il montaggio della tastiera si divide in due fasi:

a) setup del board vero e proprio, con gli interruttori ed i componenti.

b) setup del contenitore professionale e collegamenti finali al VAB.

c) collaudo.

Quest'ultimo è un doppia faccia che si trova racchiuso entro all'invulcro di plastica e cartone che sigilla il KIT.

Separate con attenzione il retro del KIT (su cui sono stampate le istruzioni originali in inglese) in modo da evitare di passare le seguenti due ore a raccogliere cappellucci e pulsanti sparsi per mezza casa.

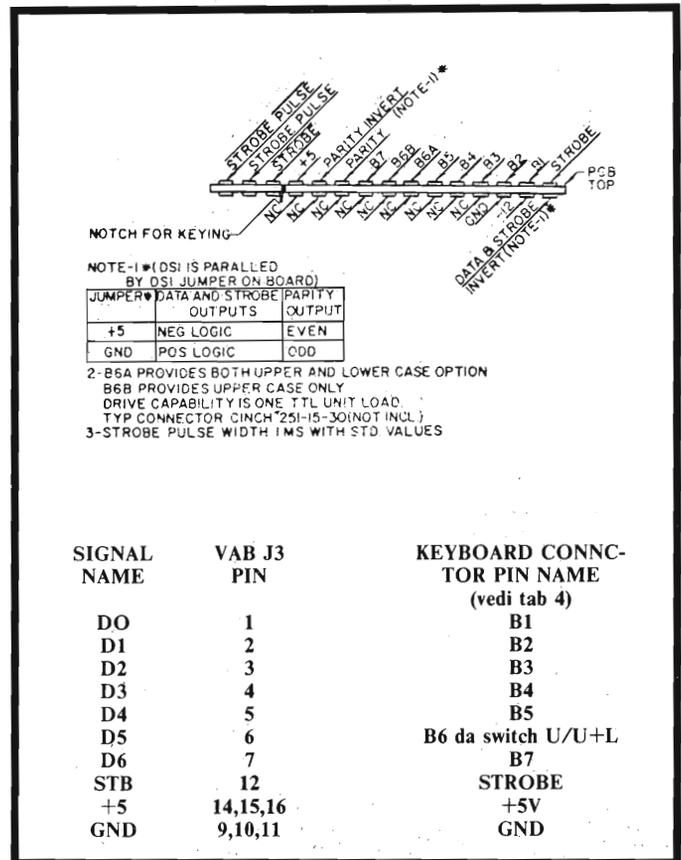
Verificate i componenti descritti nella lista stampata sul cartone posteriore stesso. **NON TOGLIETE DALLA PROTEZIONE IL 2376!!!** Trovate l'unico interruttore fra tutti i pulsanti (fa "click" e si blocca su due posizioni): è riconoscibile dallo stantuffo nero anziché bianco. Separatelo dagli altri.

Adesso vi aspetta la fase più terrificante del montaggio: la saldatura dei pulsanti.

Il mio consiglio è di andare con calma, usare un saldatore con punta ultrafine da 20 W max., buon stagno, ed infine adottare i seguenti trucchi.

Saldate gli switch una fila alla volta, saldando UN SOLO terminale per ogni switch cercando di tenere gli switch il più possibile allineati fra di loro. Un lavoro fatto bene vi darà alla fine una tastiera dall'aspetto molto professionale.

Per poter allineare bene gli switch, vi consiglio di costruirvi a parte una specie di morsettone doppio, lungo, di legno, che



stringa, tramite elastici o altro, tutti gli switch della fila tra le sue ganasce, in modo da tenerli perfettamente allineati durante la prima fase della saldatura. Ad ogni modo, se passate qualche minuto ad esaminare il problema, la vostra fantasia ed il vostro ingegno vi suggeriranno senz'altro la soluzione ottimale in rapporto a ciò che avete sottomano.

Ricordate che, se avete saldato solo un terminale per ogni switch vi sarà poi facile, una volta tolto il morsettone, correggere le minime imperfezioni scaldando lo stagno e, coll'altra mano, mettendo a posto lo switch. Soltanto e solamente quando siete contenti del vostro lavoro, potete saldare, di ogni switch, anche il secondo terminale. Ricordate che... dopo, non dovrete avere rimpianti.

Ripetete lo stesso procedimento per le altre file, e ricordate che, se sulla carta le parole sono tante e sembra un lavoraccio da Sisifo, in realtà la persona calma e paziente riesce ad ottenere un lavoro ben fatto e completo in meno di mezz'ora. E ciò vale bene la fatica, in quanto poi tutto questo è tempo (e denaro sonante) che si risparmia poiché il contenitore è già bell'e fatto, questo vuol dire molto, credetemi, e vi dovrebbe senz'altro far decidere per questa tastiera da montare ma col contenitore professionale fatto e verniciato, piuttosto che per l'acquisto di una tastiera montata, ma col guaio di dovervi poi fare il contenitore su misura (e provate a fare i tagli diritti sul pannello o a lavorare di lima per due giorni...).

Adesso, dunque, potete prendere le 55 coperture (keytops), e disporre il tutto come da disposizione di figura 2.

La disposizione è visibile pure sul retro della copertura del KIT.

Adesso saldare al loro posto i condensatori, e lo zoccolo a 40 pins, come è visibile in figura 3. Attenzione all'orientamento dello zoccolo, e ricordate che dovrete seguire lo schema

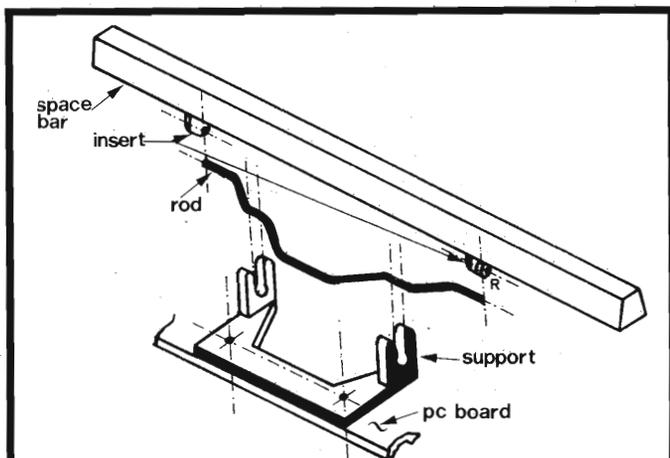


Fig. 4 - Montaggio dello spaziatore.

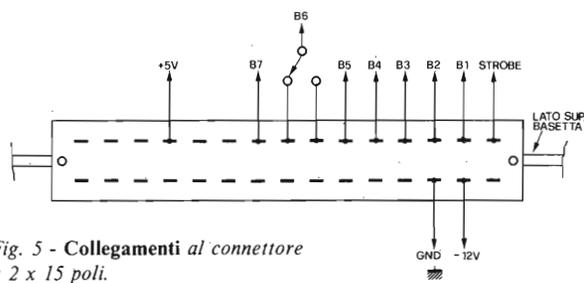


Fig. 5 - Collegamenti al connettore a 2 x 15 poli.

di figura 1 se usate il VAB come terminale, in quanto la inserzione del 7400 nonché dei componenti associati è necessaria solo se usate il computers che richiedono uno STROBE impulsivo e non a forma di gradino. Non è il nostro caso dunque.

Il punto "DSI" sullo stampato va collegato a massa con un ponticello, cioè al punto segnato "+", il che non significa che quello è il positivo o c'è un'errore, bensì significa che, collegando lì il jumper, il DSI è nel modo positivo (logica positiva). Adesso, usando le due vitine accluse, montate il supporto dello spaziatore (spacebar). Servitevi della figura 4. Notate che i due inserti sono immagini speculari, e che la barra di ferro va inserita in modo che essa si trovi vicina alla prima fila di pulsanti.

NOTATE CHE VI CONVIENE lavorare su un fondo morbido (coperta) per non rovinare i tasti.

Bene: adesso la tastiera è completa in tutti i suoi particolari. Manca solo l'integrato, che nel frattempo spero avrete conservato nella plastica conduttiva antistatica.

Prima di inserirlo nello zoccolo, vi preghiamo di controllare tutti i collegamenti, e quindi vi preghiamo di preparare i collegamenti esterni, come è descritto nella figura 5.

Vi servirà un connettore doppio da 15 poli, passo 3,96.

Controllate per l'ultima volta che tutto sia OK, e quindi, preso il contenitore della tastiera, mettetelo al posto esatto, ossia nel foro ovale sul retro, il passacavo. Fissate, con le viti in dotazione, l'interruttore (deviatore semplice) che serve a selezionare il modo (U o U+L). Poi fate passare il fascio di cavi, che va stretto con fascette per evitare disordine, attraverso il foro. Ora ritornate di nuovo alla tastiera che avete appena montato.

Scaricate a massa la vostra eventuale elettricità statica (il 2376 è molto, molto permaloso!), o, meglio, collegatevi a massa direttamente (fascetta metallica al vostro polso e filo a massa). Prese tutte queste precauzioni, togliete il 2376 dalla schiuma conduttiva e inseritelo con cura meticolosa nello zoccolo. Sarà necessario piegare un poco verso l'interno i piedini. Controllate che l'inserzione sia corretta.

Adesso prendete circa 25 cm di nastro adesivo da pacchi, la spugna conduttrice rimasta e ponetela, sul lato opposto dello stampato, in modo da cortocircuitare bene i 40 pins, e poi tenetela in posizione col nastro. Ciò vi aiuterà a lavorare con più fiducia mentre maneggiate la tastiera.

Adesso passiamo al setup del contenitore.

MONTAGGIO DEL CONTENITORE

Insieme al contenitore vi sarà fornito un foglio con accluse istruzioni in Inglese. Le riassumiamo qui.

1) Controllate che ci sia tutto il materiale dell'elenco. Ovviamente adesso mancheranno, perché già montati, il gommino, e i componenti relativi al deviatore.

2) Verificare i collegamenti che, dal connettore, avevate fatto sul deviatore siano corretti: in definitiva un solo filo come Bit 6 deve uscire dal contenitore.

3) Ci sono due barre ad U o a L fra i pezzi, e 4 piedini autoadesivi. Su ognuna delle barre (che devono già essere forate alle estremità) fissate i piedini (2 per barra), a 8 cm dalle estremità.

4) Adesso controllate lo stampato della tastiera appena montata: ci sono casi in cui i 4 fori agli angoli sono piccoli. In tali casi dovete allargarli con cautela, usando un trapano con punta da 4,5 mm.

5) Prendete i distanziatori lunghi (4) ed infilateli uno ciascuno nelle viti che sono saldate sul pannello (all'interno).

Durante tutte queste operazioni dovete lavorare tenendo il coperchio azzurro IBM con l'interno all'insù e il lato più alto lontano da voi.

6) Adesso infilate con attenzione scrupolosa la tastiera.

7) Tutto deve essere OK, ed allora infilate i 4 spaziatori più corti nella parte che rimane sporgente dalle 4 viti.

8) Inserite le due barre, avendo cura, prima, di togliere la protezione dell'integrato messa precedentemente.

9) Lavorate con il vostro corpo a massa, per cautela.

10) Inserite i dadi, e stringete LEGGERMENTE. Adesso voltate il coperchio e verificate che i tasti sporgano uniformemente dal taglio, così come uniforme deve essere lo spazio libero-la fessura-attorno ai tasti. Se così non è allentate leggermente i dadi e mettete a posto le cose. Quando siete contenti del vostro lavoro, potete stringere i dadi fermamente.

11) Adesso avete il connettore cablato prima, che penzola dentro il contenitore, e, fuori di esso, invece, avete i cavi che, se il cablaggio era esatto, DEVONO ESSERE 11.

ATTENZIONE!!! La lunghezza di questo fascio di cavi (non schermati) NON È critica, ma non consigliamo di superare i 90-100 cm. Solitamente, comunque, un bus così lungo è sufficiente.

12) Siccome nel pannello posteriore del VAB avevamo collegato il Port di Ingresso a due prese DIN, dovrete ora usare due spine analoghe, rispettando lo schema dei collega-

menti descritto nelle parti precedenti. Per ogni buon conto, internamente al VAB, sulla presa a 5 poli, fra il pin "STROBE" e GND, collegate un condensatore da 0,01 μ F ceramico. Esso scarica a massa i disturbi sulla linea di strobe, se il bus era piuttosto lungo.

13) Accendete il VAB, controllate SUL CONNETTORE INTERNO AL CONTENITORE DELLA TASTIERA che le tensioni +5 e -12V siano regolari. Controllate ancora i collegamenti.

14) Solo dopo essere sicuri di voi e del vostro lavoro; fate il vostro gioco: spegnete il VAB, collegate correttamente il connettore alla tastiera, e riaccendete: se tutto è OK sul vostro monitor DEVE comparire per un attimo uno schermo completamente coperto di caratteri casuali che si cancella subito, per lasciare posto allo schermo nero con la presenza del solo cursore, situato in alto a sinistra.

15) Curate che il deviatore quadruplo "LOCAL-LINE" sia in posizione "LOCAL", e quindi provate a battere qualcosa sulla tastiera. Deve tutto essere chiaro (ammesso che il monitor sia OK) e perfettamente corrispondente ai tasti della tastiera.

Provate le varie opzioni (U,U+L) e provate se i comandi sono funzionanti (i vari x°).

Durante queste operazioni vi dovete riferire al manuale MOSTEK originale, e, ovviamente, dovete essere collegati ad un monitor a larga banda tramite l'uscita VIDEO del VAB (il connettore PL o altro, collegato ai terminali relativi sulla scheda).

Se non disponete del monitor, niente paura: potete collegarvi all'uscita modulata del modulatore UHF, oppure aspettare di avere appreso, nella prossima ed ultima puntata, come allacciarsi ad un televisore in modo da trasformarlo in monitor (senza però distruggere la possibilità di usarlo ancora come TV!).

Adesso dobbiamo proprio chiudere la terza parte, ma vi assicuro che nella quarta troverete la soluzione agli ultimi dubbi che vi possono essere rimasti.

Nel
numero
in edicola
di

SPERIMENTARE

troverete:

- Frequenzimetro digitale - 2ª parte
 - Auto-Clock - 2ª parte
 - Sistema subwoofer - 1ª parte
 - Capacimetro digitale - 1ª parte
 - Home computer: Amico 2000
11ª parte
 - Multi-sirena
 - String Synthesiser - 6ª parte
- e tanti altri articoli

**UN NUMERO
DA NON PERDERE**

"OOPS"

(ERRATA CORRIGE) - Rif. 1ª Puntata

«TERMINALE VIDEO»

Scusandoci per l'involontario errore tipografico, Vi preghiamo di considerare la TABELLA 1 così come segue, e non come è apparsa sulla 1ª puntata del «TERMINALE VIDEO».

TABELLA 1

Rete 60 Hz	
Dimensioni Casella/carattere:	6 x 11 Punti
Righe utilizzate:	264
Frequenza Orizzontale di Scansione:	$HSR = [60 \cdot (16 \cdot 11) + 60 \cdot (8 \cdot 11)]$,
	dove 16 = n° file di caratteri, e 8 = n° di blanks.
Frequenza Orizzontale di Carattere:	$HSR \times 64$
HCR =	$\frac{HSR}{2/3}$
	dove: 64 = n° Caratteri/riga; 2/3 = spazio-riga utiliz.
Rete 50 Hz	
Dimensioni Casella/carattere:	6 x 13 Punti
Righe utilizzate:	312
HSR =	$50 \times (16 \times 13) + 50 \times (8 \times 13)$

Quattro Assi

in mano... "faites vos jeux"

PM 3218: 35 MHz/2 mV

Base dei tempi ritardata a passi calibrati; trigger ad elevata sensibilità e hold-off variabile; modulazione Z ad alta velocità di sweep: 10 ns/div.

PM 3216: 35 MHz/2 mV

Trigger ad elevata sensibilità e hold-off variabile; modulazione Z ed alta velocità di sweep: 10 ns/div.

PM 3212: 25 MHz/2 mV

Eccellenti e complete caratteristiche professionali

PM 3214: 25 MHz/2 mV

Caratteristiche altamente professionali più Base Tempi ritardata a passi calibrati.

Philips S.p.A. - Divisione Scienza & Industria
V.le Elvezia, 2 - 20052 Monza - Tel. (039) 36.35.248
Filiali: BOLOGNA (051) 493.046 - CAGLIARI (070) 666.740 -
PADOVA (049) 657.700 - ROMA (06) 382.041 - TORINO (011) 210.404/8



Strumenti Elettronici
di misura

PHILIPS

Strumenti SOAR: multimetro digitale ME-523

I multimetri digitali, sin dal loro primo apparire sul mercato, hanno attratto l'attenzione di tutti coloro che s'interessano di elettronica, manifestando tutta una gamma di eccezionali doti riunite, come l'elevatissima precisione, la possibilità di sopportare senza danni forti sovraccarichi, la resistenza d'ingresso straordinariamente elevata, la facilità di lettura e via dicendo.

Sfortunatamente, però, il prezzo di questi ottimi strumenti, sino a poco tempo addietro ne limitava la diffusione, tant'è vero, che erano perlopiù impiegati dai ricercatori, dai tecnici dei centri di servizio attrezzi senza risparmio di mezzi, da coloro che direttamente o indirettamente potevano passar sopra al fattore costo.

Già nello scorso anno, però, si è rilevata una flessione assai incoraggiante nei prezzi di listino, ed oggi vi sono dei multimetri digitali eccellenti che hanno quotazioni tali da risultare abordabili per la maggioranza dei tecnici, e persino per gli sperimentatori. Uno di questi «digimeters» non più proibitivi è il SOAR «ME-523» che trattiamo di seguito. La SOAR è una delle maggiori fabbriche giapponesi di strumenti, che marcia su concetti e realizzazioni d'avanguardia.

di Diego Fremon

Vent'anni fa, nessuno discuteva sui difetti degli strumenti a indice, analogici, muniti di bobina mobile, o le discussioni, se vi erano, avevano un carattere accademico perché non si conosceva un metodo migliore per le indicazioni dei valori.

A metà del secolo scorso, nessuno si sarebbe messo a contendere sui vantaggi del motore a benzina per autovetture confrontato con il diesel, semplicemente perché i motori a scoppio non esistevano. Ora però che vi sono automobili munite o dell'uno o dell'altro, si possono esaminare vantaggi e svantaggi a fronte.

Così, nel campo della strumentazione ora abbiamo una alternativa all'indicatore di D'Arsonval, a bobina mobile, che è il display, l'indicatore digitale, e possiamo comparare i due. Dal confronto, il sistema ad indice ne esce male perché se è pur vero che resta utile per valutare l'andamento di una certa grandezza sottoposta a misura (vedere se questa tende a crescere o a calare) tutte le altre sue caratteristiche sono inferiori rispetto ai digitali. Per esempio, è mai possibile leggere un valore di 1674 mV o di 1226 Ω sulla scala di uno strumento ad indice? Evidentemente, no. Al contrario, in un display digitale, queste misure sono normalissime. Altro esempio: si poteva applicare una tensione venti volte superiore al fondo scala, ad uno strumento a bobina mobile? Beh, per potere, si poteva, ma certamente l'indice ne sarebbe uscita deformato, o l'equipaggio si sarebbe danneggiato, o lo stesso avvolgimento avrebbe

potuto bruciare. Al contrario, in un indicatore digitale, un sovraccarico del genere non produce alcun danno: sul display appare unicamente l'indicazione del «fuori scala» che invita ad una maggior prudenza.

E che dire poi della resistenza interna? Un voltmetro che impieghi uno strumento a bobina mobile, anche se questo è da soli 50 μA, ha una resistenza di 20.000 Ω per V,



Fig. 1 - Il multimetro SOAR «ME-523»

circa, quindi, se si devono misurare valori di tensione bassi, la resistenza inserita in parallelo al circuito diviene tale da turbare i valori a causa dell'effetto di shunt; non si leggono le tensioni «vere», bensì quelle presenti *dopo l'inserzione dell'indicatore!* Anche in questo caso, il digitale, che può presentare una resistenza interna di 100.000 M Ω (sì, esatto *centomila!*) è incomparabilmente migliore; non turba affatto il circuito sottoposto a misura, è come se non vi fosse e manifesta le grandezze reali.

Vi sono poi tanti vantaggi minori: la possibilità di effettuare misure in presenza di forti campi magnetici, l'illuminazione «automatica» del display, nel caso dei LED, la lettura precisa anche guardando lo strumento con un notevole angolo, e non solo frontalmente, la robustezza meccanica, la durata, l'impossibilità di sbagliar scala...

Considerando tutto ciò, non meraviglia affatto la preferenza che tecnici, studiosi e ricercatori accordano agli strumenti digitali, ed in particolare ai multimetri muniti di display. Uno strumento non serve a nulla se indica dei valori non rispondenti al vero, ed è già poco utile se i valori sono viziati da uno scarto apprezzabile, ed il tester analogico, ad indice, in certi casi, appunto manifesta valori erronei, ed in altri «approssima» grandemente.

Purtroppo, la precisione offerta dai «digimeter» si accompagna ad un costo notevole, e superiore alle possibilità della maggioranza dei tecnici indipendenti, degli sperimentatori. Si *accompagna...* beh è certo più giusto dire «si accompagnava», perché in questi tempi, la produzione massificata degli strumenti ha prodotto un notevole calo nei prezzi. Intendiamoci, passeranno ancora alcuni anni prima che un multimetro digitale scenda al livello di prezzo di un qualunque analogico da 20.000 $\Omega \times V$, ma le quotazioni dell'ordine del mezzo milione al pezzo ormai sono molto lontane. Da dimenticare.

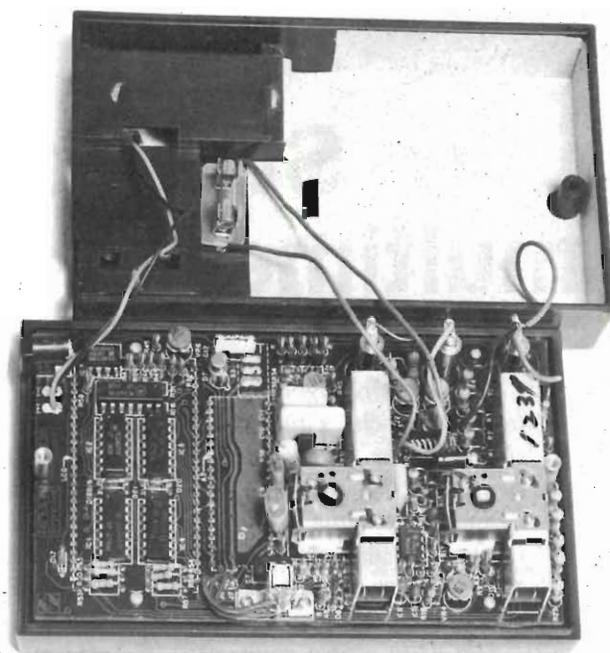
Ed il livello qualitativo? Di solito, come sappiamo, se il prezzo scende, calano anche le prestazioni. Nel caso dei multimetri digitali, invece è accaduto il contrario. Come mai?

Beh, semplice; la stessa evoluzione tecnologica che ha consentito di ridurre i prezzi da un lato, dall'altro ha migliorato le circuiterie. Tanto per parlare esplicitamente, un multimetro digitale di trent'anni fa, costava come si è detto oltre 500.000 lire ed aveva un numero di portate molto basso. Odiernamente, un digimeter costa un terzo della cifra detta ed ha il triplo delle portate *al tempo stesso!*

Un esempio di multimetro digitale ad altissime prestazioni e costo ridotto, è il SOAR «ME-523»: *figura 1.*

Questo, compatto e leggero (misura 95 mm per 155 per 45, pesa 300 grammi), pur tuttavia le caratteristiche di uno strumento *professionale*, ed anche qualche dettaglio in più, se confrontato con gli strumenti di laboratorio migliori. Vediamo comunque il sommario delle caratteristiche commentato:

Display: a cristalli liquidi, quindi a basso assorbimento, con indicazione non solo delle cifre, tre e mezza, ma, fatto molto importante, della grandezza di misura selezionata DC V (tensioni CC), AC V (tensioni alternate), DC



Vista interna del multimetro digitale SOAR ME-523.

mA (correnti CC), AC mA (correnti alternate), ed Ω k Ω , M Ω . In tal modo non può avvenire che ci si dimentichi della scala scelta per la misura (fatto non insolito quando si devono considerare più parametri per volta), o che si esegua una misura in CA, credendola CC, e leggere l'eventuale valore impulsivo *sovrapposto* al potenziale CC. Chi ha pratica di laboratorio, sà com'è facile cadere in queste trappole, e come si perdono ore su ore cercando difetti che non esistono in seguito ad interpretazioni erronee, che in casi sfortunati (come avviene talvolta per le tolleranze) tendono a sommarsi.

Massima indicazione: 1999, con il segno negativo se occorre. In altre parole, non è mai necessario invertire i puntali. Se l'indicazione è normale, la tensione è di segno positivo nei confronti del comune; se appare il segno «—» la tensione CC è inversa e lo si vede. Non vi sono altri problemi.

Gamme di misura (portate): ve ne sono cinque per ciascuna funzione, contro le tre dei multimetri precedenti: lettura x 0,2 - x 2 - x 20 - x 200 - x 1000 oppure 20 M Ω .

Regolazione dello zero: automatica!

Segnalazione del fuori-scala: se si sbaglia portata, qui non vi è nulla che si rompa a causa dell'eccessiva accelerazione (niente «bang» a fondo scala dell'indice!) o che si bruci a causa delle intensità esorbitanti. Semplicemente, sul display appare solo la prima cifra significativa (1 oppure —1) mentre le altre si spengono.

Tempo di aggiornamento della lettura: in tutti gli strumenti digitali, che come questo si basano su di una logica integrata a larga scala (LSI) vi è un clock che inizia e termina il tempo di lettura. Se il clock è troppo rapido, in molti casi l'ultima cifra letta si muove di continuo e non si riesce ad apprezzarne un valore mediano. Se il clock è lento, possono avvenire dei fenomeni impulsivi tra un aggiornamento e l'altro del display, ovvero, in pratica, po-

trebbe succedere ciò che avviene con gli strumenti ad indice che hanno uno smorzamento caratteristico che impedisce all'indice di seguire i «guizzi» di tensione. Nel caso di questo strumento, il clock lavora a 300 millisecondi, come dire che la lettura si aggiorna a circa tre volte al secondo. In tal modo, l'ultima cifra è stabile, ma se interviene un transistorino, lo si scorge.

Nel caso che il transitorio sia tanto grande da superare la gamma di lettura, il display si spegne, come detto prima.

Indicazione dello stato della pila: naturalmente, anche se s'impiega una pila al Manganese o simili, l'autonomia deve pur avere un termine. Naturalmente, con una pila allo zinco-carbone da 9 V, lo strumento funziona da 150 a 200 ore, che non sono poche davvero, grazie al display LCD. Con un elemento al Manganese, il tempo-lavoro, raddoppia, all'incirca. Però, se si usa molto di frequente il multimeter, come avviene in laboratorio, le ore passano in fretta... Può quindi avvenire che in seguito a qualche lettura instabile, si sia in dubbio se la pila è ancora in ordine, se la carica è valida. Può avvenire *in altri strumenti*; in questo, se la pila si scarica, se scende al di sotto del valore di tensione utile, sul display appare prontamente il simbolo ∞ , che toglie ogni perplessità: se una lettura si manifesta instabile, l'effetto dipende dal circuito in esame, e non dallo strumento! Questo dettaglio aumenta l'affidabilità dello strumento.

Vediamo come s'impiega il multimeter.

Come abbiamo detto, con la cifra relativa alla misura, appare l'unità di misura della stessa, sul display: V, mV, mA, Ω , k Ω , M Ω . Non è quindi necessario spostare lo sguardo dal display al selettore di funzioni ed a quello di portata, in dubbio.

Azionato l'interruttore generale (portandolo nella posizione «ON») lo strumento è subito pronto a lavorare; non occorre alcun preriscaldamento. Ci si deve rammentare *sempre* di spegnere l'apparecchio, una volta che le misure siano terminate, altrimenti si spreca l'autonomia inutilmente.

Le prese d'ingresso sono il negativo generale (comune) che è indicato con la sigla «COM», a questa va collegato il puntale nero; vi è poi la presa positiva generale (IN-

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

MISURE DI TENSIONI CONTINUE

Portata	Precisione	Risoluzione	Ingresso R	Protezione circuito
200 mV	+ (0,25% della lettura + 1 dgt)	100 μ V	10 M Ω	CC \pm 500 V CA 350 Vrms per 1 minuto
2 V		1 mV		
20 V		10 mV		
200 V		100 mV		
1000 V		1 V		CC : 1100 V CA 650 Vrms per 1 minuto

MISURE DI TENSIONI ALTERNATE

Portata	Precisione	Risoluzione	Ingresso R	Protezione circuito
200 mV	+ (0,5% della lettura + 0,3% del F.S. + 1 dgt)	100 μ V	10 M Ω	CC + 500 V CA 350 Vrms per 1 minuto
2 V		1 mV		
20 V		10 mV		
200 V		100 mV		
600 V		1 V		CC : 1100 V CA 650 Vrms

Risposta di frequenza: 40 Hz : 500 Hz

MISURE DI CORRENTI CONTINUE

Portata	Precisione	Risoluzione	Ingresso R	cad. tensione	Protezione circuito
200 μ A	+ (0,8% della lettura + 1 dgt)	100	1 k Ω	200 mV	20 mA per 1 min.
2 mA		1 μ A	100 Ω		60 mA per 1 min.
20 mA	10 μ A	10 Ω	200 mA per 1 min.		
200 mA	+ (1% della lettura + 0,3% del F.S. + 1 dgt)	100 μ A	1 Ω	120 mV	1 A Fusibile
1 A		1 mA	0,12 Ω		

MISURE DI CORRENTI ALTERNATE

Portata	Precisione	Risoluzione	Ingresso R	cad. tensione	Protezione circuito
200 μ A	- (0,8% della lettura + 0,3% del F.S. + 1 dgt)	100	1 k Ω	200 mV	20 mA per 1 min.
2 mA		1 μ A	100 Ω		60 mA per 1 min.
20 mA	10 μ A	10 Ω	200 mA per 1 min.		
200 mA	+ (1% della lettura + 0,3% del F.S. + 1 dgt)	100 μ A	1 Ω	120 mV	1 A Fusibile
1 A		1 mA	0,12 Ω		

Risposta di frequenza: 40 Hz : 500 Hz

MISURE DI RESISTENZE

Portata	Precisione	Risoluzione	Corr di prova	Protezione circuito
200 Ω	- (0,25% della lettura + 1 dgt) + 0,2 Ω	100 m Ω	Hi 10 mA	CC 100 mA CA 100 mA per 1 minuto
2 k Ω			Lo 1 mA	CC 30 mA
20 k Ω	Ω (0,25% della lettura + 1 dgt)	10 Ω	Hi 1 mA	CA 30 mA per 1 minuto
200 k Ω			Lo 100 μ A	CC + 100 V CA 100 Vrms per 1 minuto
20 M Ω	- (0,8% della lettura + 1 dgt)	10 k Ω	Hi 100 μ A	CC + 200 V CA 200 Vrms per 1'
			Lo 10 nA	

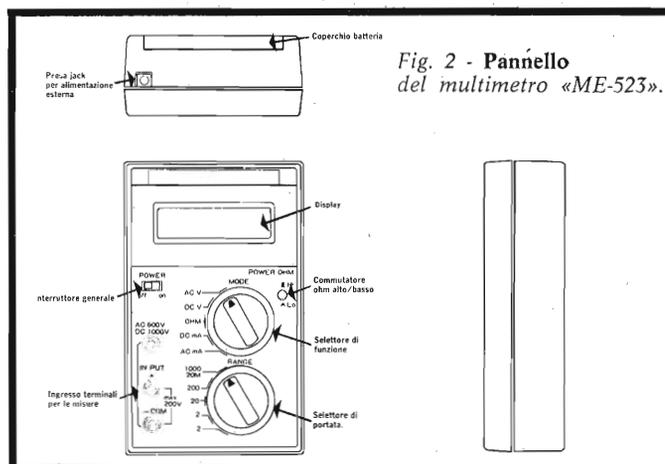


Fig. 2 - Pannello del multmetro «ME-523».

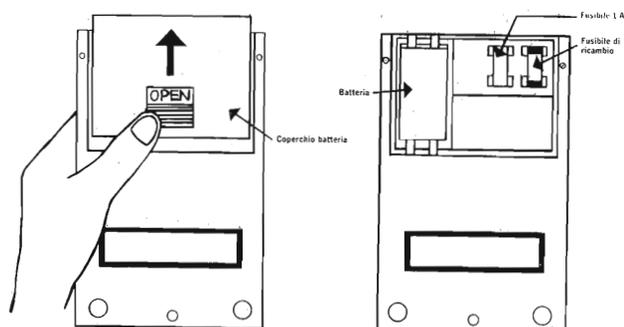


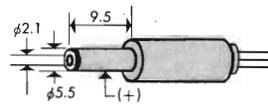
Fig. 3 - Per sostituire la pila o il fusibile del multmetro si deve sfilare via il coperchio posteriore.

PUT), e se le tensioni superano i 200 V, in CC e CA, si deve collegare il puntale alla presa AC 600 V - DC 1000 V.

Il commutatore «MODE» sceglie le funzioni (VCA, VCC, Ohm, mAACC, mAACA). Il commutatore «RANGE» sceglie le portate.

Le misure di resistenza possono essere condotte in due modi, grazie al deviatore POWER OHM (alimentazione delle misure in Ohm). Se il circuito in prova può sopportare la tensione di 2 V, ed è il caso più comune, il comando sarà lasciato nella posizione «Hi» (valore elevato). Se non si vuole provocare la conduzione di diodi o altri semiconduttori, è possibile scegliere la posizione «Lo»; in quest'altra, il circuito che si misura vede applicata una tensione di soli 0,3 V. I tecnici capiranno al volo l'importanza di questa opzione: quante volte è necessario dissaldare un terminale di un diodo o di un transistor quando si effettuano misure di resistenza, per evitare una conduzione che shunta un intero settore circuitale?

A parte questo moderno e razionale dettaglio, il digimeter SOAR-GBC ME-523, si utilizza come un qualunque altro multitester elettronico, facendo attenzione a che nei pressi non vi sia un forte campo elettromagnetico (come quello irradiato da un trasmettitore amatoriale posto ad un metro o due) che potrebbe «agganciare» l'integrato a larga scala che è il cuore dell'apparecchio tramite i fili dei puntali in veste di pick-up, facendolo sbagliare nei conteggi. Perché ciò avvenga, comunque, deve essere presente un campo *elevatissimo*; ma talvolta...



Adattatore per l'alimentazione esterna. Il negativo è il punto centrale, il positivo l'armatura esterna.

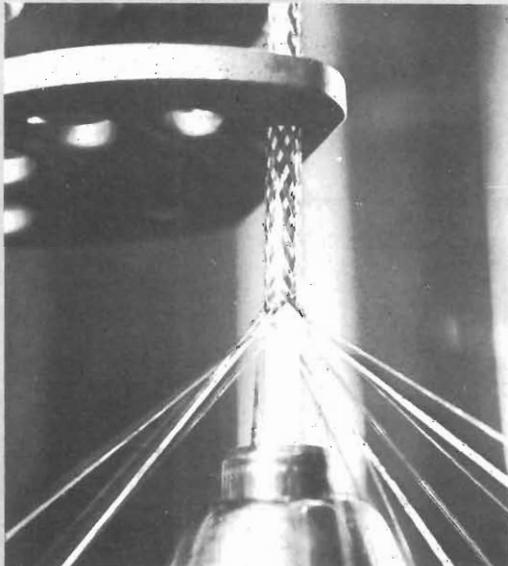
Il digimeter ha una precisa indicazione verso la portatilità, anche se non soffre delle limitazioni tipiche di certi portatili, ed appunto per questo prevede l'alimentazione a pila. Nell'impiego continuo di laboratorio, però, il funzionamento a pila può risultare oneroso, a lungo andare, quindi è previsto un alimentatorino di rete detto «AC Adaptor». Questo ha l'ingresso a 220 V e l'uscita (evidentemente!) a 9 VCC; prevede un jack (spinotto) da innestare nella corrispondente presa dello strumento. Se lo si impiega, l'alimentazione a pila è staccata automaticamente.

Il multimetro, noi lo abbiamo impiegato in condizioni appositamente scelte per essere «difficili», come con dei sovraccarichi ciclici, degli impulsi sovrapposti a tensioni CC, dei valori continuamente variabili, ed in tutti i casi abbiamo ottenuto delle prestazioni soddisfacenti; eguali o migliori rispetto a quelle offerte da strumenti che hanno la migliore nomea, tra i tecnici.

Dopo dei test tanto difficili, tutti superati brillantemente, e considerando anche la eccellente qualità dei componenti, possiamo affermare in tutta tranquillità che non solo il multimetro SOAR è un «signor strumento», ma che impiegandolo normalmente, l'affidabilità prevedibile è elevata; un apparecchio del genere offrirà senza dubbio anni ed anni di buon funzionamento senza fastidi di sorta.

CAVI COASSIALI PER DISCESA D'ANTENNA TV

CÂBLE COAXIAUX POUR DESCENTE D'ANTENNE TV
COAXIAL CABLES FOR TV DOWNLEAD
KOAXIALE KABEL FÜR FERNSEHANTENNENABLEITUNG



CAVEL

n.6

NUOVO CATALOGO CAVEL

- Informazioni costruttive
- Criteri di scelta di un cavo coassiale
- Definizioni e Formule base
- Metodi di misura
- Rapporto attenuazione/lunghezza/frequenza
- Diagrammi SRL

a richiesta presso la ns. sede:

ITALIANA CONDUTTORI sas
Viale Zanotti, 94
27027 GROPELLO CAIROLI

Un ottimo "prescaler" per qualunque frequenzimetro il CSC "PS-500"

Sebbene vi siano in commercio anche frequenzimetri che possono misurare direttamente dei segnali da 50.000 MHz, di solito, per ovvie ragioni di prezzo, questi strumenti hanno delle portate-base relativamente «basse» come 50 MHz oppure 100 MHz, che poi sono le più impiegate nel lavoro di tutti i giorni nel laboratorio. Ovviamente, con un conteggio massimo del genere, è impossibile procedere a misure un poco «specializzate», come quelle relative a settori di stazioni emittenti FM che lavorano verso il termine della banda, ricetrasmittitori da aereo, radiotelefoni da taxi, radioamatori (OM), da cantiere e simili. Analogamente, non è possibile effettuare misure negli apparati TV, almeno nei settori VHF, che talvolta presentano disallineamenti molesti, che potrebbero essere risolti più rapidamente con il frequenzimetro. L'estensione a 500 MHz della misura dei normali frequenzimetri, permette di effettuare tutte queste altre valutazioni e conseguenti regolazioni. Senza nulla da modificare, la portata massima può essere estesa da 50 MHz o da 100 MHz a 500 MHz semplicemente impiegando il prescaler che descriviamo, adatto ad ogni strumento del commercio, ed in particolare ai frequenzimetri CSC «MINI-MAX» e «MAX-100».

di M. Tonelli

Come funziona

Il PS-500 è un divisore a decade UHF dal particolare progetto. Estende le possibilità di misura di un frequenzimetro dal conteggio massimo di 50 MHz sino alla banda UHF. Il PS-500 utilizza l'ultima logica integrata ECL III, ed in tal modo assicura un segnale diviso per il frequenzimetro netto, preciso, esente da spurie.

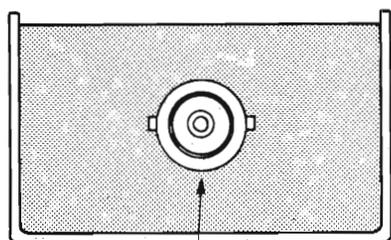


Foto del prescaler CSC «PS-500» in vendita presso i punti di vendita G.B.C. cod. SM/4035-00.

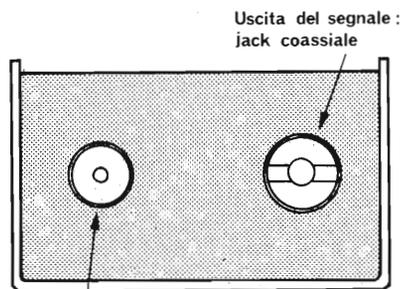
Alcune caratteristiche fondamentali:

- L'alimentazione è stabilizzata internamente.
- Vi è una protezione da sovratensioni.
- La sensibilità d'ingresso è 250 mV.
- Il livello d'uscita è elevato: 400 mV picco-picco.
- L'ingresso è BNC con un'impedenza di 50 Ω.

Il PS-500 è stato progettato come accessorio per i frequenzimetri MAX-50 e MAX-100 della Continental Specialties Corporation, che in tal modo estendono le loro capacità di lettura, rispettivamente, da 100 Hz a 500 MHz, e da 20 Hz a 500 MHz. Il PS-500 può essere adattato ad ogni altro frequenzimetro di altra marca che abbia caratteristiche analoghe. La figura 1 mostra lo spettro delle frequenze ulteriori che è possibile misurare con il prescaler. Le bande relative a servizi professionali o militari variano da una zona all'altra, in Italia, ma ricadono comunque tra gli estremi indicati, così come le bande amatoriali dei 144 e 470 MHz e quelle TV. Relativamente alla banda CB indicata tra 480 e 485 MHz, attualmente il settore è solo in previsione ed occupato da altri servizi.



Ingresso del segnale:
connettore BNC



Uscita del segnale:
jack coassiale

Ingresso dell'alimentazione:
contatto centrale positivo
contatto esterno negativo

Dalla figura si possono notare le prese d'ingresso, di uscita, e di alimentazione del dispositivo.

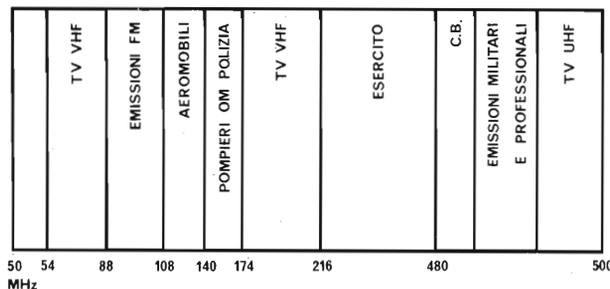


Fig. 1 - Gamma aggiuntiva di frequenze che può essere coperta da un frequenzimetro da 50 MHz max, impiegando un pre-scaler PS-500.

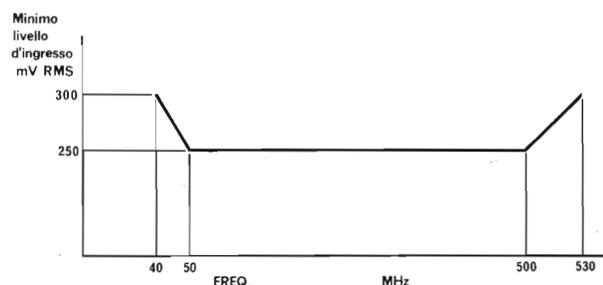


Fig. 2 - Rapporto tra il minimo segnale all'ingresso e la frequenza.

Alimentazione

Il PS-500 reperibile presso tutti i punti di vendita G.B.C. con il codice SM/4035-00, può essere collegato ad ogni alimentatore CC che eroghi una tensione compresa tra 7 e 10 V. Questo non deve necessariamente essere stabilizzato, perché il PS-500 ha il proprio regolatore interno a 5 V. In ogni caso, l'alimentatore deve essere in grado di erogare 100 mA o più sul carico e deve essere ben filtrato.

Il PS-500 così come gli altri prodotti CSC della linea strumenti di misura, è protetto contro l'inversione della polarità così come dalle sovratensioni momentanee sino a 25 V. Può resistere a tensioni inverse sino a 50 V. Nella presina dell'alimentazione il terminale di centro è negativo.

Ingresso dei segnali

Il PS-500 ha una sensibilità d'ingresso di 250 mV RMS (garantita) per frequenze comprese tra 50 MHz e 500 MHz. Visto che spesso gli integrati scelti hanno frequenze un poco più elevate di quelle previste, diversi PS-500 possono lavorare anche sino a 600 MHz ed oltre con un livello d'ingresso di 300 mV e più.

L'ingresso del PS-500 è protetto con un sistema di diodi da sovraccarichi anche ampi, purché momentanei. Quando il segnale supera i 5 V da picco a picco, il tosatore a diodi entra in azione. Il sistema impedisce che il segnale «visto» dal pre-scaler superi in ogni modo il valore della tensione d'alimentazione, quindi protegge i «chip» degli integrati. Se però il sovraccarico dura in modo ir-

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Ingresso:

Impedenza: 50 Ω, protetta a diodi.

Minimo livello d'ingresso: 250 mV RMS da 50 a 500 MHz.
300 mV RMS da 500 a 530 MHz.

Massimo livello d'ingresso: 2 V RMS tra 50 e 500 MHz.

Connettore: BNC.

Banda di frequenza: da 50 a 500 MHz (garantita).

Uscita:

Tensione: minima 400 mV picco-picco.

Impedenza: 50 Ω.

Accoppiamento: capacitivo.

Connettore: a jack.

Commutatore di funzioni: lettura diretta, let. divisa per 10.

Alimentazione:

Tensione: da 7 a 10 V, non stabilizzata.

Corrente: 100 mA massima.

Connettore: coassiale per CC.

Dimensioni: 38 x 51 x 89 mm.

Peso: 170 grammi.

Accessori:

Alimentatori: 100 CA1 110-115 V rete.

100 CA2 220 V rete.

Cavo di alimentazione: PSA-1 dalla CC a coccodrilli.

Adattatore mobile di alimentazione: connettore 100 CLA per accendisigari da auto.

Cavo d'ingresso: «PSA-2 3» ingresso BNC, uscita BNC.

Cavo d'uscita: «PSA-3 3» ingresso jack, uscita jack.

«PSA-4 18» ingresso jack, uscita jack miniatura.

ALTOPARLANTI



Woofer 8"

Mod. PSL 203/50
Potenza nominale: 50 W
Risposta di frequenza: 35÷6.000 Hz
Frequenza di risonanza: 25 Hz
Flusso: 8.500 Gauss
Impedenza: 4 - 8Ω
Diametro del cono: 190
Dimensioni: ø 222x82
Volume cassa acustica: 30÷35 litri



Woofer 12"

Mod. PSL 300/70/8
Potenza nominale: 70 W
Risposta di frequenza: 22÷5.000 Hz
Frequenza di risonanza: 22 Hz
Flusso: 10.500 Gauss
Impedenza: 8Ω
Diametro del cono: 280
Dimensioni: ø 320x110
Volume cassa acustica: 50÷70 litri



Woofer 12"

Mod. PSL 320/200
Potenza nominale: 200 W
Risposta di frequenza: 20÷5.000 Hz
Frequenza di risonanza: 20 Hz
Flusso: 127.000 Maxwell
Impedenza: 8Ω
Diametro del cono: 278
Dimensioni: ø 320x118
Volume cassa acustica: 45÷100 litri



Woofer 8"

Mod. PSL 230/100/8
Potenza nominale: 120 W
Risposta di frequenza: 35÷3.000 Hz
Frequenza di risonanza: 26 Hz
Flusso: 7.500 Gauss
Impedenza: 8Ω
Diametro del cono: 186
Dimensioni: ø 240x106
Volume cassa acustica: 30÷35 litri



Woofer 18"

Mod. PS 385/200
Potenza nominale: 200 W
Risposta di frequenza: 50÷5.000 Hz
Frequenza di risonanza: 50 Hz
Flusso: 339.000 Maxwell
Impedenza: 8Ω
Diametro del cono: 347
Dimensioni: ø 385x149
Volume cassa acustica: 150÷200 litri



Tweeter emisferico

Mod. KK 10/8
Potenza nominale: 50 W
Risposta di frequenza: 1.000÷20.000 Hz
Flusso: 12.000 Gauss
Impedenza: 8Ω
Diametro membrana: 25
Dimensioni: 95x95x86



Tweeter a tromba

Mod. DKT 11/C 110/8
Potenza nominale: 50 W
Risposta di frequenza: 1.000÷20.000 Hz
Flusso: 16.000 Gauss
Impedenza: 8Ω
Dimensioni: 93x93x126,5



Woofer 10"

Mod. PSL 245/60
Potenza nominale: 80 W
Risposta di frequenza: 30÷5.000 Hz
Frequenza di risonanza: 23 Hz
Flusso: 10.500 Gauss
Impedenza: 4 - 8Ω
Diametro del cono: 228
Dimensioni: ø 245x106
Volume cassa acustica: 30÷35 litri



Woofer 8"

Mod. PS 203/35/8
Potenza nominale: 35 W
Risposta di frequenza: 35÷7.000 Hz
Frequenza di risonanza: 25 Hz
Flusso: 10.500 Gauss
Impedenza: 8Ω
Diametro del cono: 190
Dimensioni: ø 222x82
Volume cassa acustica: 25÷30 litri



Tweeter con lente acustica

Mod. PANORAMA 2000
Potenza nominale: 80 W
Risposta di frequenza: 800÷15.000 Hz
Flusso: 16.000 Gauss
Impedenza: 8Ω
Dimensioni: 265x100x226,5

ragionevolmente lungo, i diodi possono distruggersi, quindi bisogna essere certi, prima di tutto, di non impiegare il dispositivo con dei valori oltre ai limiti specificati. Se poi malgrado le cautele interviene ugualmente un errore, allora servono i diodi. Per essere certi di lavorare nel regime di sicurezza, il segnale all'ingresso non dovrebbe essere più grande di 5 V picco-picco, ma inferiore. Se si devono per forza misurare segnali più grandi, si può impiegare un attenuatore UHF a 50 Ω tra dispositivi da misurare ed ingresso.

Il PS-500 ha una impedenza caratteristica d'ingresso a 50 Ω. Quando lo si collega ad un dispositivo erogante segnale che abbia una impedenza diversa da 50 Ω, intervengono delle onde stazionarie dovute al disadattamento di impedenza che possono al limite creare delle letture erronee. Piccoli problemi di disadattamento possono essere risolti aumentando il livello del segnale all'ingresso; se tuttavia in tal modo non si ha il funzionamento normale, è necessario l'impiego di un trasformatore di adattamento (per UHF). Nel caso che si debba misurare una linea bilanciata a 300 Ω, serve un comune «balun» per TV.

Seguendo questi semplici suggerimenti, si possono ottenere delle letture attendibili.

- 1) Il segnale posto all'ingresso deve essere sinusoidale o quadro, e prelevato su di una impedenza di 50 Ω.
- 2) Il segnale deve essere compreso tra 250 mV RMS e 2 V RMS.
- 3) Se la sorgente del segnale non ha una impedenza di 50 Ω, si deve impiegare un adatto sistema di accoppiamento adattatore.

La figura 2 mostra il minimo livello accettabile per i segnali da misurare, nei confronti della frequenza.

Segnali all'uscita

Il PS-500 produce una uscita stabile del valore di 400 mV con una impedenza di 50 Ω. Il segnale d'uscita è

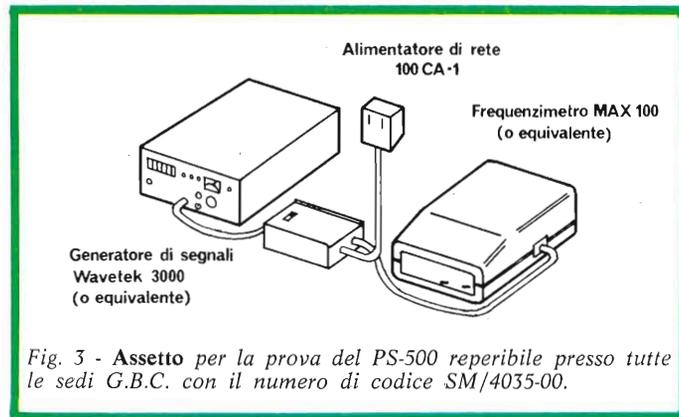


Fig. 3 - Assetto per la prova del PS-500 reperibile presso tutte le sedi G.B.C. con il numero di codice SM/4035-00.

accoppiato in modo capacitivo, per separare la portante ed il contenuto di CC, e rendere trascurabile l'eventuale cortocircuito.

Nel prescaler vi è un bypass diretto, controllato dall'apposito interruttore, che consente al segnale d'ingresso di «saltare» il sistema di divisione giungendo direttamente all'uscita. In tal modo, tramite l'interruttore, si può inserire e disinserire il prescaler senza dover sconnettere cavi e compiere manovre varie.

La prova del PS-500

La figura 3 mostra la disposizione per il collaudo del PS-500 unito ad un frequenzimetro CSC MAX-100.

Per procedere, si deve regolare il generatore per le condizioni seguenti:

Uscita 250 mV RMS
Frequenza 500 MHz

L'interruttore «diretto-diviso 10» del PS-500, deve essere posto su «diviso 10».

Il frequenzimetro MAX-100 deve indicare 50 MHz. Ora, si deve regolare il generatore «in basso» sino a 50 MHz ed osservare che il frequenzimetro segua il calo in frequenza.



Concepito principalmente per l'accensione e lo spegnimento programmato di impianti di diffusione sonora, questo orologio-temporizzatore oltre all'impiego come orologio di precisione disposto in un elegante mobiletto, può tuttavia essere usato per moltissime altre applicazioni, come azionatore di apparecchi televisivi, apparecchi radio TV, sistemi di registrazione audio, VTR, VCR.

- Alimentazione: 220 Vc.a. - 50 Hz
- Corrente assorbita: 350 mA c.a.
- Massima corrente commutabile: 5 A - 220 V (carico resist.)

TIMER DIGITALE

- Display orologio: 24 ore
- Dimensioni: 190 x 65 x 180
- Tempo di accensione e spegnimento programmabile nell'arco delle 24 ore
- Ripetibilità automatica del tempo programmato
- Regolazione indipendente delle ore e dei minuti.

Principio ed applicazioni dei tubi a raggi catodici con memoria

Nella precedente puntata è stata trattata la tecnica di costruzione di un tubo a raggi catodici (T.R.C.) nei suoi dettagli facendo un parallelo coi tubi convenzionali. Sono stati esaminati i vari tipi di memoria comunemente usati ed i sistemi di lettura e scrittura. Riprendiamo ora il discorso analizzando il principio di funzionamento dei T.R.C. soffermandoci sui vari tipi e prendendo in esame le loro caratteristiche.

J.C. Baud - seconda parte

Preparazione all'istruzione e scrittura

Affinché la fascia di memoria sia predisposta per ricevere una serie d'informazioni si dovrà applicare alla griglia memoria una tensione positiva che grazie all'accoppiamento capacitivo esistente fra la griglia e la fascia memoria, porterà quest'ultima allo stesso potenziale. La griglia è allora bombardata dagli elettroni dei due fasci di trattenimento, fatto che provoca una emissione secondaria e carica negativamente la superficie della fascia memoria. Allorché la tensione positiva non viene più applicata alla griglia memoria questa ritorna al potenziale iniziale e sem-

pre per accoppiamento capacitivo, il potenziale della fascia memoria diviene negativa, gli elettroni emessi dai due fasci d'innaffiamento non arrivano più sino allo schermo che rimane buio.

La figura 12 ci rappresenta i segnali che predispongono l'istruzione di un T.R.C. memoria a persistenza variabile.

Prima che la memoria sia pronta a memorizzare un'informazione, si verificano i seguenti processi di istruzione:

— i fasci di scrittura colpiscono localmente la fascia memoria (con un'energia che è in funzione della post-accelerazione e della rapidità del segnale da mettere in memoria) che accu-

mula delle cariche positive sino a che la superficie del dielettrico (fascia memoria) raggiunge un potenziale limitato a 0 V dagli elettroni dei fasci di trattenimento che, corrisponde al livello di saturazione della scrittura. Questa potenziale libera gli elettroni del fascio di innaffiamento che possono così attraversare l'elettrodo memoria e giungere sino allo schermo, essendo stati fortemente accelerati dalla tensione di PA (a livello dello schermo).

Il processo di scrittura viene illustrato in figura 13.

Il numero di elettroni che attraversano la memoria è in funzione

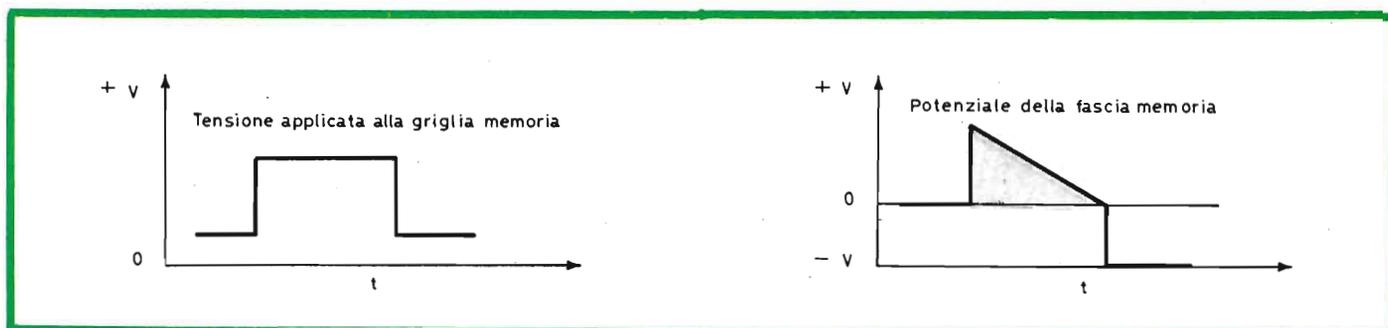


Fig. 12 - Forme e potenziale dei segnali che predispongono l'iscrizione entro un T.R.C. a memoria «mezza-tinta».

del potenziale del dielettrico che a sua volta dipende dalla quantità delle cariche che vi vengono depositate dal cannone di scrittura. Così se quest'ultimo ha una debole energia, la quantità di elettroni del fascio di trattenimento che giungeranno allo schermo sarà debole e quindi la luminosità sarà essa stessa bassa. Al contrario, se il cannone di scrittura ha una forte energia, la luminosità facilita l'analisi del segnale memorizzato ed è apprezzabile. Quest'ultima caratteristica è uno dei vantaggi dei tubi T.R.C. memoria «mezza tinta» in quanto permettono di mettere in memoria e di visualizzare delle differenze d'intensità luminosa (contrasto).

Come per i T.R.C. memoria bistabile è possibile con la memoria «mezza tinta» aumentare la velocità di scrittura e quindi memorizzare un segnale rapido. Per fare ciò, bisogna cancellare la superficie del fascio memoria proprio al disotto della soglia di scrittura riducendo l'ampiezza dell'impulso di cancellazione di circa la metà (vedere più avanti lettura e cancellazione). Così il livello detto di «riposo» prima della cancellazione si trova molto vicino al potenziale 0 V. Si dovrà quindi cambiare il positivo della parte del fascio di scrittura per aumentare il potenziale della fascia di memoria e permettere agli elettroni del fascio di trattenimento di giungere allo schermo.

Tuttavia impiegando questa tecnica una parte degli elettroni, dei fasci di trattenimento che giungono allo schermo, creano un nuovo fondo di luminosità per cui il rapporto di contrasto ne risulta un po' diminuito, mentre la velocità di scrittura aumenta da 10 a 20 volte, in determinati casi veramente apprezzabile.

Letture e cancellazione della memoria «mezza tinta»

Una volta registrato, sulla memoria «mezza tinta» di un T.R.C., il segnale può essere esaminato.

Indipendentemente dal fatto che il tempo di memorizzazione del segnale immagazzinato è relativamente limitato, teniamo presente che l'informazione immagazzinata

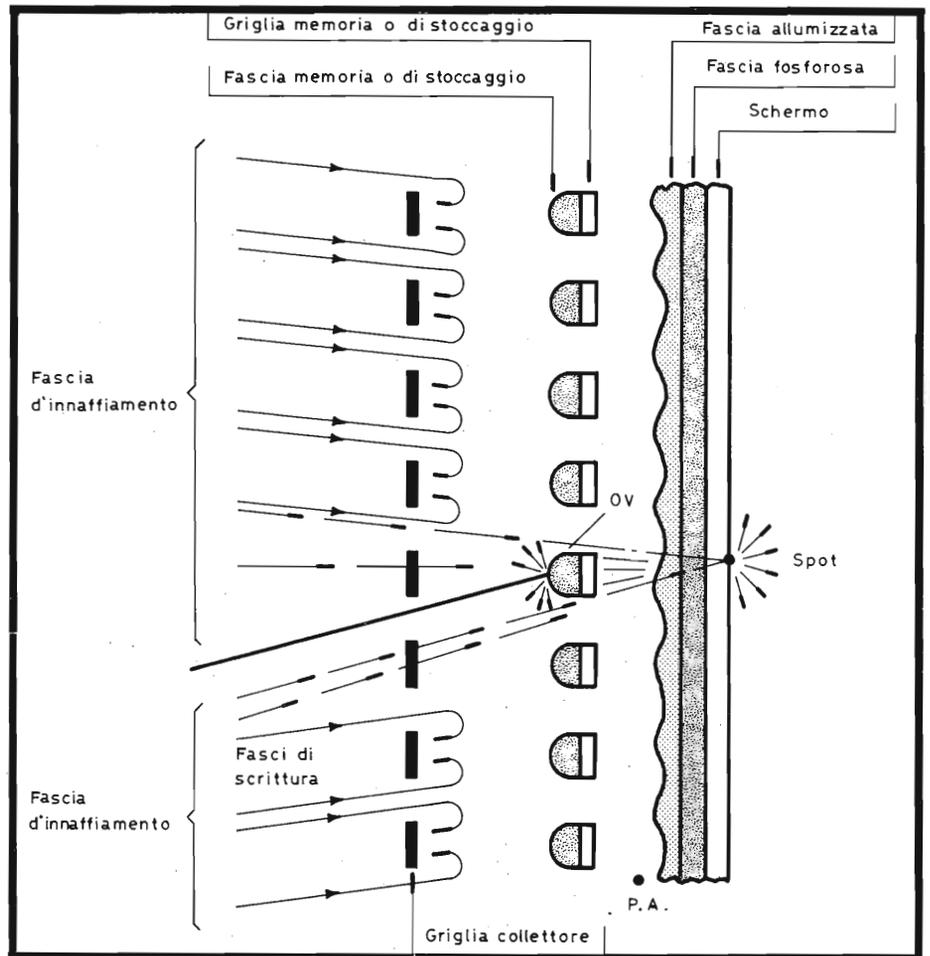


Fig. 13 - Le cariche positive del fascio di scrittura consentono agli elettroni del fascio d'innaffiamento di giungere fino allo schermo del T.R.C. a memoria «mezza-tinta».

può rimanere indefinitamente in memoria sino a che gli elettroni del fascio di trattenimento non colpiscono il dielettrico della fascia a memoria.

In realtà le cose non stanno in questi termini. In pratica i T.R.C. contengono dei gas che vengono ionizzati dagli elettroni dei fasci di trattenimento e dagli ioni positivi che caricano la fascia memoria, il che ha per effetto di portare nel tempo ad una traccia via via più estesa che raggiunge limiti tali da rendere intelleggibile l'esame del segnale registrato, come rappresentato in figura 14-A, 14-B e 14-C.

Per protarre al massimo questo fenomeno, bisogna ritardare l'azione dei carichi ionizzati, la soluzione a questo problema consiste nell'innaffiare la fascia memoria in modo discontinuo ed intermittente,

il che avrà per effetto la diminuzione dell'intensità luminosa della traccia sullo schermo. In questo caso la quantità di elettroni che giungono allo schermo non è molto importante.

Certi oscilloscopi equipaggiati con T.R.C. memoria a persistenza variabile offrono la possibilità di visualizzare l'informazione memorizzata secondo due configurazioni:

- 1) con una luminosità sullo schermo delle (o della) traccia di un certo livello, ed in questo caso i tempi massimali di memorizzazione sono sensibilmente ridotti.
- 2) con la luminosità sullo schermo delle (o della) tracce appena sufficiente da permettere un buon esame del segnale registrato in memoria, ed in questo caso il tempo massimale di memorizzazione è molto più lungo.

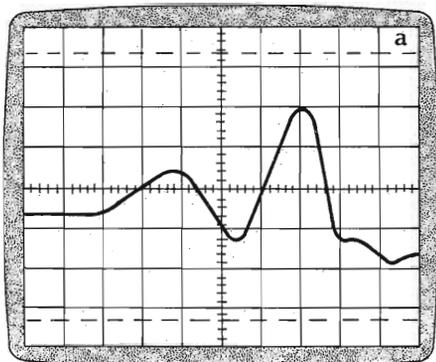


Fig. 14-a - L'oscillogramma d'una traccia memorizzata, si noti la traccia fine che permette un esame preciso.

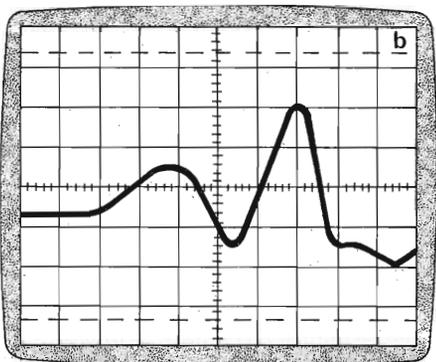


Fig. 14-b - Lo stesso oscillogramma visto precedentemente ma dopo un tempo di circa 10 o 15 minuti, si può constatare che la traccia si è espansa.

Nel primo caso, come già detto la fascia memoria sarà inaffiata più energicamente che nel secondo caso. Per ottenere una distribuzione variabile di questo inaffiamento di elettroni sulle fasce di

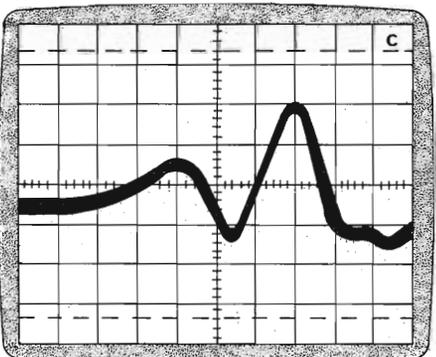


Fig. 14-c - Segnale della fig. 14-a memorizzato da più di un'ora, lo schermo incomincia ad assumere la stessa luminosità della traccia.

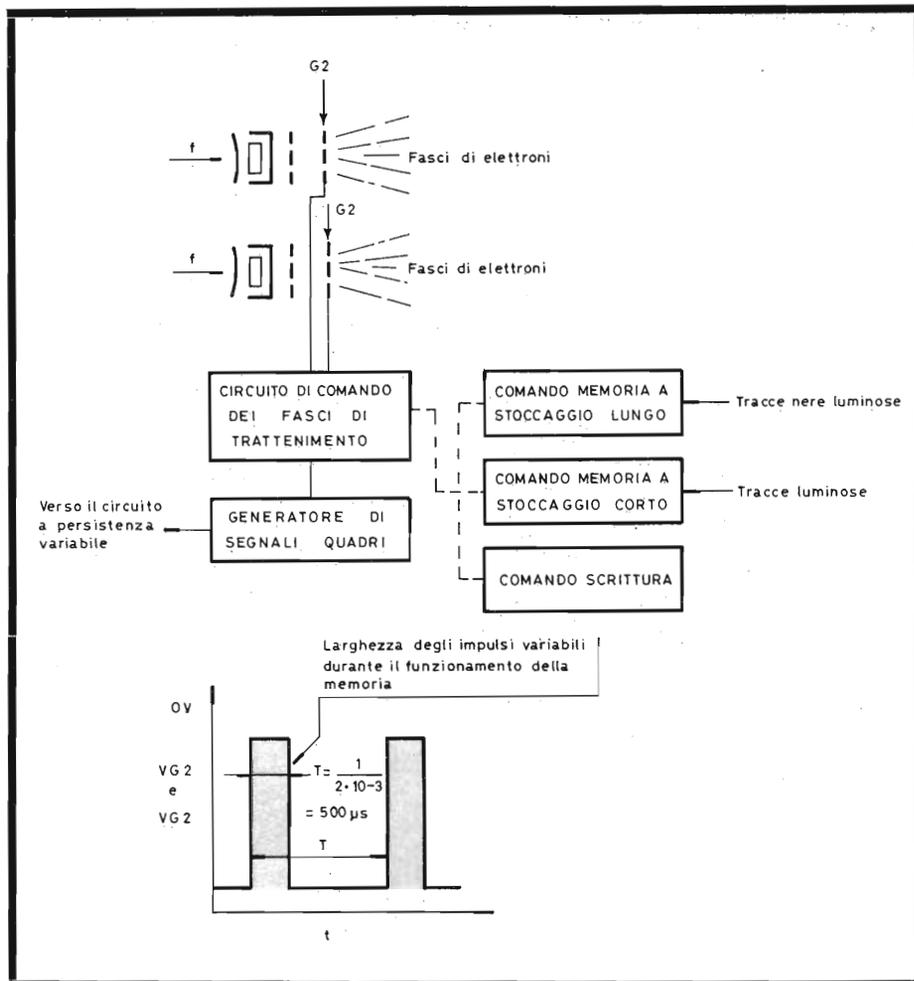


Fig. 15 - Schema a blocchi di un comando dei tempi di memorizzazione.

trattenimento, gli elettroni acceleratori dei fasci di trattenimento vengono comandati dal circuito elettronico di comando della memorizzazione, che ha il compito di derivare degli impulsi ove l'ampiezza e la larghezza polarizzano più o meno e con tempi variabili gli elettrodi G_2 e G_3 (vedere figura 15).

Per questo fatto la luminosità del segnale memorizzato riportata sullo schermo varia linearmente secondo la larghezza degli impulsi, ed il sistema di rappresentazione in memoria è regolato in modo da ottenere una luminosità minima; lo impulso è pressoché nullo ed i tempi di stoccaggio sono massimali.

La cancellazione delle informazioni stoccate della memoria può essere fatta in tre modi:

- 1) con un comando manuale (cancellazione manuale)

- 2) automaticamente con il sistema di funzionamento a persistenza variabile (cancellazione progressiva)
- 3) automaticamente al termine di ogni spazzolamento.

Notiamo che la cancellazione consiste nell'informare il potenziale della superficie fascia di stoccaggio.

Esaminiamo la cancellazione manuale, in questo sistema di cancellazione il potenziale della griglia a memoria varia secondo la curva della figura 16-A e nello stesso tempo, avviene la variazione del potenziale della fascia memoria come rappresentato in figura 16-B.

Operando sul comando cancellazione (istante t_1 della figura 16-A) il potenziale della griglia memoria viene portato allo stesso potenziale della griglia collettrice.

Per effetto capacitivo, la fascia

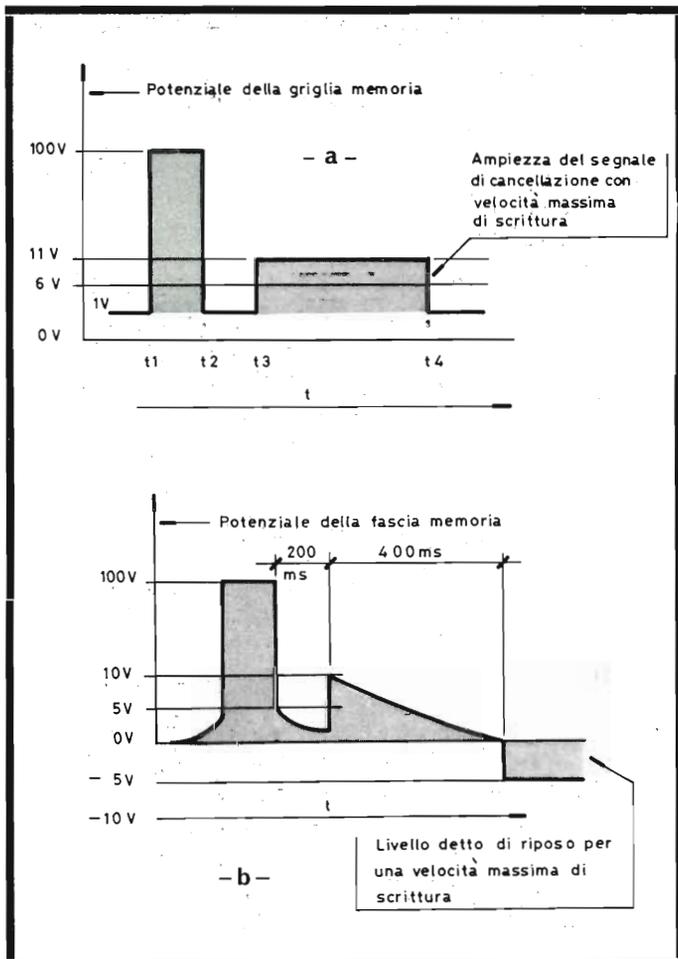


Fig. 16-a e b - Rappresentazione dei potenziali delle griglie e delle fasce memoria durante i cicli di cancellazione.

memoria viene elevata pressoché allo stesso potenziale. Di fatto alorché la superficie della fascia memoria viene bombardata con elettroni la cui energia è superiore al primo punto d'incrocio, V_1 della figura 5, tutto il potenziale di questa superficie diviene molto positiva e tutte le informazioni memorizzate sulla fascia memoria vengono eliminate (il potenziale della superficie della memoria non può andare oltre i 100 V). In effetti il collettore, in questo caso, respingerà gli elettroni emessi verso la fascia memoria tendenti a ridurre il suo potenziale.

Quando il comando di cancellazione manuale viene rilasciato (istante t_2 della figura 16-A) la griglia memoria ritorna ad un potenziale di +1 V e la superficie della fascia memoria sempre per accoppiamento capacitivo ritorna a potenziale

0 V grazie all'azione degli elettroni dei fasci di trattenimento.

Dopo circa 200 ms (istante t_3 della figura 16-A) la griglia memoria ritorna automaticamente a livello +11 V che viene mantenuto, nel nostro esempio, per 400 ms.

Ben inteso la superficie della fascia memoria per la ragione già citata dell'accoppiamento capacitivo è portata al potenziale di +10 V, questo potenziale sotto l'azione dei fasci di trattenimento diminuisce progressivamente sino a 0 V. Dopo questo tempo di 400 ms (istante t_4 della figura 16-A) la griglia memoria ritorna a potenziale +1 V, e di conseguenza la fascia memoria viene portata a -10 V.

Il ciclo di cancellazione è quindi terminato ed il bersaglio memoria è pronto a ricevere una nuova informazione dallo stoccaggio.

Per ciò che concerne la cancel-

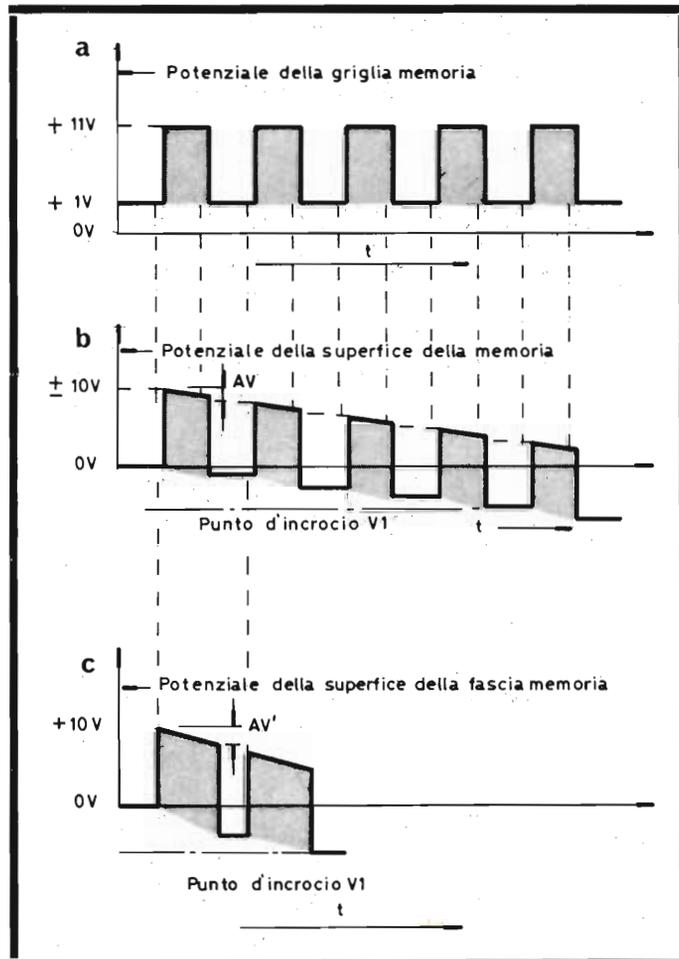


Fig. 17-a - Potenziale della griglia memoria nell'impiego con sistema a persistenza variabile.

Fig. 17-b - Potenziale della fascia memoria nello stesso caso a).

Fig. 17-c - Come in b, ma con tempo di persistenza meno lungo (maggiore larghezza degli impulsi).

lazione automatica, è necessario che il T.R.C. abbia la caratteristica di funzionamento a persistenza variabile. Questo sistema prevede una regolazione manuale che varia i tempi della memorizzazione, secondo i casi, dai 0.3 alle decine di minuti.

In questo sistema di cancellazione, il ristabilimento del potenziale della superficie della fascia memoria ad un valore inferiore a quello del punto d'incrocio V_1 della figura 5 non viene più ottenuto con un impulso di cancellazione, ma dopo un numero più o meno grande di questi impulsi. Questi vengono creati da un generatore di segnale quadro (con frequenza di cir-

ca 2 kHz) il quale è unito tramite un circuito di comando agli elettrodi acceleratori dei fasci d'innaffiamento. In tal modo il potenziale della fascia memoria è proporzionale alla forma di questi impulsi come rappresentato nelle figure 17-A, 17-B, e 17-C.

Come nel caso della cancellazione manuale, il potenziale della superficie della fascia memoria segue le variazioni del potenziale della griglia memoria.

Tuttavia, durante ogni ciclo di cancellazione, la superficie della fascia memoria acquisisce un potenziale più positivo, e così capta gli elettroni dei fasci di trattenimento il che porta ad abbassare il potenziale di 1 V.

Se questa procedura viene ripetuta più volte, il potenziale di riposo a livello della fascia memoria si approssimerà al livello V_1 del punto d'incrocio ed il fenomeno registrato verrà cancellato. Aumentando la larghezza degli impulsi (figura 17-C) la caduta del potenziale della superficie della fascia memoria diviene molto elevato ed il numero dei cicli di cancellazione è troppo piccola affinché l'informazione stoccata scompaia totalmente.

In effetti la regolazione dei tempi di persistenza viene ottenuta facendo variare la larghezza degli impulsi diretti sulla griglia G_2 e G_3 della figura 15.

L'oscillogramma della figura 18 rappresenta la visualizzazione d'un segnale ripetitivo in condizioni di funzionamento a persistenza variabile. Si può notare che in questo caso l'inizio della traccia si cancella nel momento in cui appare il secondo spazzolamento e quindi la nuova traccia. Per ottenere questo risultato, è sufficiente regolare i tempi di permanenza in modo proporzionale alla frequenza del segnale da studiare e alla velocità dello spazzolamento della base dei tempi dell'oscilloscopio.

Per quanto concerne la cancellazione automatica al termine dello spazzolamento, viene impiegato lo impulso di ritorno dello spot che comanda (tramite un circuito speciale il ritorno obliquo) il circuito di cancellazione ed il processo

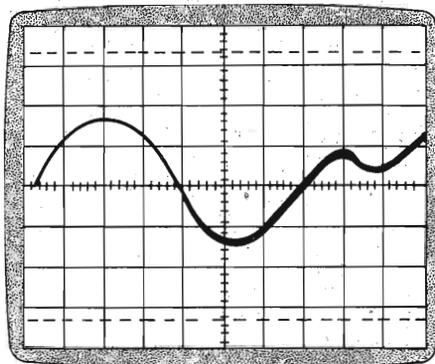


Fig. 18 - Oscillogramma rappresentante un segnale ripetitivo con il sistema a persistenza variabile.

è quindi identico a quello descritto per la cancellazione manuale (figura 19).

Funzionamento di T.R.C. a memoria mezza-tinta come T.R.C. convenzionale

L'impiego di un T.R.C. a memoria non è limitato alle sole possibilità di memorizzazione, esso deve poter venire impiegato anche come un T.R.C. convenzionale.

Ciò può essere facilmente ordinato sopprimendo i fasci di trattenimento e portando la griglia collettore a 0 V, l'azione dovuta al bombardamento degli elettroni sulla fascia memoria non consente più a questa di assumere un potenziale diverso da 0 V. Così la parte memoria di T.R.C. viene inibita ed il tubo è utilizzabile come un tubo tradizionale.

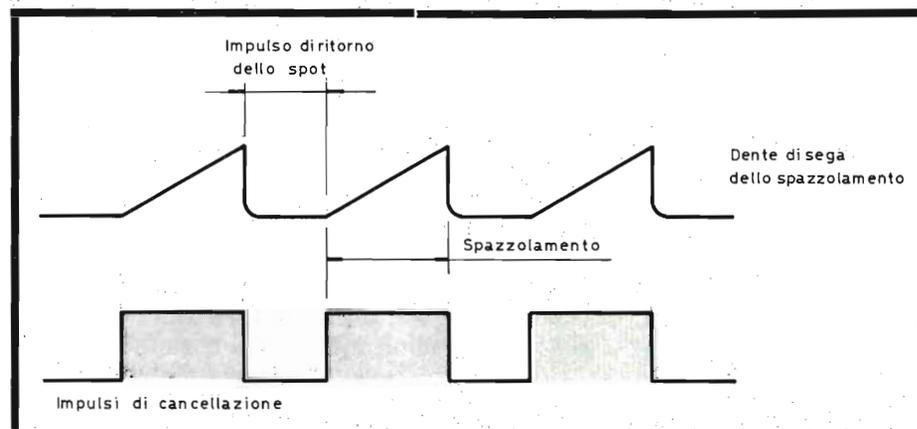


Fig. 19 - L'impulso di cancellazione del ritorno di spazzolamento può comandare il circuito di cancellazione della memoria (la sua larghezza deve essere tale da permettere la cancellazione).

Tubo a raggi catodici a velocità di scrittura molto rapida

Abbiamo visto che un T.R.C. a memoria «mezza-tinta» o a persistenza e memoria variabile persistente ha fra i tanti vantaggi, rispetto ad un T.R.C. amemoria bistabile una velocità di scrittura molto più elevata. Orbene questa caratteristica velocità di scrittura che è sempre più richiesta nei circuiti moderni, è necessaria per registrare dei segnali, dove i tempi di salita sono nell'ordine di qualche nanosecondo.

Con una memoria del tipo mezza tinta, più la scrittura è elevata, più i tempi di memorizzazione sono corti. In effetti il segnale memorizzato scomparso più rapidamente della luminosità con la quale è stato registrato, necessariamente ad un livello basso, quindi per utilizzarlo dobbiamo conciliare i due fattori, velocità di scrittura elevata e tempi di memorizzazione sufficientemente rapidi da permettere un esame come dettagliato del segnale registrato.

Ci sono generalmente dei segnali rapidi non ripetitivi da studiare.

Per raggiungere i vantaggi citati, è stata recentemente studiata una tecnologia che dà la soluzione pratica. Questa tecnologia consiste nel porre davanti alla griglia memoria classica di un «mezza-tinta» una seconda griglia a memoria bistabile.

La griglia memoria deve poter registrare un segnale molto rapido, in tal modo il passaggio della

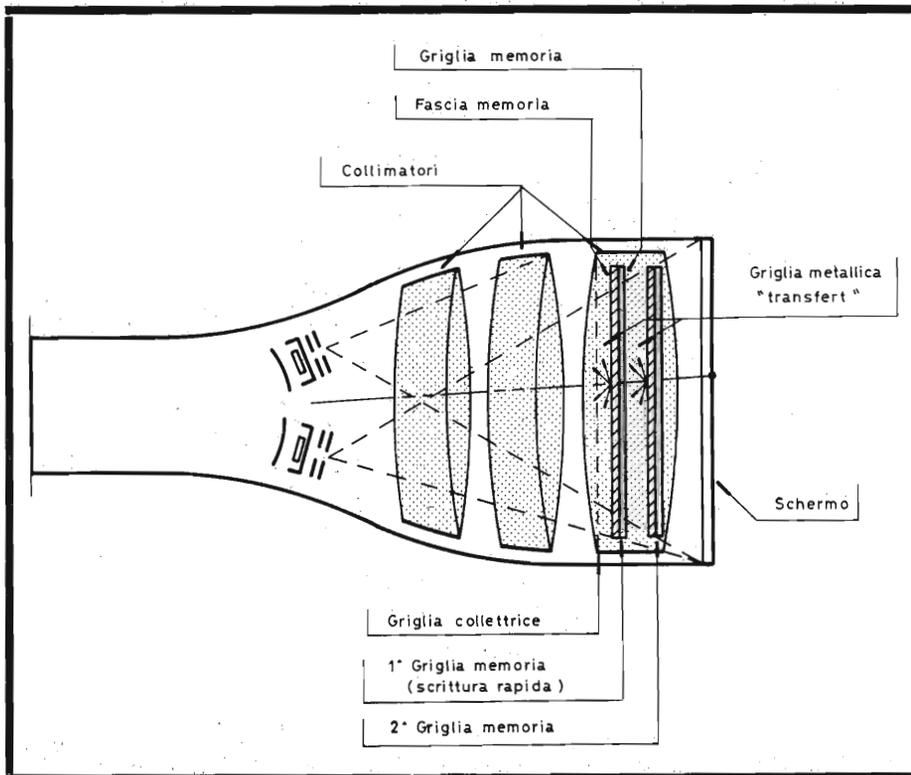


Fig. 20 - Struttura di un T.R.C. a memoria con griglia metallica di «transfert».

fascia del dielettrico raggiunge un livello sufficientemente alto in funzione della piccola capacità fra le fasce. Il segnale registrato su questa prima griglia è quindi rapidamente trasferito su una seconda griglia memoria. In effetti per la bassa capacità della prima griglia memoria; l'effetto degli ioni (che noi abbiamo già esaminato) distruggeranno rapidamente il segnale registrato e ciò permetterà uno stoccaggio molto veloce di questa prima informazione sulla seconda griglia.

Per la registrazione di un segnale sulla prima griglia memoria, il processo è strettamente identico a quello che abbiamo esaminato nel caso della memoria «mezzatinta».

Affinché l'informazione venga subito trasferita alla seconda griglia, bisogna applicare a quest'ultima griglia una tensione positiva tale da permettere agli elettroni dei fasci di trattenimento di passare localmente al livello delle zone sensibilizzate dalla prima griglia di memoria.

Se la seconda griglia memoria

è allo stato adatto, cioè il potenziale della superficie del suo dielettrico è negativo, questa raccoglie nel tempo dovuto la tensione positiva ad essa applicata dagli elettroni che hanno superato la prima griglia memoria. Così delle cariche locali appaiono su questa griglia memoria grazie alle prime portando il potenziale della prima griglia memoria a quello della griglia collettrice, (allo scopo di permettere il passaggio del fascio d'innaffiamento o di trattenimento) e l'informazione può essere visualizzata sullo schermo di un T.R.C.

La scrittura potrà essere visualizzata quindi per un tempo tanto più lungo quanto maggiore sarà la capacità fra la fascia memoria e griglia memoria, il che si verifica generalmente nel caso di questi tipi di T.R.C.

La figura 20 rappresenta la struttura interna di un tubo a raggi catodici memoria «transfert», mentre la figura 21 rappresenta le tensioni applicate alle griglie ed alle fasce delle memorie per le tre operazioni di scrittura, di trasferimento e di cancellazione.

Nel caso sia necessario aumentare i tempi della memorizzazione, la seconda griglia memoria può essere del tipo bistabile.

Quest'ultima soluzione non può essere tuttavia applicata senza diminuire la velocità di scrittura.

Va da sé che l'impiego d'un oscilloscopio memoria con griglia di «transfert» è un po' più complesso degli altri apparati classici e che richiede una certa esperienza anche in considerazione che l'ingresso di questo apparato è molto sensibile.

Conclusione

Questo articolo riservato ai T.R.C. a memoria non sarebbe completo se non citassimo rapidamente una altra forma di messa in memoria che va sempre più sviluppandosi, si fa riferimento alla memoria numerica, che tuttavia non impiega un T.R.C. speciale.

In effetti le informazioni vengono stoccate in un circuito memoria del tutto indipendente dal T.R.C. Per fare ciò, se necessario amplificato, il segnale da memorizzare viene inviato alle entrate verticali dell'oscilloscopio. Il segnale viene quindi inviato ad un convertitore analogico numerico e successivamente ad un circuito memoria numerico. Le informazioni immagazzinate nella memoria possono essere visualizzate in qualsiasi momento. Per fare ciò è sufficiente convertire i livelli analogici tramite un convertitore, adatto allo scopo, infine degli appropriati amplificatori pilotano le placchette di deviazione verticale del T.R.C.

Lo schema a blocchi (semplificato) d'un oscilloscopio memoria numerica (OS4000 della Gould Advance) viene rappresentato in figura 22.

Questo sistema di mettere in memoria delle informazioni numeriche, offre numerosi vantaggi fra i quali ad esempio: oltre alla possibilità di visualizzare in qualsiasi momento il contenuto della memoria (l'apparecchio può funzionare in modo normale mentre la memoria trattiene delle informazioni) quello di poter visualizzare per un tempo indefinito il contenuto della memoria stessa senza che l'utiliz-

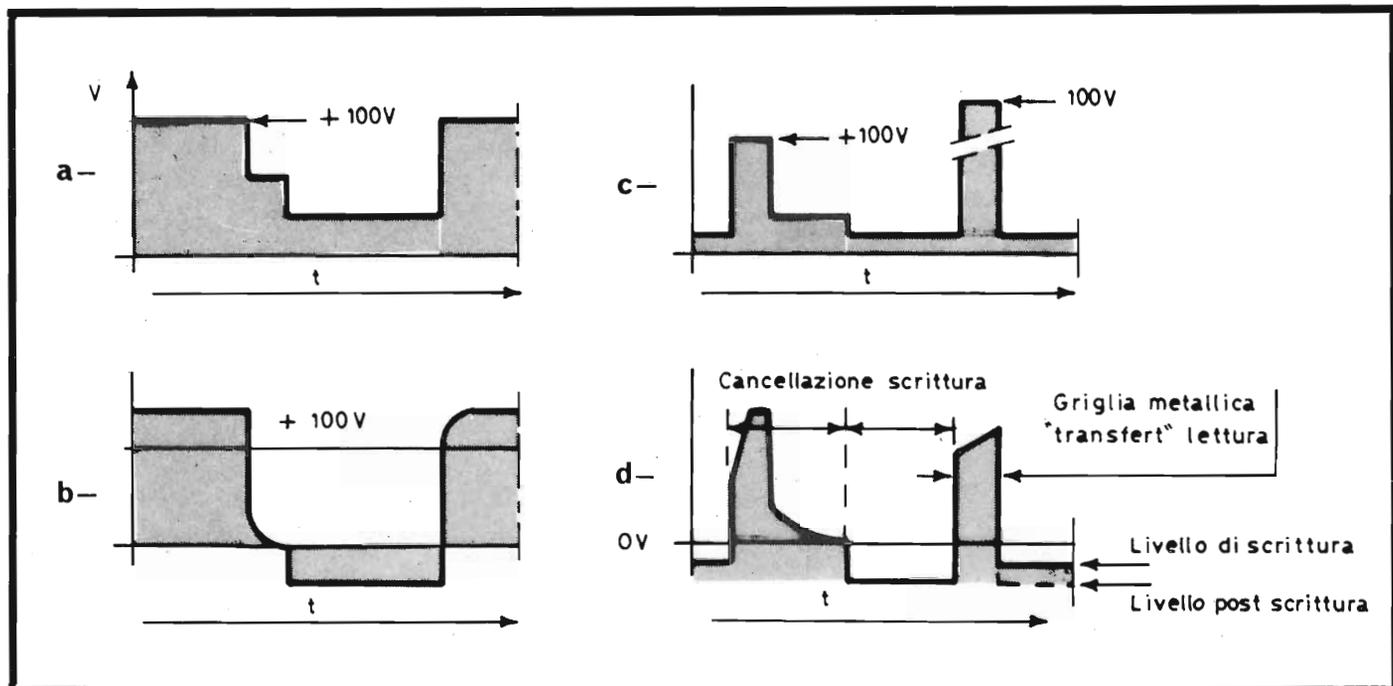


Fig. 21 - Tensioni alle griglie e fasce di memoria di un T.R.C. a griglia di trasferimento. a) prima griglia memoria; b) seconda griglia memoria; c) prima fascia memoria; d) seconda fascia memoria.

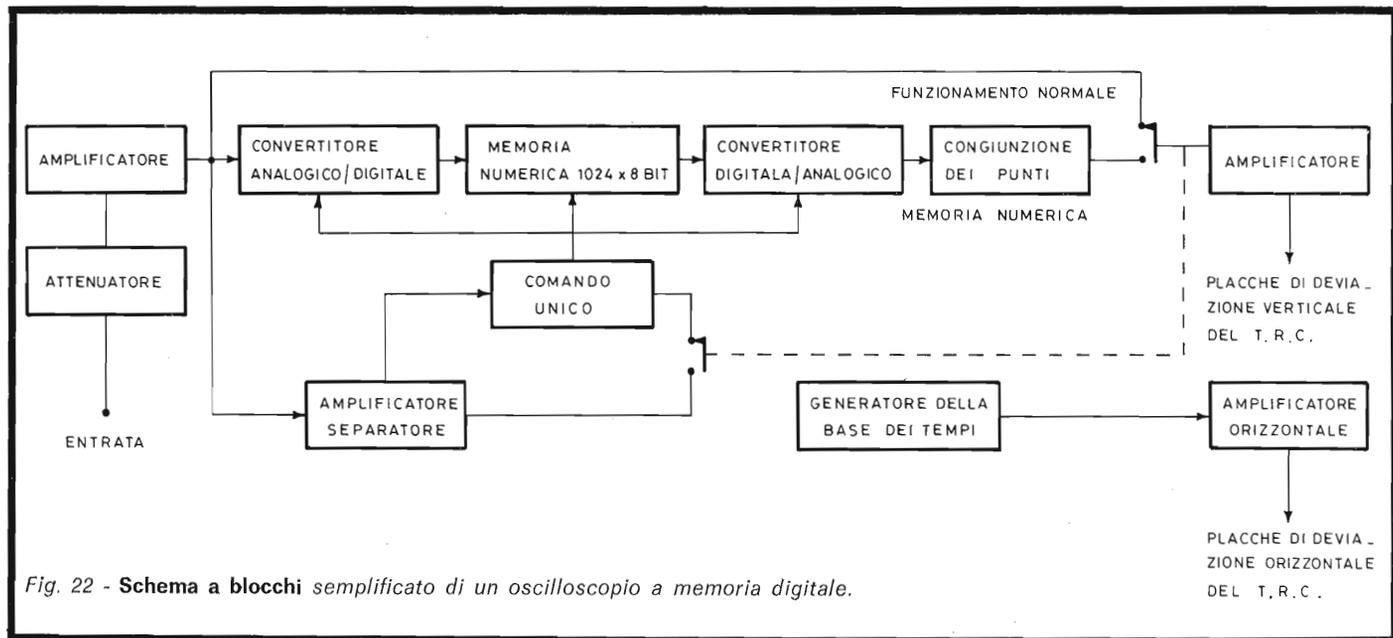


Fig. 22 - Schema a blocchi semplificato di un oscilloscopio a memoria digitale.

zatore venga disturbato dall'apparizione di tacche sullo schermo. Inoltre lo sviluppo di un segnale nel tempo può essere riprodotto sullo schermo per le sole parti di scritte più significative, a scelta dell'operatore.

Esiste tuttavia una limitazione nella capacità di memoria di tale apparato, che per contenere il co-

sto a prezzi competitivi, deve limitare le sue caratteristiche entro certi limiti che ci permettono tuttavia di esaminare in memoria segnali molto rapidi.

La nostra conclusione è molto semplice, il tecnico che intende impiegare oscilloscopi equipaggiati con T.R.C. a memoria deve fare la sua scelta, tenendo presente

quali caratteristiche di velocità di scrittura corrispondano ai suoi bisogni. In effetti secondo i tipi di tubi impiegati, questa velocità di scrittura può essere di qualche μs o di diverse migliaia di μs con una qualità di visualizzazione tale da permettere un'analisi dettagliata del segnale.

ELECTRONICHE APPLICATION N. 8 - 1978-79.

Regolatore a 3 terminali

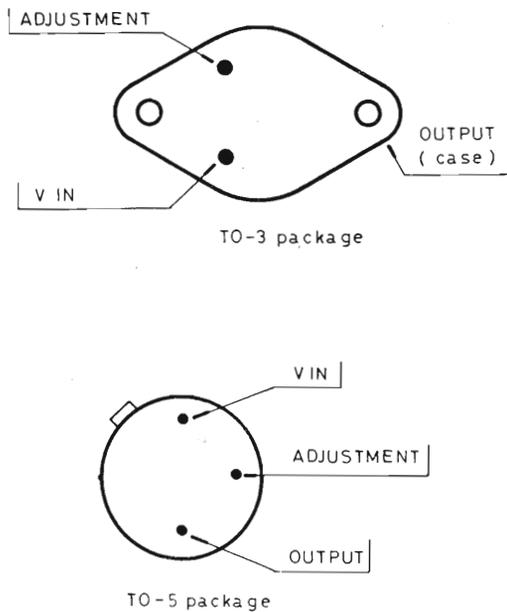


Fig. 1 - Struttura e disposizione dei terminali di entrambe le versioni del circuito integrato LM117, viste dal di sotto.

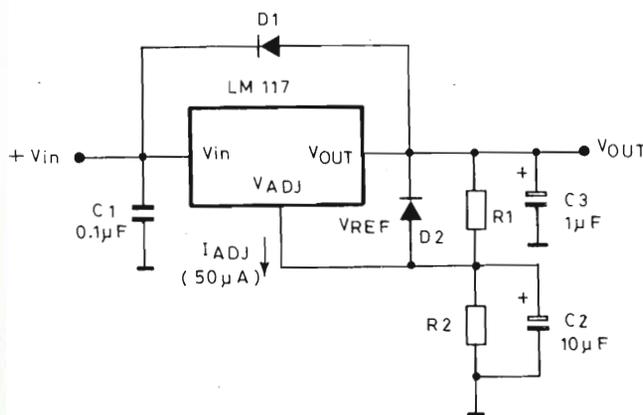
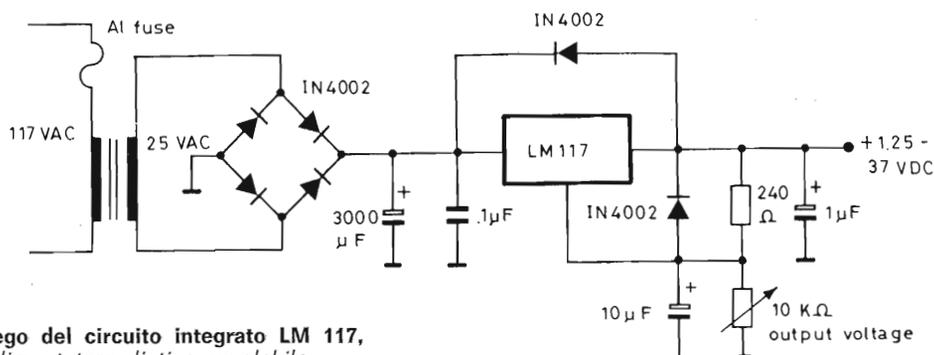


Fig. 2 - Circuito di principio del regolatore di tensione che può essere realizzato con questo tipo di circuito integrato.



Possibilità di impiego del circuito integrato LM 117, per realizzare un alimentatore di tipo regolabile

In questa occasione il circuito integrato al quale ci riferiamo è il regolatore di tensione calibrabile a tre terminali, tipo LM 117, prodotto dalla National Semiconductor Corporation.

Chiunque abbia provato a realizzare circuiti sperimentali impiegando circuiti integrati di tipo analogico e di tipo digitale avrà probabilmente acquistato una certa familiarità con alcuni dei diversi tipi di regolatori di tensione

Descrizione Generale

Il dispositivo tipo LM 117 è un regolatore di tensione positiva a tre terminali, di tipo calibrabile, a circuito integrato, che corrisponde ad un circuito costituito da ventisei transistori, ventisei resistori, tre condensatori e tre diodi zener. Esso è in grado di fornire una corrente di uscita di intensità maggiore di 1,5 A, con una gamma della tensione di uscita compresa tra 1,2 e 37 V. Il circuito integrato viene fornito sia in contenitore TO-5 (con la sigla LM 117K), sia in contenitore TO-3 (con la sigla LM 117H), come si osserva alla figura 1.

Il principio di funzionamento

Come si può rilevare nel circuito di principio illustrato alla figura 2, il circuito integrato tipo LM 117 sviluppa internamente una tensione di riferimento di 1,25 V (V_{REF}), tra i terminali di uscita e di regolazione

di tensione tipo LM 117

di G. Brazioli

fissi a tre terminali. Tra questi figurano il tipo LM 309 (da +5 V), la serie 7800 (da 5 a 24 V), e la serie LM 340 (anch'essa da 5 a 24 V). Attualmente è stato messo a disposizione degli interessati anche un regolatore a tre terminali, la cui tensione di uscita è invece programmabile, e che risulta quindi particolarmente utile per la realizzazione di un alimentatore regolabile semplice, ma di grande efficienza.

(rispettivamente OUTPUT e ADJUSTMENT).

Dal momento che la suddetta tensione di riferimento è di valore costante ai capi di R1, si ottiene anche il passaggio di una corrente di intensità costante (I_{ADJ}) attraverso il resistore di uscita R2, la cui intensità tipica è di 50 μ A. Di conseguenza, la tensione di uscita può essere calcolata mediante la semplice formula che segue:

$$V_{OUT} = (1,25) \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) + (50 \mu A) (R2)$$

Per fare un esempio, supponiamo che R1 abbia il valore di 1 k Ω e che R2 abbia invece il valore di 5,6 k Ω . In tal caso, la tensione di uscita corrisponderà a:

$$\begin{aligned} V_{OUT} &= (1,25) \left(1 + \frac{5,6 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega}\right) + (50 \mu A) (5,6 \text{ k}\Omega) \\ &= (1,25) (6,6) + 0,28 = 8,53 \text{ V} \end{aligned}$$

Per poter svolgere un'azione di protezione nei confronti di eventuali cortocircuiti, il regolatore presenta un sistema di limitazione della corrente interna al valore di circa 2 A, la quale intensità rimane costante col variare della temperatura. Il condensatore di filtraggio a disco da 0,1 μ F (C1) è di grande importanza se il circuito integrato LM 117 viene sistemato ad una certa distanza dalla sorgente della tensione di ingresso. Conviene installarlo dal lato più sicuro; comunque, i condensatori sono sempre componenti di tipo economico! In aggiunta, si fa uso di un condensatore al tantalio del valore di 10 μ F (C2) per migliorare l'eliminazione dell'ondulazione residua fino ad almeno 80 dB per qualsiasi livello di uscita.

Quando si fa uso di condensatori esterni con qualsiasi regolatore a circuito integrato, è buona norma impiegare diodi di protezione per evitare che questi condensatori si scarichino attraverso i punti a bassa intensità di corrente tramite il regolatore, come risulta evidente anche alla figura 2. Di conseguenza, D1 ha appunto il compito di proteggere C2, mentre D2 protegge la capacità C2.

Un'utile applicazione

Se i principi esposti sono risultati sufficientemente chiari, è molto probabile che a questo punto risulti evidente la possibilità di impiegare il circuito integrato tipo LM 117, per realizzare un alimentatore a corrente continua di tipo regolabile. Adottando il circuito di figura 3, è stato possibile ottenere appunto questo risultato.

Variando il valore di un unico resistore, possiamo disporre di una tensione di uscita variabile da 1,2 a 37 V. Come sarebbe possibile realizzare un alimentatore regolabile di tipo più semplice?

Al momento in cui questo testo è stato redatto, la National Semiconductor aveva appena presentato un nuovo tipo di regolatore di tensione negativa di tipo calibrabile a tre terminali, sotto la sigla LM 137. In una prossima occasione descriveremo anche questo nuovo dispositivo, e prenderemo in considerazione le sue possibilità di impiego per realizzare un alimentatore regolabile ad uscita positiva e negativa, con entrambe le sezioni in grado di fornire una corrente di uscita di almeno 1,5 A. Nel frattempo, preannunciamo che nella prossima occasione ci occuperemo anche del lampeggiatore/oscillatore contraddistinto dalla sigla LM 3909.



MISCELATORE MICROFONICO UK713



Mixer amplificato predisposto per servire cinque stazioni microfoniche, costituisce un indispensabile accessorio per la regia di conferenze stampa, tavole rotonde, dibattiti alla radiotelevisione oppure in sale pubbliche o private. Per impianti di traduzione simultanea o per funzioni religiose, per trattenimenti musicali.

Prestazione sobria ed elegante e circuito elettrico di alto rendimento.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Alimentazione	: 220 Vc.a. 50-60 Hz
Impedenza d'ingresso	: 10 k Ω
Sensibilità (0,7 Vu)	: 0,5 mV
Impedenza d'uscita	: 3000 Ω
Livello max uscita	: 3 V
Guadagno	: 60 dB
Distorsione	: 0,15 %
Dimensioni	: 245 x 145 x 60 mm.
Peso	: 1100 gr.



Fig. 1 - Immagine formata da un sensore CCD con 10.000 fotoelementi.

CCD: espedienti di cariche per

di Domenico Serafini

In questi ultimi tempi si sono andati facendo strada alcuni tipi di esploratori video completamente a stato solido, come i CCD (Charge Coupled Device), i CID (Charge Injection Device), ed i BBD (Bucket Brigade Device).

Il CCD, altrimenti detto ETC (Espediente a Trasferimento di Cariche) è stato sviluppato nel 1970 nei laboratori della Bell dal fisico Willard Boyle, ed ha avuto la sua prima applicazione pratica nel 1972.

Questi sensori sono ad autoscansione (non richiedono la deflessione) ed operano con tensioni negli ordini di $10 \div 15$ V.

Uno dei primi CCD, impiegato come sensore in una telecamera, era formato da 10.000 fotoelementi in un chip di 25×32 mm visibile in figura 1. Oggi possiamo contare chips di 50.000 e più fotoelementi, figura 2. Considerando che per ogni quadro i comuni ricevitori TV commerciali, sono in grado di rappresentare solamente 21.000 aree elementari, delle 367.000 trasmesse; ci possiamo rendere conto come un chip CCD di 250.000 fotoelementi possa essere impiegato anche per usi TV professionali. Per quanto riguarda l'energia, un CCD di 250.000 fotoelementi dissiperebbe $100 \mu\text{W}$.



Fig. 2 - Un CCDc sviluppato dalla IBM paragonato ad un comune Vidicon. Il chip misura $25 \times 37,5$ mm e contiene 150.000 fotoelementi.

Un CCD consiste di tre strati: il materiale semiconduttore (tipo N o P), uno strato d'ossido dello spessore di 1.200 Angstrom, e gli elettrodi metallici tra di loro ad una distanza di $3 \mu\text{m}$.

A grandi linee possiamo dire che i CCD sono semiconduttori senza «giunzioni». Questi convertono l'energia luminosa (Quanta) in cariche che possono essere immagazzinate e, quindi, prelevate (lette o scandite) in sequenza logica.

La luce della scena, incidente sulla superficie del sensore CCD, viene trasformata in una distribuzione di cariche corrispondente ai dettagli dell'immagine ripresa. Come avviene per alcuni semiconduttori, anche nei CCD l'energia luminosa libera elettroni (cariche) pari al grado della luminosità assorbita (effetto fotovoltatico), figura 3.

Queste cariche vengono immagazzinate dai CCD, in un «well» (pozzo) figura 4 formato dal fatto che la tensione V_2 è maggiore di V_1 .

Applicando all'elettrodo 3 una tensione V_3 maggiore di V_2 , la carica si trasferisce sotto l'elettrodo 3, e così via fin quando la carica (segnale) non raggiunge figura 5 lo stadio di uscita.

In pratica quindi i CCD lavorano in tre fasi: formazione delle cariche, immagazzinaggio e trasferimento.

I tre elettrodi indicati, formano una singola cellula memoria, occupando un'area di appena $10 \times 10 \mu\text{m}^2$.

L'informazione o carica viene immagazzinata sotto un elettrodo, mentre gli altri due provvedono all'isolamento.

Per il trasferimento delle cariche si serve di un segnale pulsante (clock) a frequenza fissa. Questo fa pensare dei CCD, come dei «shift registers» (figura 6).

I sensori video CCD presentano molti vantaggi rispetto ai comuni analizzatori, tra cui: immagini senza imbrattature, alta sensibilità (intorno ai $500 \mu\text{A}$ per lumen), bassa corrente d'oscurità (rumore), eliminazione dei problemi di convergenza e, naturalmente, il vantaggio di non avere un filamento da riscaldare.

La corrente d'oscurità, generata durante il processo ricombinazione-generazione, può essere ridotta raffreddando il CCD (ciò, inoltre, fa aumentare il responso spettrale nella regione infrarossa).

Per quanto riguarda i difetti, dobbiamo dire che i CCD sono, per ora, soggetti ad imperfezioni manifatturiere come impurità, buchi, ecc. Ciò, seppur sono difetti micro-

a trasferimento telecamere

scopici, questi si trasformano in effetti *macroscopici* durante la rappresentazione televisiva.

Bisogna anche dire che, sotto particolari condizioni, la distribuzione delle cariche avviene nel senso laterale, causando il cosiddetto «blooming» (immagine ingrossata e sfocata). Un'altro difetto dei CCD è dovuto al processo di trasferimento. Il trasferimento di cariche, naturalmente, richiede un certo tempo; pertanto, specialmente alle alte frequenze video (immagini in movimento), si ha una perdita della risoluzione (l'efficienza di trasferimento è data

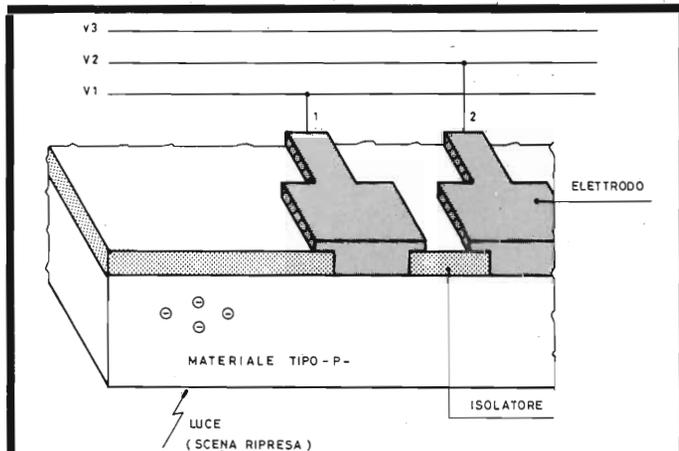


Fig. 3 - **Generatore di cariche** - L'informazione generata dalla luce incidente libera elettroni. Applicando una tensione positiva all'elettrodo 1 questi elettroni si vanno a stabilire sotto l'elettrodo 1 (carica).

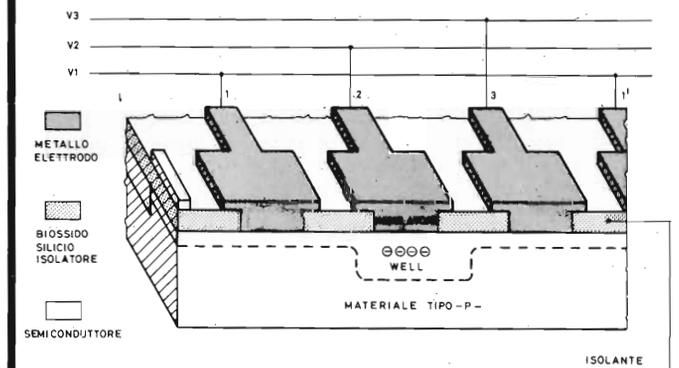


Fig. 4 - **Memoria** - La carica generata viene memorizzata, cioè racchiusa in un «well» formato dall'elettrodo 2 sotto una tensione V2 maggiore di V1.

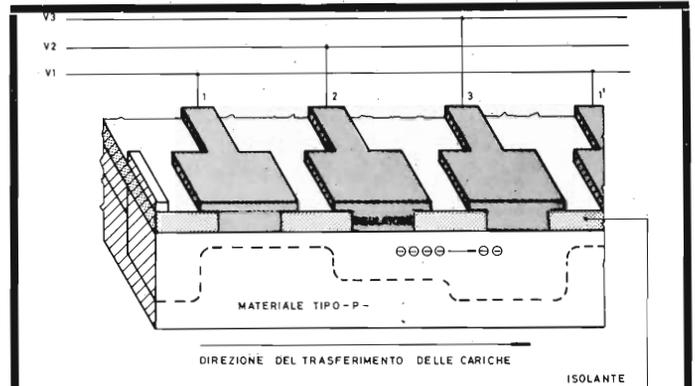


Fig. 5 - **Trasferimento** - La carica viene trasferita sotto l'elettrodo 3 dall'azione prodotta da una tensione V3 maggiore di V2.

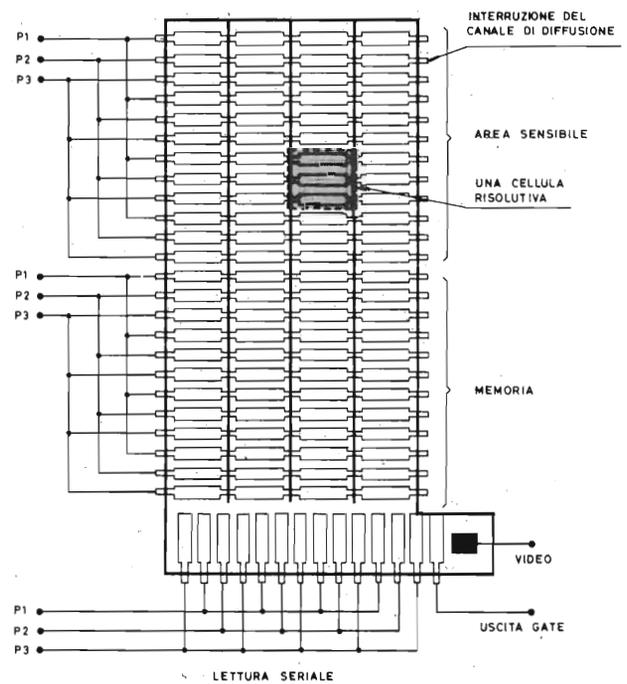


Fig. 6 - **Un comune metodo di scansione** è il trasferimento di un campo alla volta. La figura mostra un CCD a tre sezioni. La luce della scena viene trasformata in cariche le quali vengono inviate alla memoria e quindi trasferite riga per riga nella sezione d'uscita video.

dal rapporto tra le cariche trasferite e quelle lasciate indietro).

Il rapporto S/D del segnale d'uscita (video) dipende praticamente dal processo di trasferimento e dal circuito preamplificatore.

Come esempio pratico possiamo dire che, con una frequenza clock di 1 MHz, la corrente del segnale d'uscita di un CCD è di 140 nA. Il valore capacitivo d'uscita è negli ordini di 1 pF.

Il BBD non è altro che un CCD costruito in modo diverso, con la memorizzazione delle cariche attuate per mezzo di una serie di capacitance. Il BBD viene spesso indicato con il nome abbreviato CCDc, mentre il vero e proprio CCD diventa CCDs.

BOSCH Antennentechnik

LA QUALITÀ AL VOSTRO SERVIZIO



GVK 225

amplificatore
multibanda
per piccoli

impianti centralizzati.
Installazione da palo.

AMPLIFICATORI LINEA GV

TIPO	AMPLIFICAZIONE dB			TENSIONE USCITA dB μ V KMA 60 dB	RUMORE dB	INGRESSI	ALIMENTAZIONE
	BI	BIII	UHF				
GVK 225	26°	26°	21°	100	8	1xVHF - 2xUHF	+24 V/GNT 15
GVM 250B5	7	10	20	98	5	1xVHF - 2xUHF	+12/24 V/GNT 15

° Regolazione del livello.

EL-FAU s.r.l.

Importatore e distributore per l'Italia
- 20133 Milano - Via Ostiglia, 6
tel. (02) 720301 - 7490221

Assistenza TV e impianti di antenna

consulenza di Amadio Gozzi direttore CENIART

Chiunque voglia porre quesiti o richiedere fotocopie di schemi TV può rivolgersi al CENIART (Centro Nazionale Informazioni Assistenza Radio-TV). Le richieste, accompagnate dal relativo contributo (indicato dal tariffario) vanno indirizzate al: Ceniart - Via Ugo Bassi, 5 20052 Monza. Le risposte verranno fornite a stretto giro di posta. Quelle più interessanti saranno pubblicate nella presente rubrica.

IL CENIART Carlo Baldini - Modena

Da un po' di tempo a questa parte devo lamentare un certo ritardo nelle risposte alle lettere che in diverse date in ritardo nel rispondere alle lettere che in diverse date vi ho inviato. Trattandosi di richieste di schemi e consulenze che riguardano interventi su televisori arrivati in laboratorio, tale ritardo mi impedisce di risolvere i casi con la dovuta tempestività, tenuto anche conto che i clienti sollecitano in continuazione la riconsegna dei loro apparecchi. Non si potrebbe fare qualcosa per una evasione più celebre delle richieste?

Ciò che stiamo per dire le sembrerà un paradosso, ma è proprio il successo riscosso dalla rubrica (schemi e consulenze) che ha concorso a metterla in crisi. Quando iniziammo a rispondere ai riparatori, sapevamo certamente di intraprendere un'azione assai utile, in quanto conosciamo per esperienza la fame di documentazione tecnica dei tecnici del Service, specialmente dopo che è stata introdotta nel nostro paese la televisione a colori.

Da qualche decina di lettere al mese del periodo iniziale siamo passati a superare il centinaio con la conseguenza che, nonostante si siano apportati in diverse fasi alcuni aggiustamenti, ad un certo punto l'intera organizzazione è entrata in "tilt".

A questo punto eravamo giunti ad un bivio: o sopprimere la rubrica oppure mutare il tipo di organizzazione. Non pensando neppure lontanamente di seguire la prima strada, in quanto non si butta all'aria una rubrica che interessa un così gran numero di lettori, ci siamo dati da fare per organizzare una nuova struttura, autonoma nel funzionamento, ma sempre operante al servizio della rivista. È così che è nato il CENIART, il primo e unico Centro Nazionale di Informazioni per l'Assistenza Radio-TV. Finalmente anche i riparatori e gli antenisti hanno, a partire da ora, una Agenzia di Informazioni Tecniche completamente al loro servizio. Il Ceniart, di cui forniamo in *figura 1* visione del marchio, raccoglie e cataloga un grandissimo numero di pubblicazioni, schemari, servizi tecnici, libri, handbooks ed ogni altra informazione che interessi il TV Service.

Siamo già dotati di una grande quantità di materiale tecnico e pubblichiamo già un primo catalogo che inviamo a richiesta. Naturalmente, trattandosi di un servizio che deve funzionare in modo autonomo, economicamente autosufficiente, le tariffe relative ai diversi servizi non possono più essere quelle "politiche" fin'ora adottate. Per contro e a compensazione del maggior onere che i lettori dovranno sostenere, il Ceniart garantisce una maggior rapidità nelle evasioni delle richieste e una maggiore completezza delle risposte. Dopo un necessario periodo di radaggio, contiamo di poter inviare le risposte a stretto giro di posta, diciamo non oltre le quarantott'ore dal ricevimento delle lettere. Contiamo



Questo è il marchio che contraddistingue il Centro Nazionale Informazioni Assistenza Radio-TV. L'Agenzia tecnica nata per aiutare i tecnici TV e gli antenisti a risolvere i loro problemi di documentazione e consulenza.

molto nella collaborazione dei lettori per la completa riuscita di questa iniziativa che non potrà portare che vantaggi reciproci. Facciamo, in fine, notare che per gli abbonati alle riviste JCE (Sperimentare e Selezione), viene operata una riduzione sulle tariffe, per ottenere la quale è però necessario indicare la rivista alla quale si è abbonati e il numero di abbonamento. Ricordiamo pure che i contributi, uno per ogni servizio richiesto, vanno inviati contestualmente alla richiesta. Occorre cercare di evitare il pagamento in contrassegno in quanto la complicazione burocratica che ne consegue porta ad un inevitabile ritardo nell'arrivo delle risposte. Le lettere vanno inviate al:

CENIART - Via Ugo Bassi, 5 - 20052 Monza

Bianchi Remigio Roma

In laboratorio ho in riparazione un TV Grundig P 1203 nel quale il sincronismo orizzontale manifesta uno strappamento e quello verticale è instabile. Ho provato a sostituire i transistori TR 401, TR 501 e TR 411 (quest'ultimo con un equivalente poiché in negozio non ho trovato il tipo originale), ho cambiato anche molti condensatori che gravitano intorno al circuito separatore. Risultato di tutte queste prove: prima l'apparecchio perdeva i sincronismi dopo circa cinque minuti di funzionamento; ora il TV va fuori sincro già all'atto dell'accensione, nonostante che abbia rimontato in circuito i transistori originali.

Non è infrequente che un apparecchio funzioni peggio al termine delle prove che non quando era appena entrato in laboratorio, quando queste prove vengano svolte senza una procedura rigorosamente tecnica, ma piuttosto seguendo il primo impulso dell'operatore che è quello di voler risolvere il caso tambur battente. Parlando per esperienza, sappiamo che al primo approccio con un apparecchio guasto, il tecnico viene letteralmente assalito da una specie di frenesia che lo porta ad operare

in modo empirico, fidandosi troppo dell'esperienza acquisita in casi simili e sperando in tal modo di evitare quelle lunghe procedure metodiche che sono le sole a permettere di risolvere gli interventi in maniera tecnicamente valida anche se in un tempo più lungo.

Anche nel campo del Service, molto spesso la strada più lunga è quella che permette di arrivare presto e bene.

Nel caso specifico che Lei ci pone, occorrerà agire nel seguente modo: tenuto conto che il TV perdeva i sincronismi dopo qualche minuto di funzionamento, appena avvenuta l'accensione, bisognava riscaldare ogni singolo componente del circuito separatore facendo uso di un asciugacapelli e convogliando il calore sui transistori, condensatori, ecc. con un semplice imbuto da cucina. Questo, allo scopo di individuare quale fosse il componente che difettava con il calore. È probabile che agendo in questo modo si sarebbe potuto individuare in una decina di minuti al massimo quello che provocava il difetto. Comunque, il televisore lo si deve riparare in ogni caso e vediamo cosa è possibile fare per raggiungere questo traguardo. Esaminiamo innanzitutto il circuito interessato, riportato schematicamente in figura 2. Esso è costituito da tre stadi: Il TR 401 funziona come separatore di sincronismi. Il TR 501 è un circuito antidisturbo e un suo scorretto funzionamento può certamente influire sulla intera separazione. Il TR 411 funziona da invertitore, infatti la forma d'onda 5a è formata da segnali di 45 Vpp negativi, mentre quella indicata con il n. 5, consta di impulsi positivi di 5 Vpp di ampiezza. Il TR 411 che lo schema indica essere un BC 182, è probabile che non sia più reperibile e che debba venire sostituito da un equivalente. Indichiamo per questa operazione il BC 237 oppure il tipo della Sylvania denominato ECG 123A.

A proposito dei transistori del tipo ECG, si legga la risposta che diamo in questa stessa rubrica ad un lettore che ci ha fatto una domanda in proposito.

Ritornando alla nostra riparazione, le prime prove che le consigliamo sono, in ordine: sostituzione integrale dei tre transistori, sostituzione dei condensatori elettrolitici C 415 (16 μ F 350 V) e C 404 (47 μ F 16 V). Gli elettrolitici in avaria provocano i difetti più strani e tecnicamente difficili da classificare. Se queste prime prove non permettono di approdare a risultati tangibili, si passerà alla misura delle tensioni sugli elettrodi dei transistori, confrontando i valori misurati con quelli indicati sullo schema elettrico. In ogni caso, occorre tener conto che nei transistori tipo PNP, (freccia a rientrare) l'emettitore è positivo rispetto alla base, mentre il collettore, sempre rispetto alla base è negativo. Il contrario, ovviamente avviene per i transistori del tipo PNP (freccia rivolta verso l'esterno). Per una misura accurata delle polarizzazioni dei transistori, dato che si tratta di tensioni piuttosto piccole, risulta alquanto appropriato l'impiego di un voltmetro digitale con il quale si possono in pieno valutare anche differenze minime di tensione, ciò che avviene tra i valori misurati sulla base e quelli sull'emettitore che la cui differenza non deve superare gli 0,4÷0,6 V. Se nemmeno la misura delle tensioni fornisce indicazioni atte a risolvere il caso, si passerà alla osservazione oscilloscopica delle forme d'onda, partendo dalla base del TR 401, sulla quale deve essere visibile l'involuppo di modulazione video completo dei sincronismi, possibilmente non compressi da una anomala amplificazione video (AGC inefficiente?) oppure da una avaria del condensatore di accoppiamento C 401 (0,47 μ F).

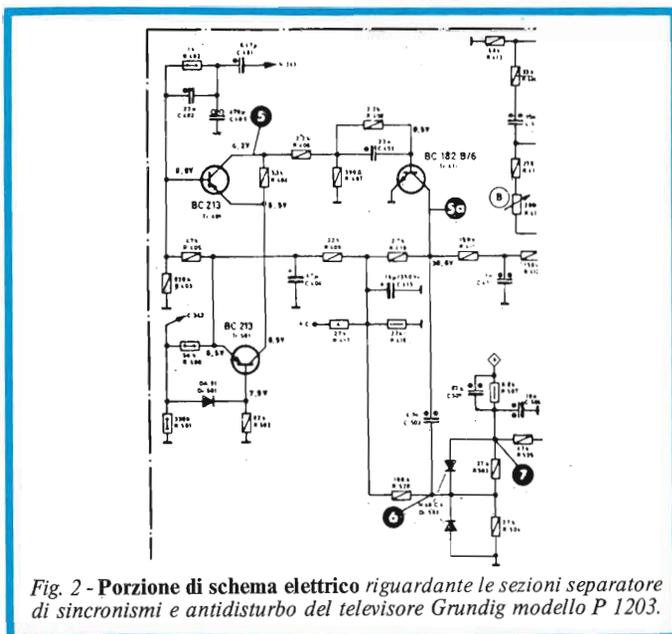


Fig. 2 - Porzione di schema elettrico riguardante le sezioni separatore di sincronismi e antidisturbo del televisore Grundig modello P 1203.

Sul collettore del TR 401 devono essere presenti, se la separazione è avvenuta correttamente, i soli segnali sincro (verticali e orizzontali) di segno positivo e con una ampiezza intorno ai 5 Vpp. Gli stessi segnali in forma e valore molto simili, si dovranno riscontrare sulla base del TR 411, all'uscita del quale si otterranno segnali negativi di 45 Vpp da inviare all'integratore verticale e al circuito CAFF orizzontale. Ultimi controlli che vanno effettuati consistono nella verifica dei singoli componenti, in particolare i diodi e i condensatori. Consigliamo di non sostituirli tutti insieme, ma uno per uno, reintegrando l'originale quando la sostituzione non porta alla risoluzione del guasto.

Sandro Spadafino Matera

Vorrei un vostro consiglio circa un problema che mi trovo assai spesso a dover risolvere a proposito delle pulsantiere di commutazione dei canali montate sui televisori.

Capita che un gran numero di esse dopo qualche tempo di funzionamento diventano difettose nel senso che alcuni o tutti i tasti non rimangono premuti una volta che siano stati schiacciati. A volte si rialzano da soli con la conseguente perdita dell'immagine e del suono. Si può fare qualcosa che non sia la pura e semplice sostituzione con una tastiera nuova?

Le indichiamo la soluzione da noi adottata per risolvere soddisfacentemente (almeno nel 90% dei casi) questo problema che pur non essendo grave ha tuttavia la sua importanza se si tiene conto che alcune tastiere arrivano a costare anche più di ventimila lire.

La scarsa tenuta dei tasti, dovuta certamente al gran numero di commutazioni che la tastiera si trova a svolgere per commutare i numerosi programmi oggi giorno ricevibili, è causata da due piccole avarie che agiscono in concomitanza: da una parte si ha un arrotondamento nella tacca di plastica che serve a bloccare il tasto nella apposita sede della linguetta scorrevole; dall'altra si verifica un indebolimento della molletta che deve richiamare in sede la linguetta metallica di blocco del tasto. La sola soluzione che abbiamo trovato per ovviare a questo inconveniente è quella di rinforzare l'azione della molla in oggetto, aggiungendovi, come viene dimostrato in figura 3, una seconda molla. Questa dovrà avere piccole dimensioni ed una azione molto elastica. Una molla troppo dura comporterebbe uno sforzo eccessivo sul tasto di commutazione, rendendo tale operazione oltremodo sgradevole.

Carlo Aragonese Ancona

Devo riparare un televisore in bianco e nero della Emerson, il modello Delfin 17, il quale è deficiente nella tenuta del sincronismo verticale. In questo apparecchio, gli impulsi di sincronizzazione sono forniti da un circuito integrato SAA700 (figura 4). Ho eseguito tutte le prove esterne al C.I. senza alcun risultato positivo. In particolare ho provato a sostituire il condensatore che porta l'impulso verticale alla griglia oscillatrice della sezione triodo della PCL85 (C 79 da 3.300 pF uscente dal piedino n. 15 del C.I.). Vorrei sostituire anche quest'ultimo, ma mi trovo

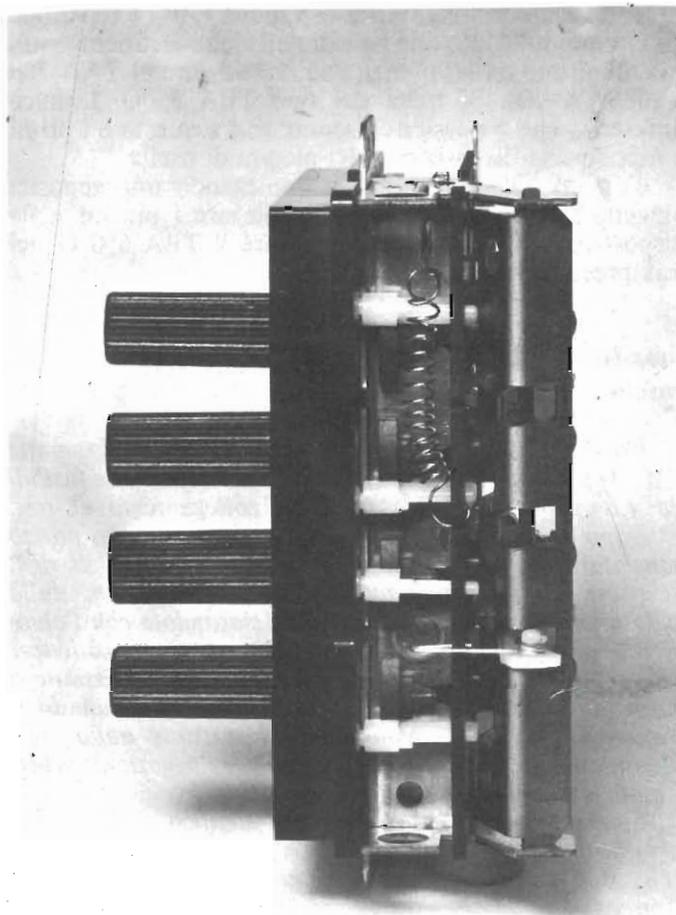


Fig. 3 - Dimostrazione di come si ripara una pulsantiera di commutazione dei canali quando la tenuta dei pulsanti risulta difettosa. È chiaramente visibile, in alto, la molla di rinforzo da aggiungere all'esterno.

a dover risolvere il seguente mistero: sul televisore è montato un SAA 700, sullo schema elettrico che vi ho inviato, è segnato un TAA 700: entrambi sono introvabili nei negozi di materiale elettronico. Vorrei sapere se esiste qualche sostituto.

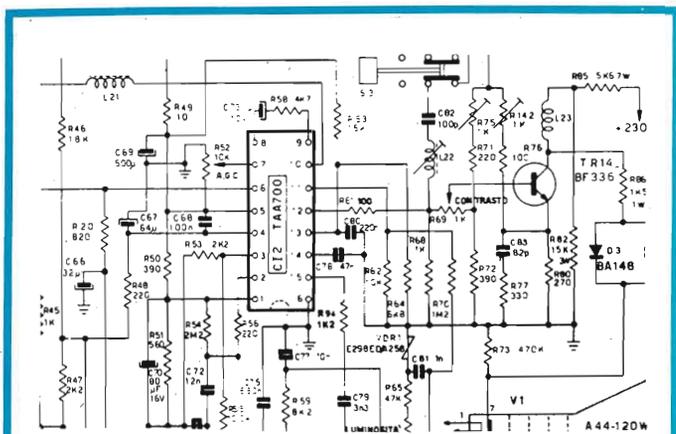


Fig. 4 - Parte di schema relativo al televisore b/n della ditta Emerson modello Delfin 17. Il circuito integrato SAA 700 il quale svolge fra le altre la funzione di separatore di sincronismi e integratore del sincro verticale, può venire sostituito anche dal tipo TAA 700 e, in mancanza di quest'ultimo, dal circuito integrato TBA 550Q.

Si tranquillizzi. Nei punti di vendita GBC è reperibile un circuito integrato che ha caratteristiche elettriche equivalenti ai due da lei menzionati, vale a dire al TAA 700 e all'SAA 700. Si tratta del tipo TBA 550Q. L'unica differenza che è possibile riscontrare fra questo e i primi è una diversa disposizione dei piedini di uscita.

Con un po' di pazienza e impiegando una apposita pinzetta non le sarà impossibile piegare i piedini nella disposizione che permetta di infilare il TBA 550 Q nei fori precedentemente liberati.

**Fausto Carlini
Imola**

Ho un SABA Ultracolor modello P 3616 micromatic CM. Appena lo si accende, bruciano di colpo i due fusibili da 1,6 A posti sui due rami del collegamento di rete.

Dopo alcune prove effettuate empiricamente, ho potuto constatare che si è guastato il transistor finale di riga. Si tratta di un semiconduttore della Telefunken, dalla sigla mai letta prima, un S 408 T. Misurandolo con l'ohmmetro, esso presenta un cortocircuito netto fra collettore ed emettitore. Non sembra che nel modulo di deflessione vi siano altri elementi guasti. Il guaio comincia quando si tratta di reperire il sunnominato transistore dalla sigla assolutamente nuova sia per me che per i negozianti presso i quali mi sono rivolto.

Sono in possesso dello schema elettrico dell'apparecchio in questione, schema di cui vi fornisco una fotocopia. (Fig. 5). Come potrete anche voi notare, su questo schema, il transistor finale di riga impiegato è un BU 208. A questo punto, la mia confusione è giunta al massimo.

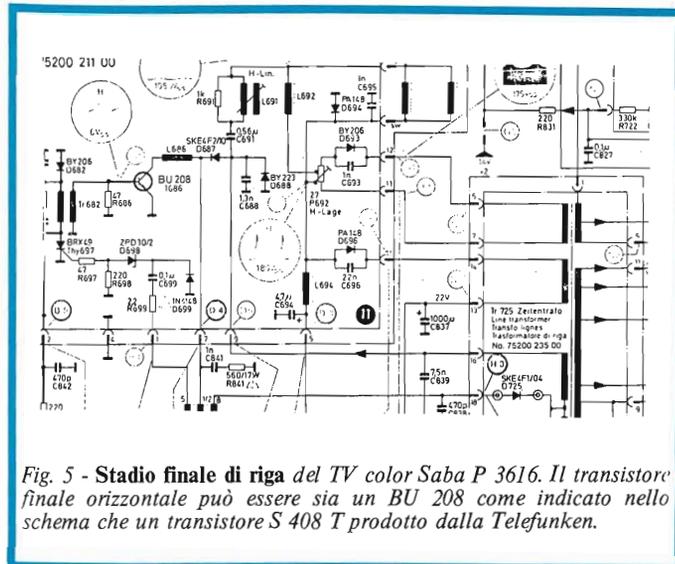


Fig. 5 - Stadio finale di riga del TV color Saba P 3616. Il transistor finale orizzontale può essere sia un BU 208 come indicato nello schema che un transistor S 408 T prodotto dalla Telefunken.

Come mai sullo schema è indicato un transistor diverso da quello montato sul TV?

La risposta è molto semplice e risolve da sola il suo problema di reperimento. I due transistori da lei menzionati, il tipo S 408 T e il BU 208 sono elettricamente intercambiabili. Se non esistono altre cause di guasto, monti sull'apparecchio un BU 208, purché si tratti di un esemplare di prima qualità (lo potrà dedurre dal prezzo di acquisto) e vedrà che il suo televisore riprenderà a funzionare perfettamente.

RIPARATORI TV !!! - ANTENNISTI !!!

Avvaletevi del Servizio di documentazione e consulenza tecnica che Vi offre il **CENIART** (Centro Nazionale Informazioni Radio-TV). Le richieste, corredate del relativo contributo (uno per ogni servizio richiesto), vanno effettuate tramite lettera. A tutti verrà risposto a stretto giro di posta.

TARIFFE * (tra parentesi sono indicate le quote ridotte per gli abbonati JCE)

Fotocopie di schemi elettrici TV b/n	uno schema L. 5.000 (4.000)
	tre schemi L. 10.000 (7.000)
Fotocopia solo schema elettrico TV color	cad. L. 8.000 (6.000)
Consulenza tecnica su riparazioni TV e impianti antenne	» L. 10.000 (7.000)
Fotocopie pagine di riviste italiane e straniere L. 300 a foglio a cui va aggiunta la quota fissa di	» L. 5.000 (4.000)
Preventivi di spesa per fotocopie di Servizi Tecnici TV	» L. 2.500 (2.000)
Catalogo materiale in dotazione al Ceniart	» L. 2.500 (2.000)

* Va aggiunto un piccolo contributo spese postali per le spedizioni voluminose.

Indirizzare le richieste al **CENIART** Via Ugo Bassi, 5 - 20052 Monza (MI) - Telef. (039) 740.498



Rassegna della stampa estera

di L. Biancoli

I lettori possono chiedere alla nostra redazione le fotocopie degli articoli originali citati nella rubrica «Rassegna della stampa estera».

Per gli abbonati, l'importo è di L. 2.000; per i non abbonati di L. 3.000.

Non si spedisce contro assegno. Consigliamo di versare l'importo sul c/c 315275 intestato a J.C.E. Milano, specificando a tergo del certificato di allibramento l'articolo desiderato, nonché il numero della rivista e la pagina in cui è citato.

SISTEMA DI ANTENNA MOBILE A SINTONIZZAZIONE AUTOMATICA

(Da «73 Amateur Radio» -
N. 7 - 1979)

Se si desidera ottenere le migliori prestazioni dalla propria stazione mobile entro l'intera gamma di frequenza compresa tra 40 e 75 m, e con un rapporto di tensione per onde stazionarie non maggiore di 1,15 : 1, il dispositivo denominato Tennamatic, il cui schema elettrico è illustrato alla figura 1, rappresenta con ogni probabilità la soluzione ideale.

Per comprenderne il funzionamento, è bene cominciare dalla spiegazione del funzionamento del cosiddetto servo-sistema.

Il sistema scelto dall'Autore è quello denominato «bang bang»: esso può essere inserito o disinserto in un senso di rotazione o nell'altro, e consente la massima forza di torsione da parte del motore quando è in azione.

Questa sezione fa impiego di due circuiti integrati che agiscono da comparatore di tensione, del tipo LM311N, collegati tra loro come un comparatore del tipo a «finestra». Se la tensione di ingresso presenta un potenziale positivo tra le tensioni di soglia superiore ed inferiore, le uscite di entrambi gli elementi corrispondono alla tensione di alimentazione. Se invece la suddetta tensione di ingresso supera la tensione di soglia, oppure è di polarità meno positiva della soglia inferiore, una delle uscite dei comparatori risulta a potenziale «basso». Questo potenziale corrisponde approssimativamente alla metà della tensione positiva di alimentazione.

Si può quindi facilmente comprendere che le uscite del comparatore sono collegate ai transistori diagonalmente opposti. Quando uno dei comparatori entra in conduzione, e la relativa uscita si riduce di ampiezza, il fenomeno mette in conduzione i transistori associati, ciò che determina un senso di rotazione del motore, con possibilità naturalmente di ottenere l'effetto opposto in condizioni contrarie.

Di conseguenza, il funzionamento del dispositivo viene automatizzato al massimo grado, ciò che evita all'operazione di compiere interventi che possono distrarre dalla sua normale attività, soprattutto quando si tratta di un'installazione mobile, e quindi che debba funzionare ad esempio durante la guida dell'autovettura.

Dopo aver descritto il circuito, con l'aiuto non solo dello schema elettrico, ma anche di altre numerose illustrazioni che chiariscono la tecnica di collegamento alle apparecchiature di rice-trasmissione, e l'aspetto pratico dell'intero dispositivo visto in fotografia, l'articolo fornisce alcuni particolari costruttivi, soprattutto per quanto riguarda il trasformatore di adattamento all'antenna, realizzato naturalmente su

nucleo toroidale.

Viene poi descritto il rivelatore di fase a trasformatore, dopo di che l'articolo passa alla descrizione del motore per il controllo meccanico degli ingranaggi, dell'albero di accoppiamento, nonché della tecnica realizzativa dei circuiti stampati.

Sotto questo aspetto vengono fornite due illustrazioni che rappresentano sia il circuito stampato dal lato dei collegamenti in rame, sia da quello dei componenti, precisandone l'esatta posizione e l'orientamento. Queste ultime due figure sono particolarmente importanti, in quanto è assolutamente necessario rispettare rigorosamente la disposizione dei vari elementi, allo scopo di evitare che una loro erronea sistemazione dia adito alla produzione di segnali parassiti, ad accoppiamenti dannosi, e quindi a fenomeni di instabilità.

Una tabella che fa parte di una degli ultimi paragrafi elenca i diversi valori dell'impedenza di ingresso dell'antenna compresi tra 3,13 e 39,86 Ω , nonché il numero corrispondente delle spire degli avvolgimenti che fanno parte del trasformatore toroidale per l'adattamento dell'impedenza.

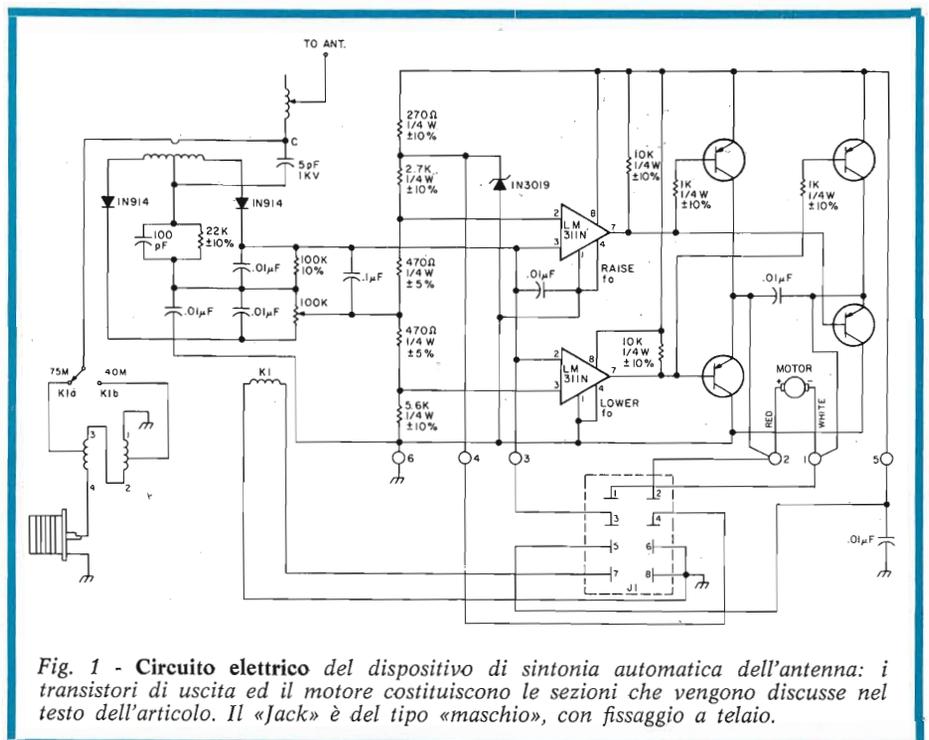


Fig. 1 - Circuito elettrico del dispositivo di sintonia automatica dell'antenna: i transistori di uscita ed il motore costituiscono le sezioni che vengono discusse nel testo dell'articolo. Il «Jack» è del tipo «maschio», con fissaggio a telaio.

**PREAMPLIFICATORE
PER MAGNETOFONO**
(Da «Electronique Pratique» -
N. 20 - 1979)

Un problema che interessa probabilmente alcuni audiofili è quello relativo alla possibilità di realizzare dissolvenze acustiche incrociate quando si può usufruire di un magnetofono a quattro tracce. Infatti, le apparecchiature di questo genere sono di solito previste soltanto per registrare o riprodurre una o una doppia di traccia alla volta. Tuttavia, esso dispone invariabilmente di una doppia testina di lettura, per cui è ben possibile impiegare l'intero registratore sulla prima coppia di tracce costituita dalle tracce 1/3 per il suono sul canale originale, ed amplificare esternamente il segnale delle tracce 2/4, per renderlo compatibile con l'ingresso del sistema di dissolvenza incrociata.

Alcuni magnetofoni monofonici a quattro tracce presentano anche una presa Din di riproduzione, che consente il collegamento alla testina di lettura non utilizzata. Inoltre, su questa presa è spesso presente e disponibile una tensione di alimentazione di circa 30 V, che può essere di notevole utilità.

Per quanto riguarda la registrazione del nastro, sarà necessario procedere in due fasi successive: in una prima si registrerà il suono, e, in un secondo passaggio, sarà possibile riportare gli impulsi di riferimento sulla seconda traccia, mentre simultaneamente si ascolta la registrazione effettuata sulla prima.

La figura 2 rappresenta lo schema elettrico dell'apparecchiatura di cui viene proposta la realizzazione: i segnali emessi dalla testina di lettura del magnetofono vengono trasferiti, tramite la presa Din di riproduzione ed il cavetto schermato, all'ingresso del suddetto preamplificatore.

L'impedenza di ingresso determinata da R4 è dell'ordine di 47 kΩ. Di conseguenza, il collegamento tra il magnetofono ed il preamplificatore dovrà presentare la minima lunghezza possibile, onde evitare l'aggiunta di rumori di fondo.

Il segnale viene trasmesso tramite C5 a T1, funzionante con emettitore comune, che determina una notevole amplificazione. Sotto questo aspetto, è bene non dimenticare che i segnali disponibili sulla testina di lettura presentano un'ampiezza di qualche millivolt.

Il collegamento T1-T2 viene effettuato mediante la tecnica di accoppiamento diretto.

T2 è anch'esso uno stadio ad emettitore comune, in quanto, malgrado la presenza di R9 e di R10 nel circuito di emettitore, C8 presenta un'impedenza molto bassa rispetto ai segnali a corrente alternata.

Quest'ultimo transistor comporta una lieve amplificazione, ma il suo compito consiste prevalentemente nel ridurre l'impedenza di uscita del preamplificatore.

L'uscita viene prelevata dal collettore di T2, ed inoltrata alla presa Din tramite C7, che ha il compito di bloccare la componente continua.

C4 permette di evitare l'eventuale rivelazione di segnali radio, cosa sempre possibile con gli stadi preamplificatori adatti a segnali a livello basso.

Rammentiamo che la tensione di alimentazione viene prelevata direttamente dalla presa Din di riproduzione: è stato quindi previsto un sistema di filtraggio e di disaccoppiamento molto efficace, costituito dalle cellule a resistenza e capacità R1-C1, R2-C2 ed R3-C3.

Dopo aver descritto il principio di funzionamento del preamplificatore l'articolo passa alla descrizione del circuito stampato, che viene rappresentato in due illustrazioni da entrambi i lati, dopo di che vengono suggeriti alcuni sistemi realizzati-

vi dell'involucro, e la tecnica di collegamento tra la basetta a circuito stampato e le prese esterne di collegamento.

Sotto questo aspetto, la figura 3 rappresenta uno dei metodi di collegamento tra il magnetofono ed il preamplificatore, mediante prese Din entrambe da cinque contatti, ma di tipo non intercambiabile in quanto la presa per il magnetofono è del tipo a 45°, mentre quella del preamplificatore è prevista del tipo da 60°.

Per chi volesse realizzare questo semplice preamplificatore precisiamo i seguenti valori dei componenti:

R1 = 270 Ω	R11 = 10 kΩ
R2 = 1,2 kΩ	C1 = 100 μF/63 V
R3 = 2,7 kΩ	C2 = 100 μF/63 V
R4 = 56 kΩ	C3 = 100 μF/63 V
R5 = 33 kΩ	C4 = 1 nF
R6 = 390 Ω	C5 = 2,2 μF/25 V
R7 = 56 kΩ	C6 = 2,2 nF
R8 = 4,7 kΩ	C7 = 4,7 μF
R9 = 1,2 kΩ	C8 = 100 μF/16 V
R10 = 820 Ω	T1/2 = BC109B

**SENSORE ALLO STATO SOLIDO
DEL LIVELLO DELL'ACQUA
PER IL CONTROLLO
AUTOMATICO DI POMPE
DI SVUOTAMENTO**
(Da «Popular Electronics» -
Vol. 16 - N. 2 - 1979)

I casi in cui è necessario o almeno molto utile controllare automaticamente il funzionamento di una pompa di svuotamento sono abbastanza numerosi: ad esempio, queste applicazioni sono di particolare utilità nelle villette e nelle abitazioni il cui seminterrato o le cui cantine possono essere soggette a fenomeni di allagamento, come pure nei natanti di medie e di grosse dimensioni, soprattutto quando esistono delle perdite che impongono frequenti con-

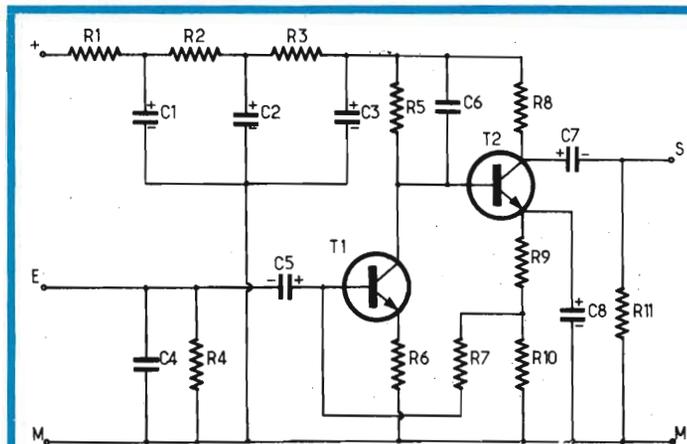


Fig. 2 -

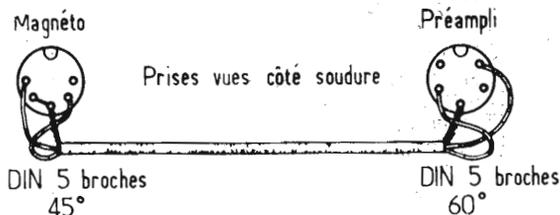


Fig. 3 -

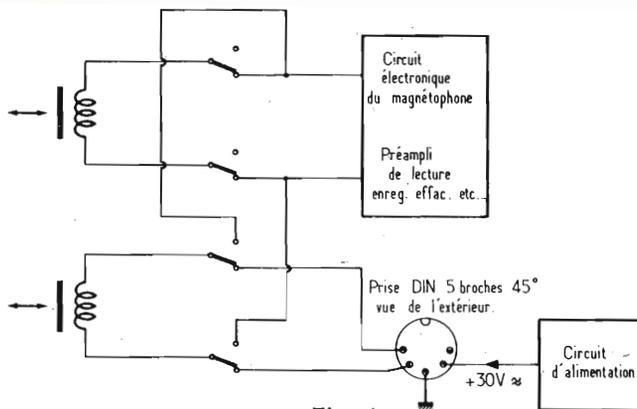


Fig. 4 -

Fig. 2 - Il preamplificatore per magnetofono consiste in un circuito a due stadi, alimentato attraverso una complessa rete di disaccoppiamento, per rendere il funzionamento del tutto indipendente rispetto all'alimentazione principale del registratore.

Fig. 3 - Metodo di collegamento tra il magnetofono ed il preamplificatore, tramite due prese Din, di cui una a 45° ed una a 60°.

Fig. 4 - Metodo di commutazione con sistema bipolare delle due testine di un magnetofono a quattro tracce.

trolli del livello dell'acqua all'interno della stiva.

Gli impianti di questo genere sono già disponibili sul mercato in numerose versioni, ma molti di essi presentano alcuni particolari inconvenienti: ad esempio, capita a volte che la pompa non funzioni proprio nei casi in cui il funzionamento è più necessario. A volte la pompa è in condizioni perfette, ma ciò che viene meno è il dispositivo di inserimento automatico, a causa di ossidazione di contatti, di correnti di dispersione, interruzioni, ecc.

L'articolo al quale ci riferiamo descrive invece un circuito molto semplice e sicuro, in grado di sostituire il commutatore, dal funzionamento spesso intermittente che viene di solito fornito come parte del sistema automatico di svuotamento.

Il suddetto commutatore mette automaticamente in funzione la pompa ogni qualvolta il livello dell'acqua raggiunge la posizione nella quale si trova la sonda sensibile. Una volta entrato in funzione, la pompa rimane in moto finché il livello dell'acqua non scende al di sotto del limite di sicurezza.

Se la pompa viene meno o non è in grado di controllare il livello raggiunto dall'acqua, entra automaticamente in funzione un segnale di allarme, che consente alle persone eventualmente responsabili di intervenire tempestivamente.

Lo schema elettrico dell'apparecchiatura è illustrato alla figura 5: una tensione positiva proveniente dalla sorgente di alimentazione viene applicata alla sonda comune tramite i resistori R1 ed R2: si precisa che le onde sono costituite da fili rigidi di metallo sospesi a diversi livelli lungo la superficie entro la quale si desidera che abbia luogo l'effetto di controllo.

Come si può rilevare dallo schema elettrico, la sonda comune (prima a sinistra) raggiunge quasi il fondo del piano controllato. Qualsiasi quantità di acqua che entri e che invada tale piano entra quindi in contatto con questa sonda, ma non può determinare alcun intervento finché non raggiunge l'ultima sonda a destra che viene usata attraverso una posizione normale di riposo di uno degli scambi del relè K1, allo scopo di fornire un eventuale segnale di pre-allarme.

Quando invece il livello dell'acqua raggiunge la terza sonda (penultima a destra), il potenziale positivo disponibile attraverso R2 viene applicato alla base di Q3, e polarizza questo stadio in modo tale da determinare il passaggio di una corrente di base attraverso R5.

Il passaggio di questa corrente di base provoca il passaggio allo stato di conduzione da parte di Q4, ad a causa di ciò la corrente che scorre attraverso la bobina di eccitazione del relè provoca lo scambio dei contatti, che passano dalla posizione NC (normalmente chiusa) alla posizione opposta.

Non appena ciò accade, è facile rilevare che, attraverso il secondo relè di potenza, la tensione di rete di alimentazione viene applicata al motore della pompa, determinando in tal modo il suo funzionamento automatico.

Il diodo D2, collegato in parallelo alla bobina di eccitazione del relè, ha naturalmente il compito di eliminare le eventuali sovratensioni che possono manifestarsi a seguito dell'applicazione e della soppressione del potenziale che eccita il relè stesso.

Se la quantità di acqua che entra nella

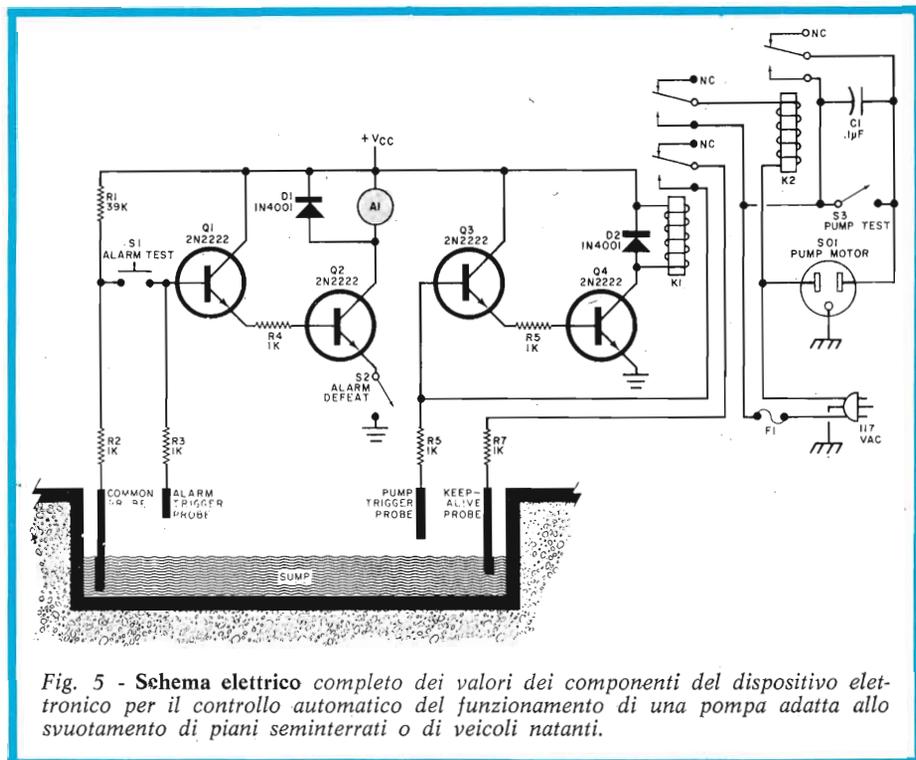


Fig. 5 - Schema elettrico completo dei valori dei componenti del dispositivo elettronico per il controllo automatico del funzionamento di una pompa adatta allo svuotamento di piani seminterrati o di veicoli natanti.

zona controllata è tale da superare la portata della pompa, ben presto il liquido raggiunge anche la quarta sonda, (seconda da sinistra), che applica il medesimo potenziale positivo proveniente da R2 anche alla base di Q1. Q1 e Q2 costituiscono un secondo circuito analogo a quello costituito da Q3 e Q4, con la sola differenza che in serie al circuito di collettore di Q2 è presente l'indicatore A1, in sostituzione della bobina di eccitazione del relè. Anche in parallelo ad A1 è presente il diodo D1, per la soppressione degli eventuali impulsi di sovratensione.

A1 può quindi essere costituito da una sirena, o da qualsiasi altro dispositivo di allarme, di potenza sufficiente per richiamare l'attenzione di chiunque sia responsabile dell'integrità della zona controllata.

Il pulsante S1 ha il compito di consentire il controllo del circuito di allarme, in quanto premendolo si ottiene rapidamente la stessa condizione che si verifica quando il livello dell'acqua raggiunge la sonda collegata alla base di Q1 tramite R3.

L'intera apparecchiatura può funzionare con una tensione di alimentazione +Vcc dell'ordine di 12 V, per cui l'intero impianto può essere realizzato anche in versione tale da consentirne l'impiego su imbarcazioni con impianto elettrico a bassa tensione.

Naturalmente, in questo caso, se l'apparecchiatura deve essere in grado di far funzionare una pompa per lo svuotamento della stiva, è chiaro che la tensione che alimenta il motore della suddetta pompa deve essere anch'essa di valore basso, per cui il motore della pompa non potrà più essere del tipo a corrente alternata, bensì dovrà consistere in un motore a corrente continua, in grado di funzionare quindi con alimentazione mediante batteria di accumulatori.

Il circuito è sostanzialmente semplice, e non implica alcuna operazione di messa a punto.

RIVELATORE PORTATILE DI GAS

(Da «Popular Electronics» - Vol. 16 - N. 2 - 1979)

Dovunque si faccia uso di gas combustibile, che spesso possono costituire con l'aria una pericolosissima miscela esplosiva, in grado di provocare danni di enorme entità a seguito della semplice produzione di una scintilla elettrica, è sempre molto utile poter disporre di un dispositivo che segnali tempestivamente la minima presenza di gas, prima che la sua percentuale abbia raggiunto un valore tale da costituire un pericolo.

Per questi motivi è molto utile disporre di un'apparecchiatura del tipo il cui schema è illustrato alla figura 6.

Il sistema di controllo si basa sull'impiego dell'elemento CS1, che non è altro che un sensore di gas del tipo 812, probabilmente reperibile presso le ditte che vendono componenti professionali. Si tratta di un dispositivo la cui resistenza interna subisce delle variazioni quando l'elemento sensibile viene a trovarsi in presenza di una atmosfera parte della quale sia costituita appunto da un gas combustibile.

Come è facile rilevare, il dispositivo consiste praticamente in un ponte, di cui un braccio è costituito da R7 e dalla parte superiore dell'elemento resistivo di R8, mentre l'altro è costituito dalla parte inferiore dello stesso elemento resistivo R8. L'altro lato, simmetrico, è costituito dall'elemento sensibile CS1, e da R4, in serie tra loro.

La diagonale del ponte è costituita dal circuito di cui fanno parte i due diodi in serie D1 e D2, nonché lo strumento M1, ed i due resistori ad esso associati.

L'intera apparecchiatura viene alimentata attraverso la batteria B1, che fornisce una tensione continua di 9 V, tramite l'interruttore generale S1. Il circuito integrato IC1 agisce esclusivamente da stabilizzatore.

**ALIMENTATORE
DI TIPO SPECIALE**
(Da «Elementary Electronics
Vol. 20 - N. 4 - 1979)

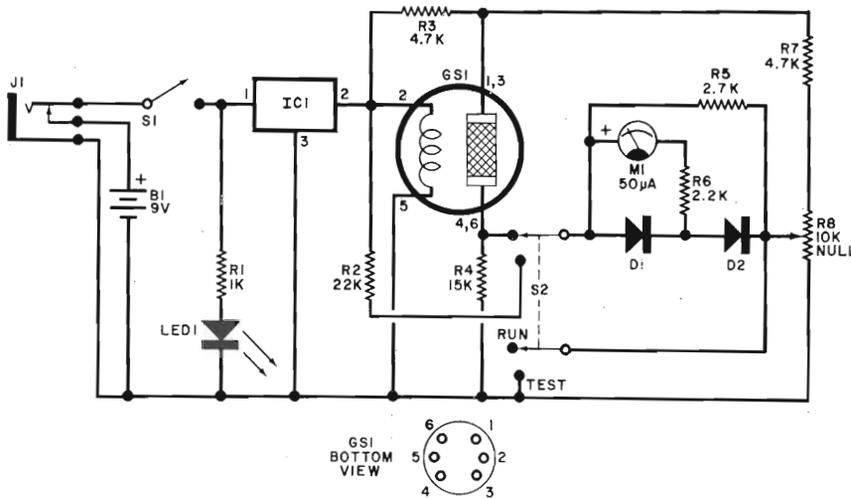


Fig. 6 - Il rivelatore di gas descritto nell'articolo è un dispositivo sostanzialmente semplice, e la cui sensibilità è tale da garantire un ottimo rendimento anche in presenza di minime tracce di gas combustibile nell'atmosfera.

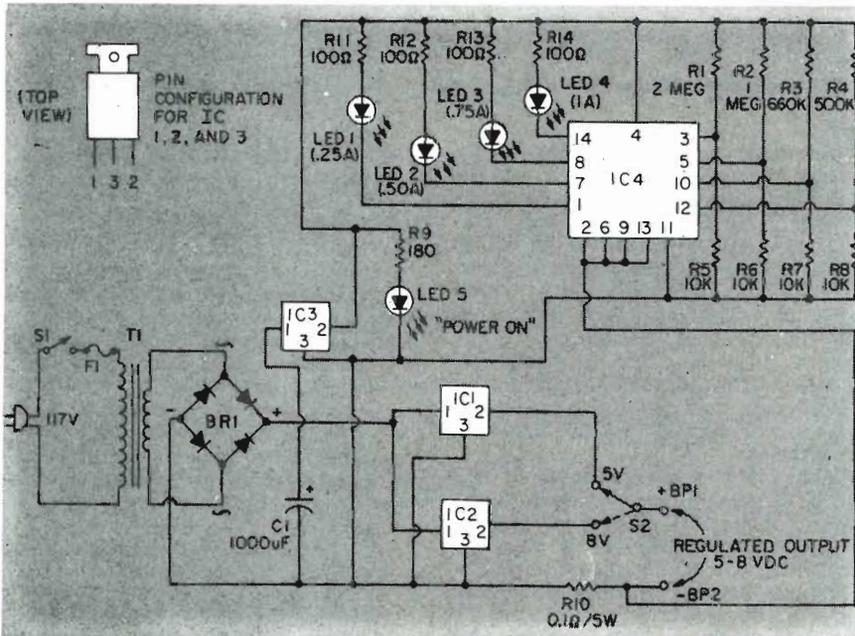


Fig. 7 - Circuito elettrico dell'alimentatore con controllo automatico dell'intensità approssimativa della corrente assorbita dal carico.

Per quanto riguarda il funzionamento, l'articolo precisa che S1 deve essere inserito, dopo di che è necessario attendere un periodo di circa 2 minuti affinché l'elemento sensibile raggiunga la temperatura di regime. In seguito S2 viene portato sulla posizione «TEST» per la prova della batteria! allo scopo di stabilire se la tensione fornita da quest'ultima è di valore sufficiente. Lo strumento M1 viene appunto usato anche per questo scopo.

Una volta raggiunta la temperatura di regime da parte dell'elemento sensibile, S2 viene portato sulla posizione «RUN», dopo di che, se l'atmosfera è neutra, è possibile regolare il controllo di azzeramento R8, fino ad ottenere un'indicazione nulla da parte dello strumento.

Ciò fatto, è sufficiente lasciar cadere una

goccia di alcool o di benzina sulla punta del dito, ed avvicinare il dito all'elemento sensibile. Dopo questa semplice manovra l'indice dello strumento deve indicare rapidamente il fondo scala.

Allontanando poi il dito dall'elemento sensibile, occorrerà all'incirca un minuto affinché l'indicazione torni a risultare nulla.

Occasionalmente può essere opportuno regolare nuovamente R8, e, se si nota che il tempo di reazione è eccessivamente lungo, è meglio portare a 1.000 Ω il valore di R7, cre nello schema risulta pari a 4,7 kΩ.

Durante la ricerca di una eventuale dispersione di gas, è bene notare la posizione nella quale l'indice dello strumento M1 raggiunge il fondo scala, allo scopo di identificare la posizione più prossima alla perdita.

Quando si lavora in un laboratorio in cui vengono provati circuiti di varia natura, è molto facile che essi contengano componenti che vengono fatti funzionare in modo da assorbire correnti di forte intensità, che possono sovraccaricare un alimentatore.

Ebbene, il tipo che viene descritto in questo articolo risolve questo problema grazie alla presenza di un particolare tipo di amperometro a diodi fotoemittenti, che permette di stabilire istantaneamente l'intensità approssimativa della corrente assorbita dal carico.

Questo alimentatore, il cui schema è riprodotto alla figura 7, fornisce una tensione regolata di 5 e di 8 V, con una corrente massima di 1 A, con caratteristiche tali da fornire costantemente un'indicazione dell'intensità della corrente assorbita.

Ciascuno dei diodi fotoemittenti, infatti, si accende in modo da dichiarare l'intensità approssimativa della corrente assorbita.

Ad esempio, se il carico assorbe una corrente pari a 0,75 A, si accendono i primi tre diodi, corrispondenti alle intensità di 0,25 - 0,50 e 0,75 A, in modo da avvertire l'operatore che le prestazioni dell'alimentatore vengono sfruttate quasi fino al limite massimo.

Ciò che più conta — inoltre — la resistenza per la misura della corrente è di soli 0,1 Ω. Ciò è di grande importanza in quanto la presenza di questo elemento resistivo in serie al circuito del carico non compromette minimamente il funzionamento sia dell'alimentatore, sia del circuito sottoposto.

Osservandone lo schema elettrico, si può rilevare che il ponte BR1 rettifica la tensione secondaria del trasformatore, di 12,6 V, con una corrente massima di 2 A.

La tensione rettificata viene stabilizzata attraverso le unità integrate IC1 ed IC2, in modo da rendere disponibili in uscita separatamente le tensioni di 5 e di 8 V, a seconda della posizione in cui viene a trovarsi S2.

R10 è un resistore da 0,1 Ω, con potenza nominale di dissipazione di 5 W, che si trova lungo la linea negativa tra l'uscita dell'alimentatore e l'ingresso del carico. Ai suoi capi si sviluppa quindi una tensione la cui ampiezza è direttamente proporzionale all'intensità della corrente assorbita.

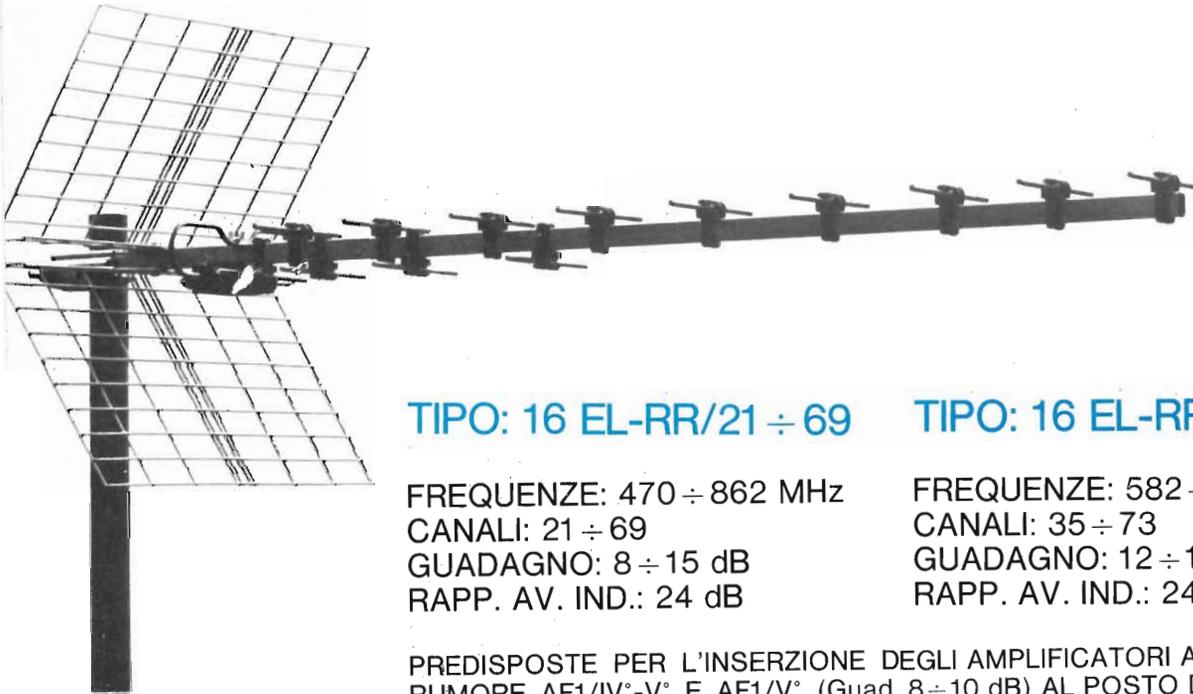
Si potrà facilmente notare che al terminale sinistro di R10 fa capo un collegamento che, tramite la capacità C1, collega la linea inferiore all'ingresso numero 1 del circuito integrato IC3. Il terminale 3 del medesimo circuito fa capo allo stesso terminale sinistro di R10, mentre il terminale destro viene unito attraverso un apposito collegamento ai terminali 2, 6, 9 e 13 del circuito integrato IC4, le cui uscite 1, 7, 8 e 14 forniscono un segnale in successione, mano a mano che aumenta l'intensità della corrente che scorre attraverso R10.

I partitori costituiti dai resistori R1-R5, R2-R6, R3-R7 ed R4-R8 sono dimensionati in modo tale da conferire gli appropriati livelli di sensibilità ad IC4, allo scopo di ottenere l'accensione separata dei diodi fotoemittenti compresi tra LED 1 e LED 4, a seconda — ripetiamo — dell'intensità della corrente che scorre attraverso R10.

NOVITÀ

PRESTEL

ANTENNE UHF LARGA BANDA IV°-V° E V° CON RIFLETTORE A RETE



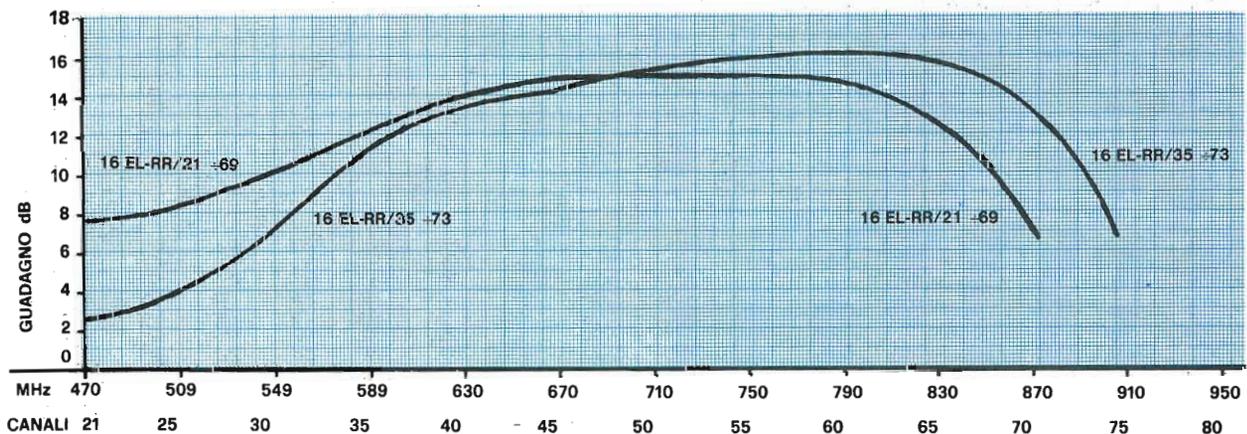
TIPO: 16 EL-RR/21 ÷ 69

FREQUENZE: 470 ÷ 862 MHz
CANALI: 21 ÷ 69
GUADAGNO: 8 ÷ 15 dB
RAPP. AV. IND.: 24 dB

TIPO: 16 EL-RR/35 ÷ 73

FREQUENZE: 582 ÷ 894 MHz
CANALI: 35 ÷ 73
GUADAGNO: 12 ÷ 16 dB
RAPP. AV. IND.: 24 dB

PREDISPOSTE PER L'INSERIZIONE DEGLI AMPLIFICATORI A BASSO RUMORE AF1/IV°-V° E AF1/V° (Guad. 8 ÷ 10 dB) AL POSTO DEL NORMALE BALUN.



ESECUZIONE PARTICOLARMENTE ROBUSTA, CON CULLA IN ALLUMINIO A SEZIONE RETTANGOLARE, ELEMENTI E DIPOLO IN ALLUMINIO \varnothing 6 mm. RIFLETTORI A RETE IN ACCIAIO PLASTIFICATO.

LUNGHEZZA: mm 1220

DIMENSIONI RIFLETTORI RETE: mm 430 x 250 cad.

PESO: Kg. 1,220 cad. - IMBALLO IN SACCHETTO PLASTICO

CONFEZIONI DA 10 PEZZI IN SCATOLA DI CARTONE: mm 1235 x 280 x 290

PRESTEL

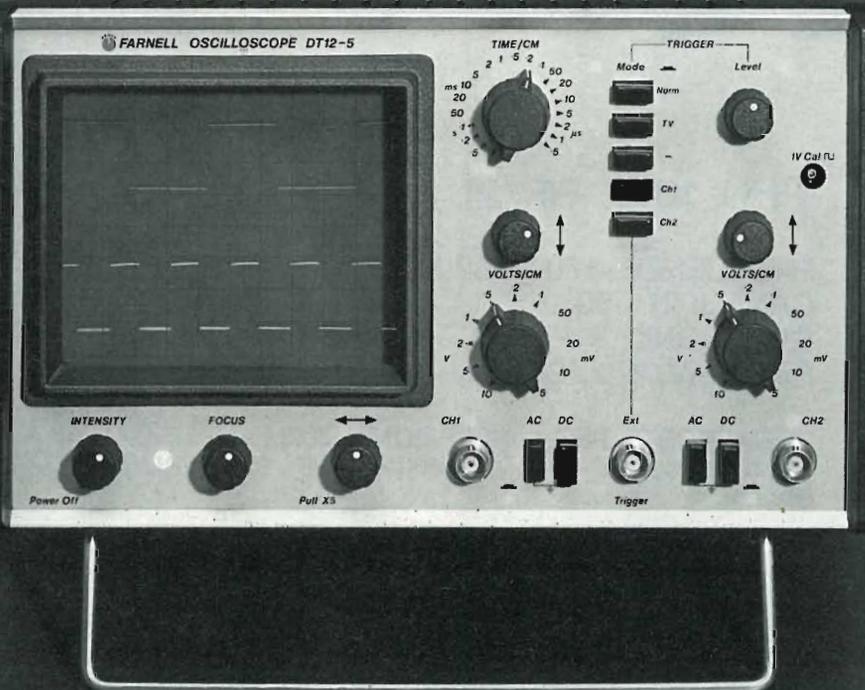
s.r.l.

20154 MILANO - CORSO SEMPIONE, 48 - TEL. (02) 31.23.36 - 34.90.304

Siamo stati i primi . . .

a proporre un oscilloscopio professionale sotto il "Tetto" delle 500.000 lire.
Ricordate il vecchio 12-4DA? è ancora il nostro più accanito concorrente: infatti chi l'ha acquistato (e sono stati in molti) non vuol saperne di cambiarlo. Ma guardate:

ASSE Z
ROTAZIONE TRACCE
ASTIGMATISMO



SCHERMO DA 5" (8x10 cm.)
CON RETICOLO INTERNO

DIMENSIONI: ALT. 17 cm.
LARGH. 28 cm.
PROF. 30 cm.

TRIGGER AUTO-NORM-EXT
SU ENTRAMBI I CANALI CON
SEPARATORE AUTOMATICO TV

CALIBRATORE
INTERNO

SENSIBILITÀ
DI 5MV/CM

. . . Ora siamo gli unici

in grado di offrirvi una nuova generazione di oscilloscopi europei a doppia traccia, 12 MHz, ultracompati (grazie al nuovo, ridottissimo, CRT che la Brimar ha sviluppato per noi) al prezzo di

**486.000
LIRE**



Farnell Italia s.r.l.

Via Mameli, 31 - 20129 MILANO - Tel. (02) 7380645 - 733178

DISPONIBILE A STOCK PRESSO:

SASSUOLO	- HELLIS	Tel. 059/804104
TORINO	- TOMEL	Tel. 011/743918
CHIAVARI	- GOLD	Tel. 0185/300773
ROMA	- SILV	Tel. 06/8313092
NAPOLI	- E.D.L.	Tel. 081/632335
BOLZANO	- RADIOMARKET	Tel. 0471/37407
TRIESTE	- RADIOKALIKA	Tel. 040/30341
CATANIA	- THYRISTOR	Tel. 095/444581
VERONA	- A.P.L.	Tel. 045/582633

Viste le caratteristiche, pensateci un po' non ne vale la pena?

- Desidero avere maggiori informazioni
 Desidero riservare il mio DT 12-5. Vogliatemi confermare le condizioni di acquisto.

Nome

Cognome

Ditta

Via N°

Città CAP

Tel.

*Prezzi validi al 31/12/79 IVA Esclusa Pag. alla consegna.

Timer digitale con ritardi regolabili

Si tratta di un timer a basso costo, tutto allo stato solido, che fornisce dieci intervalli di ritardo selezionabili quando viene usato con controllori di velocità regolabili, che alimentano motori reversibili.

Il timer viene fornito dalla G.K. Heller.

L'Heller DTD-1 è un divisore digitale che normalmente usa la frequenza della rete come base dei tempi.

Quando viene usato nel circuito di controllo del motore, il DTD-1 inserisce un periodo di ritardo prima che il motore si inverta alla fine di una traslazione.

Le unità prototipo del DTD-1 possono essere predisposte per intervalli di ritardo di 0, 0,2, 0,5, 1, 2, 5, 10, 20, 50 e 100 S.

G.K. Heller

Amplificatori ibridi Hi-Fi da 30 e 60 W

La Philips ha presentato gli amplificatori modulari OM 931 e OM 961 realizzati con tecnologia ibrida a film sottile. Questi

amplificatori sono stati progettati per le applicazioni audio. Forniscono (rispettivamente) potenze di uscita di 30 e 60 W. Questi moduli Hi-Fi sono dotati di protezione contro il cortocircuito. La distorsione armonica e al transitorio è molto ridotta. Tutti i resistori incorporati nei moduli vengono calibrati in modo da ottenere ottime prestazioni su ampio campo di temperatura.

I due moduli sono dotati di due transistori di uscita Darlington e di substrato ceramico a film sottile sul quale sono montati il preamplificatore, i circuiti di pilotaggio, la rete per il controllo di temperatura e i circuiti di protezione del cortocircuito. Questi sono montati su dissipatore di alluminio anodizzato che misura 92x31x11 mm, che offre eccellenti proprietà termiche. I collegamenti si eseguono tramite 9 terminali in linea su un lato del modulo (passo di 2,54 mm).

L'OM 931, alimentato con ± 23 V, fornisce 30 W su 4 Ω (sinusoidale) con distorsione armonica complessiva 0,2% oppure 30 W su 8 Ω con alimentazione di ± 26 V. Nei due casi i segnali richiesti in ingresso sono, rispettivamente, pari a 0,7 e 1 V. Il valore tipico della potenza di uscita

al quale interviene la limitazione (ad 1 kHz con distorsione = 0,7% e carico di 4 Ω) è pari a 40 W.

Il modulo OM 961 può fornire 60 W su 4 Ω con alimentazione di ± 31 V oppure 60 W su 8 Ω con ± 35 V. Nei due casi la sensibilità di ingresso è, rispettivamente, di 1 V e 1,4 V. La limitazione a 1 kHz con carico di 4 Ω e $d_{tot} = 0,7\%$ interviene con potenza di uscita di 75 Ω .

Con potenza di uscita di 1 W e $f = 1$ kHz i due moduli offrono una distorsione armonica tipica dello 0,02%. La misura della distorsione da intermodulazione effettuata secondo le norme DIN 45500 e con $P = 1$ W è dello 0,05% (valore tipico). Questo valore si porta allo 0,1% con la potenza nominale di uscita.

La larghezza di banda a piena potenza (-3 dB) va da 20 Hz a 40 kHz. Il rapporto segnale-rumore "pesato" (curva a e $P_0 = 50$ mW) è di 87 dB. Anche la distorsione da intermodulazione al transitorio è molto limitata: solo lo 0,3% nell'OM 961 al manifestarsi della limitazione. I due moduli si possono montare sul dissipatore senza isolamento.

PHILIPS - MILANO

L'AQUILA 8-9 MARZO 1980

II^a mostra mercato dell'elettronica

Nei locali dell'Istituto Professionale di Stato per l'Industria e l'Artigianato - Contrada Signorini.

Le ditte interessate all'esposizione ed alla vendita possono rivolgersi alla segreteria dell'Istituto dalle ore 9 alle ore 13,30. Telefono 0862/22112

nuovi prodotti

Frequenzimetro digitale 1 Hz - 220 MHz

Il frequenzimetro BRI 8200 della Bremi copre la gamma di frequenza da 1 Hz a 220 MHz.

Il display a 7 cifre a Led è alto 1/2", il tempo di gate è 1 s, la precisione è ± 1 digit \pm la precisione del quarzo, l'alimentazione è 220 Vca - 50 Hz.

Le caratteristiche dell'ingresso LF sono: impedenza di 1 M Ω , gamma di frequenza da 1 Hz a 2,5 MHz, tensione max in ingresso di 150 V di picco, risoluzione di 1 Hz e sensibilità di 25 mV RMS.



Frequenzimetro digitale per la gamma di frequenza da 1 Hz a 220 MHz.

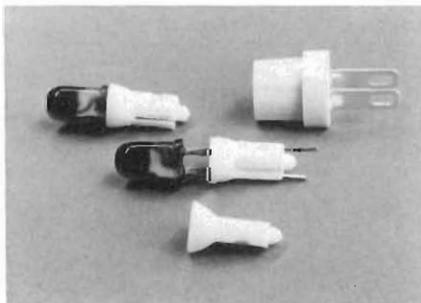
Le caratteristiche dell'ingresso VHF sono: impedenza 50 Ω , gamma di frequenza da 1,5 MHz a 200 MHz, tensione max in ingresso di 5 V di picco (0,25 W), risoluzione di 100 Hz e sensibilità di 10 mV RMS fino a 100 MHz, 15 mV RMS da 100 MHz a 150 MHz, 20 mV RMS da 150 MHz a 200 MHz, 30 mV RMS da 200 MHz a 220 MHz.

La temperatura di funzionamento va da 0°C a 45°C.

BREMI - PARMA

Diodi luminosi ad innesto

Per alcuni diodi di sua produzione la Siemens prevede l'aggiunta di uno zoccolo, il quale si può pure adattare ad un sistema d'innesto già esistente. È così possibile montare i LED nello stesso modo delle lampadine, cioè senza saldatura,



LED ad innesto facili da montare.

oppure al posto delle lampadine stesse.

Con questa nuova caratteristica costruttiva i terminali vengono fatti passare attraverso lo zoccolo concavo e riavvolti intorno al bord esterno di questo. I terminali funzionano da supporto sia dei LED sia dello Zoccolo ed anche da piste di contatto per il montaggio ad innesto.

I diodi luminosi possono essere sostituiti, senza ricorrere all'uso di attrezzi — per esempio se si desidera un LED di diverso colore — oppure possono sostituire lampadine bruciate.

I diodi luminosi "con zoccolo" esistono nella versione con uno zoccolo unico (W 2x4,6 d) e LED in quattro diversi colori: rosso standard (LD 41 S), rosso (LD 52 S) e giallo (LD 56 S) entrambi a risparmio di corrente e verde (LD 57 S). Su richiesta possono essere forniti vari tipi di supporto.

SIEMENS ELETTRA - MILANO

Radoricevitore a lettura digitale

La Radio Shack ha messo a punto un ricevitore in grado di captare praticamente tutte le radiotrasmissioni ad onda corta, comprese quelle usate dai radioamatori, dai CB, dalle stazioni meteorologiche dell'aeronautica e dalle stazioni marittime. In pratica il ricevitore DX-300 consente di ricevere le trasmissioni di tutti i paesi del mondo.

La lettura della frequenza ricevuta è fatta con un display digitale a LED, che facilita le operazioni di sintonizzazione.

Un circuito di sintetizzazione al quarzo, virtualmente esente da deriva, consente una ricezione stabile e precisa.

Il ricevitore, con preselettore a sei bande, si può sintonizzare su frequenze da 10 kHz a 30 MHz e può ricevere trasmissioni AM, a banda laterale superiore e inferiore, e CW (codice).

Altre caratteristiche comprendono un attenuatore RF a 3 passi per evitare i sovraccarichi, il controllo del guadagno RF, un altoparlante incorporato, un jack per la cuffia e un jack per l'oscillatore di codice incorporato.

Il Cabinet è munito di una maniglia per il trasporto.

Le specifiche elettriche del DX-300 sono: sensibilità per un S/N di 10 dB pari a 1 μ V fino a 900 kHz, 0,5 μ V a 7,1 MHz; selettività di ± 3 kHz, -6 dB e ± 10 kHz, -70 dB; stabilità della frequenza contenuta in \pm kHz; stadio RF a tripla conversione con MOS FET dual-gate.

Radio Shack



Ricevitore per le frequenze da 10 kHz a 30 MHz.

Multimetro con allarme sonoro

Un multimetro portatile a 3 1/2 digit è stato introdotto dalla Data Precision; la particolarità più importante dello strumento è quella di emettere un allarme sonoro quando si misurano basse resistenze o quando è applicata una sovratensione.

Grazie a questa caratteristica, l'operatore può essere notevolmente aiutato durante le misure di continuità o di ricerca di cortocircuito. Il modello 936 è un multime-



Multimetro digitale con display LCD e allarme sonoro.

tro robusto, preciso (0,1% di precisione con tensioni continue) e, date le sue ridotte dimensioni, è particolarmente adatto per essere usato dalle persone della manutenzione. Esso include tutte le funzioni del modello 935 ed è realizzato secondo i più recenti sviluppi nel campo della microelettronica e della tecnologia dei display a cristalli liquidi.

Il multimetro offre 29 gamme di correnti e tensioni continue e alternate e resistenze. La misura di resistenza può essere fat-

nuovi prodotti

ta sia con alta che con bassa tensione di eccitazione onde permettere misure di resistenze inserite in circuiti con diodi senza bisogno di dissaldarle. Tutti i tasti per il cambio della gamma e della funzione possono essere facilmente manovrati con la stessa mano che tiene il multimetro.

Sono inoltre previsti il segno di polarità negativa, la virgola ed una segnalazione di batteria scarica. Il display, ad alto contrasto, è a cristalli liquidi altezza 12 mm.

Quando si seleziona la misura di resistenza con alta tensione di eccitazione si ha un segnale sonoro (Bip) della durata di 300 ms se il circuito di misura presenta continuità elettrica.

Inoltre quando si ha una tensione ai morsetti di ingresso superiore al fondo scala selezionato si ha automaticamente un segnale acustico continuo per ingressi di tensione c.a. ad intermittenza per tensioni c.c.

Data Precision
AMPERE - MILANO

Generatore bitonale a bassa distorsione

Il 9083 della Racal consiste in un generatore a due toni destinato principalmente a misurazioni della distorsione da intermodulazione nei trasmettitori SSB. I due oscillatori di elevata stabilità in esso incorporati possono essere usati separatamente oppure in combinazione in modo da ottenere un'uscita a due toni. Grazie alla bassa distorsione e alla larga banda di frequenza, il 9083 è particolarmente adatto per misurazioni su amplificatori di alta qualità.

La banda di frequenza più usata per prove di intermodulazione, quella da 100 Hz sino a 10 kHz, è comune ad entrambi gli oscillatori, mentre il funzionamento con un tono solo è possibile nella banda più allargata da 10 Hz a 100 kHz, potendo il Tono A ridursi sino a 10 Hz e quello B salire sino a 100 kHz. L'indicazione della frequenza di ciascuno dei due toni appare dalla posizione della manopola di sintonia che, unitamente ad un commutatore di gamma a tre posizioni, permette la sintonizzazione continua nella intera banda di frequenza. Per sintonizzarsi con maggior precisione nella gamma utilizzata principalmente per prove di intermodulazione dei trasmettitori, il Tono A è inoltre provvisto di un comando di sintonia fine.

Il livello di ciascuno dei due toni è regolabile separatamente secondo gradini di 1 dB su di un campo di valori compresi in 10 dB. La presenza di un commutatore del livello common range e di un attenuatore

di uscita consente la regolazione del segnale di uscita secondo gradini di 1 dB in un campo di valori pari a 90 dB, sino ad una tensione massima di 10 V rms per il tono composto (A + B) oppure sino a 5 V per i toni separati.

Il livello dell'uscita appare su di uno strumento di misura montato sul pannello frontale.

Indipendentemente dalla tensione di segnale prescelta, l'uscita Monitor fornisce un segnale di livello costante.

Il 9083 è caratterizzato da una distorsione armonica inferiore allo 0,1% nella gamma di frequenza da 100 Hz a 10 kHz e da prodotti di intermodulazione inferiori di almeno 75 dB rispetto al segnale che si desidera.

Delle uscite sono notevoli, tanto per l'uscita non bilanciata che per quella bilanciata, la ridotta distorsione armonica totale, minore dello 0,1% nella gamma 100 Hz - 10 kHz ed il rumore contenuto nello 0,05 dell'uscita.

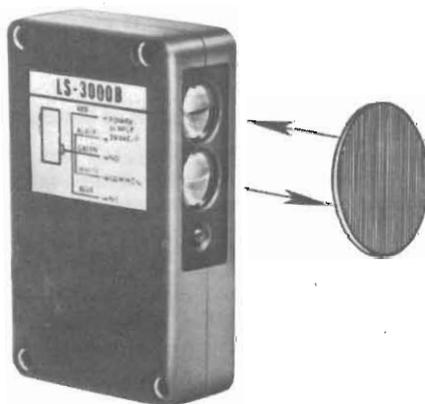
Le dimensioni dello strumento sono 152x428x305 mm ed il peso complessivo è di 5 kg.

Racal
ADELSY - MILANO

Barriera speciale a luce modulata

Le Elcontrol ha in distribuzione la barriera speciale LS 3000 BB/BL a luce modulata (Ga-As) riflessa su catarifrangente. Il puntamento ottenuto appunto con l'ausilio del catarifrangente consente la massima sensibilità anche quando quest'ultimo è fissato su di un supporto soggetto a vibrazioni.

Emittitore e ricevitore sono racchiusi nello stesso involucro in fibra di nylon-veltro, realizzazione che consente l'utilizza-

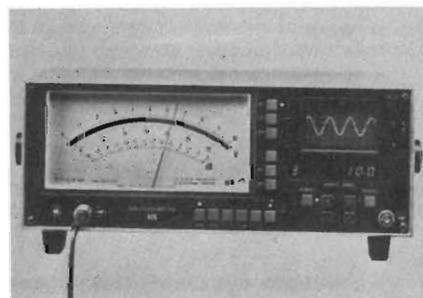


Barriera speciale a luce modulata riflessa su catarifrangente.

zione di un solo cavo per l'alimentazione ed il convogliamento del segnale d'uscita. Per il fissaggio sono stati ricavati nell'involucro quattro fori passanti, mentre particolari guarnizioni in gomma ed il passacavo proteggono la LS 3000 dalla polvere e la rendono stagna (Norma IP 63).

Realizzata nella versione "impulso buio" e "impulso luce" si presta ottimamente a tutti gli impieghi ove sia necessaria una elevata sicurezza come ad esempio negli ascensori. Le caratteristiche tecniche di entrambe le barriere sono: il sistema ottico a lenti separate; l'emettitore con fotodiode a Ga-As; il ricevitore con fototransistore al Si; distanza d'intervento (con ACR 80) min. 200 mm, max 3000 mm ed uscita a relè con in scambio 2A-250 Vca.

ELCONTROL - FUNO (BO)



Millivoltmetro con oscilloscopio incorporato

Coprendo l'intera gamma audio, l'MV 1000 della Hartman & Braun consente di effettuare le misure e di controllare contemporaneamente il segnale con l'oscilloscopio.

Il controllo del range automatico e il timer sono incorporati nello strumento.

Lo switching viene realizzato mediante pulsanti sensibili al tatto affidabili piuttosto che con commutatori meccanici.

Le funzioni selezionate vengono visualizzate su un display a LED per ridurre la possibilità di errori.

Nello strumento sono incorporati dei filtri rispondenti alle norme DIN per eliminare il rumore e i disturbi.

Le misure vengono effettuate in V, dBm, dBv e letto sullo strumento analogico di precisione dotato di specchio per ridurre gli errori di parallasse.

Hartman & Braun

XVI BIAS '80 MICROELETTRONICA



Un importante appuntamento con l'elettronica italiana ed internazionale

Milano 4 – 8 Giugno 1980 – Fiera di Milano

Interprete della continua evoluzione del settore elettronico e dei profondi mutamenti che la microelettronica sta introducendo nel settore dell'automazione la BIAS, che da oltre un ventennio rappresenta in Italia la rassegna merceologica relativa all'evoluzione che la tecnologia ed i sistemi di automazione elettronica subiscono in campo internazionale, ha organizzato una edizione specializzata che si terrà dal 4 all'8 giugno presso i quartieri della Fiera di Milano.

XVI BIAS'80 – Microelettronica – è il nome della Mostra-Convegno, cui prenderanno parte oltre mille espositori di 23 paesi diversi. Con i suoi oltre 20.000 mq. di spazio espositivo, la BIAS'80 Microelettronica ha confermato di essere il più importante avvenimento nell'ambito delle manifestazioni internazionali specializzate nel settore dell'elettronica professionale in Italia, settore considerato ormai strategico nell'ambito dello sviluppo economico del Paese.

La manifestazione di Giugno sarà il centro di scambi di informazioni tecniche e commerciali fra visitatori ed espositori interessati ai quattro settori nei quali l'esposizione è divisa:

- 1) Componenti elettronici;
- 2) Microcomputer, minisistemi, personal computer, periferiche OEM;
- 3) Apparecchiature e strumentazione per produzione e collaudo nell'industria elettronica;
- 4) Strumentazione di laboratorio e per la ricerca scientifica.

La BIAS'80 – Microelettronica – sarà per i visitatori una opportunità unica per aggiornarsi in Italia sullo stato dell'arte dell'elettronica e sulle produzioni d'avanguardia in altri termini la mostra offrirà una panoramica immediata e la più completa di ciò che il mercato è in grado di offrire.

Dato importante per i visitatori italiani ed esteri sarà la presenza, per la prima volta, di un gran numero di società di progettazione ed engineering diventate in poco tempo importanti grazie all'estro e all'ingegno dimostrato nell'applicazione del microprocessore alla soluzione di problemi industriali in ogni campo. Un motivo in più di interesse, quindi, anche per il visitatore non specializzato, ma interessato alla soluzione di problemi attraverso gli avanzati dispositivi elettronici presenti oggi sul mercato.

A disposizione dei visitatori italiani e stranieri sarà istituito un servizio di informazioni multilingue in tempo reale tramite una rete di terminali gestiti dal centro di elaborazione dati CIS della Fiera di Milano; attraverso questo servizio verrà amplificata la ricerca di prodotti e case costruttrici presenti alla manifestazione. I centri informazioni dotati di terminali saranno d'aiuto anche agli operatori economici e commerciali interessati a cercare e ad offrire nuove rappresentanze per il mercato italiano, oggi fra i primi posti in Europa per tasso di crescita nel settore elettronico (per i soli componenti elettronici a semiconduttore si stimano cifre vicine ai 300 milioni di dollari per il 1980). Durante lo svolgimento della mostra inoltre è prevista la visita di operatori economici provenienti dall'estero con l'assistenza di un ufficio apposito gestito in collaborazione con l'Istituto per il Commercio Estero (ICE).

Il convegno e le manifestazioni collaterali

La BIAS'80 – Microelettronica – sarà anche un momento importante per aggiornare le conoscenze all'attuale stato dell'arte delle più avanzate tecnologie elettroniche. Numerose sono infatti le manifestazioni che si svolgeranno contemporaneamente e all'interno della stessa mostra.

Innanzitutto il Convegno scientifico organizzato dalla FAST (Federazione delle Associazioni Scientifiche e Tecniche) che si terrà nelle giornate del 4/5/6 Giugno dedicate ai temi:

Componenti, Sistemi, Software di base. Ognuna delle sessioni del convegno sarà presieduta ed introdotta da un grande esperto del settore cui seguiranno tre invited-paper sull'argomento presentati da personaggi di fama internazionale italiani e stranieri. Il convegno scientifico si concluderà con una tavola rotonda cui parteciperanno progettisti ed utenti.

Altra importante iniziativa, nell'ambito delle manifestazioni collaterali, sarà una "Giornata di studio sulle applicazioni dei microprocessori" promossa dal Gruppo di Studio sulle applicazioni dei microprocessori della rivista tecnica Elettronica Oggi, che verterà sulle modifiche ambientali prodotte dai microelaboratori. Si tratterà in sostanza di considerare i microprocessori da un diverso punto di vista, ovvero come elementi potenzialmente determinanti per un diverso rapporto uomo-ambiente, sia come fattore chiave nell'incremento delle proprie capacità produttive, sia come componente nel miglioramento delle qualità della vita.

Durante l'intero svolgersi della BIAS verranno tenute inoltre, a cura degli stessi espositori, conferenze su tecniche e prodotti che rivestono carattere di novità per l'aggiornamento professionale dei tecnici ed ingegneri che visiteranno la mostra.

Per quanto riguarda l'aspetto divulgativo infine, in una sala apposita verranno proiettati dei films tecnici che illustreranno i processi di costruzione e collaudo dei componenti e le applicazioni della microelettronica.

Un concorso internazionale: "Il microprocessore in aiuto ai portatori di handicap"

Il comitato organizzatore della XVI BIAS'80 – Microelettronica – con il patrocinio della FAST, del GISI, delle Associazioni Nazionali ed Internazionali in aiuto agli handicappati ed in collaborazione con la rivista Elettronica Oggi, indice un importante concorso a sfondo sociale dal tema "Il microprocessore in aiuto ai portatori di handicap" allo scopo di promuovere studi, idee e realizzazioni che siano di ausilio agli handicappati.

Il concorso si rivolge a tecnici e progettisti che dovranno inviare i loro elaborati entro il 20 Maggio 1980. I lavori saranno analizzati e valutati da una commissione tecnico scientifica di estrazione interdisciplinare, mentre la premiazione dei vincitori avverrà nella giornata di chiusura (8 Giugno 1980) della mostra. Il concorso ha una dotazione globale di 7.000 dollari a cui si aggiungono altri premi costituiti da apparecchiature elettroniche.

**Per ulteriori informazioni sul concorso, si prega di telefonare o scrivere a:
Studio Barbieri, Viale Premuda 2 - 20129 Milano, Tel. 796.096/421/635 (02)**

abbonarsi* conviene sempre!

* Per i versamenti ritagliate il modulo C/C postale, riprodotto in questa pagina, compilatelo, indicando anche il mese da cui l'abbonamento dovrà decorrere.

PROPOSTE	TARIFFE
A) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE	L. 18.000 anziché L. 21.600 (estero L. 25.000)
B) Abbonamento 1980 a SELEZIONE DI TECNICA	L. 19.500 anziché L. 24.000 (estero L. 28.000)
C) Abbonamento 1980 a ELEKTOR	L. 19.000 anziché L. 24.000 (estero L. 27.000)
D) Abbonamento 1980 a MILLECANALI	L. 20.000 anziché L. 24.000 (estero L. 30.000)
E) Abbonamento 1980 a MN (Millecanali Notizie)	L. 22.000 anziché L. 26.000 (estero L. 32.000)
F) Abbonamento 1980 a MILLECANALI + MN (Millecanali Notizie)	L. 42.000 anziché L. 50.000 (estero L. 60.000)
G) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA	L. 35.500 anziché L. 45.600 (estero L. 51.000)
H) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE + ELEKTOR	L. 35.000 anziché L. 45.600 (estero L. 46.600)
I) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE + MILLECANALI	L. 36.000 anziché L. 45.600 (estero L. 47.000)
L) Abbonamento 1980 a SELEZIONE DI TECNICA + ELEKTOR	L. 36.500 anziché L. 48.000 (estero L. 53.000)
M) Abbonamento 1980 a SELEZIONE DI TECNICA + MILLECANALI	L. 37.500 anziché L. 48.000 (estero L. 50.000)
N) Abbonamento 1980 a ELEKTOR + MILLECANALI	L. 37.000 anziché L. 48.000 (estero L. 51.000)
O) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA + ELEKTOR	L. 53.500 anziché L. 69.600 (estero L. 75.000)
P) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA + MILLECANALI	L. 54.500 anziché L. 69.600 (estero L. 80.000)
Q) Abbonamento 1980 a SELEZIONE DI TECNICA + ELEKTOR + MILLECANALI	L. 55.500 anziché L. 69.600 (estero L. 82.000)
R) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE + ELEKTOR + MILLECANALI	L. 54.500 anziché L. 69.600 (estero L. 79.000)
S) Abbonamento 1980 a SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA + ELEKTOR + MILLECANALI + MN (Millecanali Notizie)	L. 72.500 anziché L. 119.600 (estero L. 138.000)

CONTI CORRENTI POSTALI
RICEVUTA
di un versamento di L. _____

Lire _____

sul C/C N. **315275**

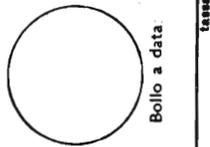
intestato a **Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.**

Via V. Monti, 15 - 20123 Milano

eseguito da _____

residente in _____

oddi _____



Bollo lineare dell'Ufficio accettante

L'UFFICIALE POSTALE

Cartellino
del bollettario

Bollo a data _____

_____ data _____ progress. _____

CONTI CORRENTI POSTALI
Certificato di accreditalm. di L. _____

Lire _____

sul C/C N. **315275**

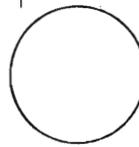
intestato a **Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.**

Via V. Monti, 15 - 20123 Milano

eseguito da _____

residente in _____

oddi _____



Bollo lineare dell'Ufficio accettante

L'UFFICIALE POSTALE

Bollo a data _____ N. _____ del bollettario ch 9

_____ data _____ progress. _____

_____ numero conto _____ importo _____

Mod. 48-b-bis AUT. cod. 127902

>000000003152756<

NEW

OSCILLOSCOPIO MONOTRACCIA TS/5000-00



- Favoloso per didattica
- Ultracompatto
- Tubo RC ad alta luminosità
- Ottima sensibilità
- Comandi frontali per un facile impiego
- Ingresso sincro esterno
- Regolazione assi a copertura continua

Tubo RC 3" (60 x 50)
Divisione griglia 10 x 8
Fosforo - verde media resistenza

Asse verticale

Larghezza di banda: dalla c.c. a 6 MHz
Commutatore: c.c. c.a.
Sensibilità: 10 mV - 10 V
Attenuatore: 1/1 1/10 1/100 e controllo variabile di guadagno 22 dB
Impedenza d'ingresso: 1 M Ω 35 pF in parallelo
Tensione massima ingresso: 300 Vc.c. e 600 Vpp

Asse orizzontale

Larghezza di banda: dalla c.c. a 250 kHz
Sensibilità: 0,3 V/Div
Impedenza d'ingresso: - 1 M Ω 30 pF in parallelo
Tensione massima d'ingresso: - 100 Vpp

Base dei tempi

Frequenza di sweep: 10 - 100 Hz / 10 - 1000 Hz / 1-110 kHz con variazione continua
Sincronismo: interno - esterno
Sensibilità: sincro interno 1 Div / esterno 2 Vpp
Alimentazione: 220 Vc.a. - 50 Hz
Dimensioni: 270 x 145 x 190


TEST & MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITO
IN ITALIA
DALLA GBC



**2^a Rassegna
del personal & home computer
e microprocessore
8/11 MAGGIO 1980**

U.S. International Marketing Center
(Centro Commerciale Americano)
Via Gattamelata, 5/Milano-Fiera
Orario: 9,30/18
INGRESSO LIBERO



BIT '80 è organizzata dall'U.S. International Marketing Center
e dal Gruppo Editoriale Jackson